



26. OTOMATİK KONTROL ULUSAL KONFERANSI (18-21 EYLÜL 2025)

📍 Ondokuz Mayıs Üniversitesi Kurupelit Yerleşkesi, Atakum/Samsun

BİLDİRİLER KİTABI

ANA SPONSOR



BRONZ SPONSORLAR



DOI:10.5281/zenodo.17737744

İÇİNDEKİLER TABLOSU

Arayıcıya Entegreli Ataletsel Stabilize Platformlar için Veriye Dayalı H_{∞} Kontrolcü Sentezi.....	1
Dönüölçer Kayma Kararsızlığının Hava Platformlarından Atılan GÜdümlü Bir Havan Mermisinin Başarımı Üzerindeki Etkisinin Değerlendirilmesi.....	7
İtke Vektörü Denetimli Sistemlerde Uygulanan Başlıca Denetim Yaklaşımları.....	13
Motor Çıkışlı PN Emisyonlarının Ampirik Yöntemle Gerçek Zamanlı Tahmini.....	18
İkinci Dereceden Bir Sistemin Farklı Kayma Yüzeyi Yöntemleri Kullanılarak Kayma Kipli Kontrol Tasarımı.....	22
Tekstil Kumaş Boyama Süreçlerinde Çok Girişli Çok Çıkışlı PID Tabanlı Sıcaklık ve pH Kontrolü.....	28
SCADE Ortamında C Programlama Dili Kullanılarak PLC'lere MODBUS Protokolü Üzerinden Bağlantı Sağlanması ve Temel Anlaşman Sisteminin Gerçekleştirilmesi.....	34
Sabit Kanatlı İnsansız Hava Araçlarında 3 Boyutlu Buluşma Probleminin Optimal Kontrol Yaklaşımı ile Çözümü.....	40
Uzaktan Kumandalı Ot Biçme Makinesi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi.....	46
Gerçek Sistem ve Doğrusal Olmayan Model İçin Karşılaştırma Kabul Kriteri Belirleme.....	52
Sabit Kanatlı Bir Hava Aracında Yanal Eksen İçin Çift Katmanlı Bozucu Gözleyici Tabanlı Kontrolcünün Tasarlanması ve Analiz Edilmesi.....	57
Turbofan Motorlarındaki Değişken Stator Kanatçık Sisteminin Frekans Uzağı Sistem Tanımlaması, Doğrusal Parametrelili Değişken Sistem Modellemesi ve Kazanç Planlama Tabanlı Kontrolör Tasarımı.....	63
Raylı Sistemlerde FBG-DAS Tabanlı Otonom İzleme ve Kontrol Mekanizmalarının Geliştirilmesi.....	69
Yedekleme Yoluyla Güvenliğin Sağlanması: Otonom Sürüşte Sistem Mühendisliğı.....	75
Dinamik Engellerle Gerçek Zamanlı Güzergah Takibi için NMPC Uygulaması.....	82
Veri Tabanlı Model Öngörölü Denetim ile Altı Eksenli Robot Kolun Hassas İz Takibi.....	88
Çoklu Hava Araçları Tarafından Taşınan Sarkıt Yükün Kontrolü.....	94
Şebeke Oluşturan Eviricilerde Güncel Kontrol Yaklaşımları.....	100
ADAS Geliştirme Süreçleri için İzlenebilir ve Uçtan Uca Sistematik Yaklaşım.....	106
İHA Sürülerinde Dayanıklılı Yer İletişimi için DSR Tabanlı Uyarlanabilir Röle Seçim Protokolü.....	112
Eliptik Vuruş Açılı (EVA) Yönlendirme Güdüm Kuralının Doğrusal Hedef Takip (DHT) Güdüm Kuralına Uyarlanması.....	118
Akıllı Robot Yürüteç için Gerçek Zamanlı Çarpışma Algılama ve Önleme.....	123
IoT Tabanlı Döner Kanat Motor-Pervane Sistemleri İçin Uzaktan Erişimli Deney Platformu Tasarımı.....	129
Lyapunov Tabanlı Uçuş Zarflı Şekillendirme ile Kısıtlı MPC Tasarımı.....	135
Mobil Robotlar için Model-Bağımsız, Güvenli ve Olay-Tetiklemeli Öngörölü Kontrol Yaklaşımı.....	143
Yapay Zeka ile Protez Dizler için Yürüyüş Fazları Tanıma.....	149
Talon 1400 V2 Platformunun Kargo Görevi İçin Modifikasyonu ve Otopilot Tasarımı.....	155
ISO26262 ve ASPICE Uyumlulu Model Tabanlı Yazılım Mimarisi Uygulaması	161
Tek Serbestlik Dereceli (1-DoF) Helikopter Deney Kiti İçin PID Kontrolör Tasarımı.....	170
Kural Tabanlı Kontrollü Hibrit Sevk Sisteminin Ticari bir Gemi için Enerji Verimliliğı Etkisinin İncelenmesi.....	176
IMU Tabanlı Gimbal Sistemlerinde Basit Kalman ve Genişletilmiş Kalman Filtresi Performans Karşılaştırması.....	182

Kalman Destekli QUEST Yönelim Kestirimi ile Kararlı LQR Denetimi: Bir Uydu Uygulaması.....	188
Otonom Havalimanı Taşıma Robotu.....	195
Kooperatif Sinir Ağları ile Akıllı Direksiyon Kontrolcüsü Geliştirme.....	200
Takvimsel ve Döngüsel Batarya Bozulmasının Elektrikli Araç Toplam Sahip Olma Maliyetine Farklı İklimlerdeki Etkisi.....	206
İki Eksenli Top Dengeleyici Sistemi için Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı.....	212
Ardışık Döngülü Kayan Kipli Kontrol Yönteminin Simülasyon ve Deneysel Uygulaması.....	218
Kanatçık Bulunmayan Sabit Kanatlı Hava Aracı için Anahtarlama ve Yönelim Dümeni Tabanlı Seyrüsefer.....	226
Bir Serbestlik Dereceli Elektro-hidrolik Eyleyici İçeren Deneysel Düzenek Tasarımı.....	232
İki Modlu Titreşim Sönümlemesi için Dağıtık Gecikmeli Giriş Şekillendiricilerin Parametrizasyonu.....	236
Benzinli Uygulamalarda NOx Emisyonlarının Araç Üzeri İzleme Doğruluğunun Kalibrasyon ve Doğrulama Metodolojisi.....	242
İntegral Etkili Dayanıklı Geri Adımlamalı Kontrolcü ile Bir İHA Sisteminin Konum ve Yönelim Kontrolü.....	247
Otomatik Şanzımda Sürünme/Creep Fonksiyonel Güvenlik Mekanizmasının Monitör Edilmesinin Geliştirilmesi.....	253
Sanal Atalet Moment Kontrolü İçeren Mikro-Şebekelerin Kararlılık Gecikme Payları Üzerinde Kesir Dereceli Denetleyicinin Etkisi.....	259
Sterilizasyon Konteynerlerinde Dijital İzlenebilirlik ve Takip Sistemi.....	265
Otonom ve Bağlantılı Araçlar Arasındaki Kooperatif Etkileşim için V2X Temelli Mimari.....	271
AYZ-Yorumlayıcı: Otonom Araçlarda Şeffaf ve Açıklanabilir Karar Alma Süreçleri için Oluşturulan Yapı.....	278
Hava Araçları için Hücum Açısı Kestiriminde Fiziksel Modelleme Yaklaşımı.....	284
Bang-Bang ve PD Kontrolcülerin ABS Sistemlerine Etkilerinin Karşılaştırılması.....	289
Bir DA Motorun Uyarlamalı İntegral Tip Çatırtısız Kayma Kipli Kontrolcü Yöntemiyle Hız Kontrolü.....	296
Büyük Dil Modeli Uygulamalarıyla Araç İçi Arıza Teşhis Sistem Belgelerinde Kontrol Metodu Geliştirilmesi.....	302
Tüm Yönlü Hareket Kabiliyetine Sahip Mobil Robotun Üretimi ve Kontrolü.....	308
MRAC+PID Kontrolcü ve Klasik Kontrolcü Modeli ile Sismik Deprem Hareketlerinin Simülasyonu İçin 2 Serbestlik Dereceli Sarsma Masasının Tasarımı ve Uygulanması	314
Aktif Süspansiyon Sistemleri için Büyük Patlama-Büyük Çöküş Algoritması ile Optimal Kontrolör Tasarımı.....	320
ABS Sistemine Sahip Mafsallı Aracın Modellemesi ve Simülasyonu.....	325
Fren Sistemi Römork Stabilizasyonunun CUBE Methodoloji ile Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Uygulaması.....	331
Dönerkanat İHA'lar için Yapay Zeka ile Arıza Toleranslı Görsel Servolama.....	339
Model Tabanlı Tasarım Yaklaşımı ile Deneysel Küçük Jet İHA'lar için Veriye Dayalı İtki Yönlendirme Simülasyon Modeli.....	345
Tam Otonom Araçlar İçin SOTIF Uyumlu Nicel Kabul Kriterlerinin Belirlenmesi.....	352
Görme Tabanlı Algoritmalar ile İniş Bölgesi Koordinatlarının Elde Edilmesi ve Doğrusal İkinci Dereceden Regülatörü ile Kontrolü.....	358
Deneme Seyri Manevra Verileriyle Bir Konteyner Gemisinin Nomoto Modeli Üzerinden Manevra Performansı Tahmini.....	364
Kapalı Çevrim Sistem Tanımlama Kullanılarak Elektrohidrolik Servovalf Tipi FMU'nun Modelleme ve Kontrolcü Tasarımı.....	370

Hareketli Platform Üzerine Otonom İHA İnişi için Hareket Tahminli Görsel Servo Kontrol Yapısı.....	376
Pan ve Tilt Sistemi İçin Farklı Kontrolcu Tiplerinin Performans ve Kontrol Eforu Açısından Karşılaştırılması.....	382
Bataryalarda İyon Taşınımının Genişletilmiş Modeli ve Deneysel Doğrulama Yaklaşımı.....	388
Gerçek Zamanlı DC Motor Pozisyon ve Hız Kontrolü İçin Uygulamalı Deney Seti Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi.....	393
Otomatik Şanzımda Kilitleme Kavramasının Kontrolü.....	398
Akıllı Tahminler: Otonom Sürüş için Pekiştirmeli Öğrenme ile Optimize Edilmiş Unscented Kalman Filtresi.....	404
İnsansız Hava Araçlarında Pekiştirmeli Öğrenme Tabanlı Kayan Kipli Kontrol Yaklaşımıyla Engel Duyarlı Yörünge Oluşturma ve Takip Sistemi	410
Kristal Yapı Algoritması ile Sinyalize Kavşaklarda Gecikme Süresi Optimizasyonu.....	417
Otonom Araçlarda Eğrilik Tabanlı Yörünge Oluşturma ve Takibi için Model Öngörülü Kontrol Tasarımı.....	421
Elektrik Motorlu Döner Kanatlı Bir İHA İçin Kontrolcü, Otopilot Tasarımı ve Simülasyonu.....	427
Elektrik Tahrikli Döner Kanatlı İHA Tasarımı: Modelleme ve Trim Analizi.....	433
Kızılötesi Görüntüleme ile Esnek Robot El Poz Tahmini.....	440
Hassas Silah Sistemi için Derin Yapay Sinir Ağı Destekli Tork İleri Besleme Kontrolcüsü Tasarımı.....	445
Zaman Gecikmeli Sistemler İçin Smith Prediktör' ün CDM ve PID Kontrolcülerinin Genetik Algoritmaya Dayalı Optimizasyonu.....	450
Elektrikli Araçlar için Merkezi Hesaplama Tabanlı Bölgesel E/E Mimari Tasarımı ve Doğrulaması.....	456
Akıllı Robotik Yürüteçte Kullanıcı Hareket Niyetinin Kuvvet/Tork Sensör Verileri ve Makine Öğrenimi ile Tahmini.....	462
TKKK, İTKKK ve TİTKKK Yöntemlerinin İki Serbestlik Dereceli Robot Kolu için Tasarımları ve Performans Değerlendirilmesi.....	468
Dijital PI ve PR Denetleyiciler ile Baskın Kutup Çifti Seçiminde Üzerine Sınırlamalar.....	475
İki Eksen Gimbal Sistemi İçin Kesir Dereceli Kontrolcülerin Başarımı.....	481
Seri RRR Robotun Kinematik ve Dinamik Analizinde Uzaysal Vektör Cebri ile Denavit-Hartenberg Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	488
Değişken Referans Sinyalleri ve Yük Koşulları Altında İki Tekerlekli Tırmanma Robotlarında PI Kontrolörün Performans Analizi.....	494
Bir Aktif Radyal Manyetik Rulmanın Tek-Eksendeki Kontrolcü Eniyilemesi	500
Asılı Yük Taşıyan Döner Kanat İnsansız Hava Aracının Sinir Ağları ile Modellenmesi: ANN ve PINN Karşılaştırması.....	506
Füze Manevra Stratejisi ve Gimballı Arayıcı Başlık Tipinin Hedef Takip Performansına Etkisinin İncelenmesi.....	512
Yapısal Hasar Tespiti ve Bölge Taraması Yapan Dört Rotorlu İnsansız Hava Aracı Tasarımı.....	521
Kalite Odaklı Eklemeli İmalat: Malzeme Ekstrüzyonunda Süreç İzleme ve Kontrol Sistemlerinin Rolü.....	527
Döner Ters Sarkaç Sisteminde Pekiştirmeli Öğrenme Tabanlı Kontrolcü (DDPG), LQR ve 2DOF PID Kontrolcülerinin Bozucu Etki Altında Karşılaştırmalı Performans Analizi.....	533
Manyetik Askı Sistemi Üzerinde Farklı Kontrol Yöntemlerinin Performans Analizi.....	539
Mikro İHA'ların uzaktan kontrolünü en iyi şekilde sağlayan el aracı hangisidir?.....	545
Model Öngörülü Kontrolör ile Mühimmat Ayrılması Kaynaklı Kanat Titreşimlerinin Bastırılması.....	550

Top-Çubuk Denge Sistemi için Benzetim Yöntemi Kullanılarak Genetik Algoritma Tabanlı PID Denetleyici Tasarımı.....	556
Çevik Yazılım Geliştirmede Test Edilebilir Gereksinimlerin Yazılması ve Değerlendirilmesi.....	562
Stereo Görüş ve YOLO Modeli ile Gerçek Zamanlı Nesne Konumlandırma ve Robotik Kontrol.....	568
Takip Problemlerinde SDRE ve θ -D Yöntemlerinin Performans Karşılaştırması...	574
DIgSilent PowerFactory Kullanılarak Rüzgar Türbini Tabanlı Rezerv Güç Kontrolü İçeren Yük Frekans Kontrol Sisteminin Kararlılık Zaman Gecikme Paylarının Belirlenmesi.....	579
Küresel Konumlandırma Engelli Ortamlarda Göreli Konumlandırma.....	585
Gelişmiş Sürücü Destek Sistemleri (ADAS), Telematik Sistemler ve Mobil Cihaz Verilerinin Sürücü Puanına Etkileri.....	591
Döner Kanat Sistemlerin Pervane ve Dinamik Davranışlarının İncelenmesi için Test Cihazının Oluşturulması.....	597
İkinci Mertebeden Doğrusal Olmayan Bir Sınıf Sistemin Periyodik Uyarlamalı Dayanıklı Geri Adımlamalı Kontrolü.....	604
Uyarlamalı Geri Adımlamalı Kontrol ile Kardiyovasküler Sistem Benzetim Devresinin Hacim Kontrolü.....	611
Konum Belirleme Sistemi Kapalı Mekân Performansının İncelenmesi.....	617
Manyetik Kaldırma Sistemleri İçin Yapay Sinir Ağı (YSA) Temelli Lyapunov Tarzı Doğrusal Olmayan Kontrolcü Gözleyici Çifti Tasarımı.....	621
Robotik Uygulamalar için Servo Motor Seçimi.....	627
Bozucu Etkiler Altındaki Bir Helikopter için Doğrusal Karesel Regülatör (DKR) Tasarımı.....	632
İSMSM Sürücüler için DO-GDG Tabanlı Yük Torku Kestirimi ile İntegral Geri Adımlamalı Hız Kontrolcü Tasarımı.....	638
Politika-Dışı Q-Öğrenme ile Veri Tabanlı LQR Aktif Süspansiyon Kontrolü ve Potansiyel Enerji Kazanımı Analizi.....	644
Batarya Yönetim Sistemi Tasarımı ve Şarj Kestirim Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	650
Artık Robot Kollarının Eşzamanlı Öğrenme Tabanlı Uyarlamalı Kinematik Kontrolü.....	656
eVTOL Kentsel Hava Hareketliliği Sistemlerinde Kontrol ve Güç Kaynağı Perspektifinden Gelişmeler, Zorluklar ve Yeni Nesil Çözümler.....	662
DCI-VTON Tabanlı Sanal Giyim Sistemlerinde El Bölgesi Görsel Kalitesinin LoRA ile Artırılması.....	668
Ramazan Ayında Konjestif Kalp Yetmezliği Hastalarında Davranış Değişikliğinin Etkisinin Araştırılması.....	674
Otomotiv Bilgi-Eğlence Sistemlerinde Güç Yönetimi Senaryolarının Sistem Mühendisliği Yaklaşımıyla Kavramsal Modellenmesi.....	680
Elektronik Kartlarda Fiziksel Arıza Tespiti için Öznitelik Tabanlı Görüntü İşleme Yaklaşımı.....	686
Torus Üzerindeki Dinamik Sistemler için Kararlılık Sertifikaları.....	692
Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların LMF Tabanlı MRAS ile Hız Algılayıcısız Model Öngörülü Akım Kontrolü	698
Top-Robot Sisteminin Uyarlamalı Yapay Sinir Ağları Tabanlı Denge Denetimi.....	703
İkinci Mertebeden Doğrusal Olmayan Sistemler için Uyarlamalı Dayanıklı PD Kontrolcü Tasarımı ve Dört Kanatlı İHA Yönelim Kontrolüne Uygulanması.....	709
İşaret Parmağı Rehabilitasyonu için MATLAB-Simscape Ortamında Uygulama.....	715
Dört Pervaneli İHA'nın Yörünge Takibi için LQR Kazançlarının Fonksiyon Kestirim Yöntemleriyle İncelenmesi: Enterpolasyon ve Derin Öğrenme Yaklaşımları.....	723
Bir Demiryolu Aracı için Bulanık Mantık Tabanlı Yarı Aktif Kontrolcü Tasarımı.....	729

İkili Tank Sisteminin Sıvı Seviye Kontrolü için Farklı Optimizasyon Yöntemlerinin Kıyaslanması ve Performans Analizi.....	735
Ticari ve Akademik Protez Dizlerin Karşılaştırması.....	742

Arayıcıya Entegreli Ataletsel Stabilize Platformlar için Veriye Dayalı H_∞ Kontrolcü Sentezi

Data-Driven H_∞ Controller Synthesis for Seeker-Integrated Inertially Stabilized Platforms

Mert Tekin¹, S. Çağlar Başlamışlı²

¹Arayıcı Sistemleri Direktörlüğü
Roketsan, Ankara
mert.tekin@roketan.com.tr

²Makine Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, Ankara
scaglarb@hacettepe.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, ataletsel olarak stabilize edilmiş bir platformun herhangi bir parametrik modeline ihtiyaç duymadan kontrolcü sentezine olanak sağlayan yeni bir yöntem öne sürülmüştür. Model tabanlı kontrolcülerin kararlılığı ve performansının geliştirilen modelin doğruluğu ile oldukça ilişkili olduğu bilinen bir gerçektir. Bu bağlamda, "Veri Odaklı Kontrol" yöntemi ile gürbüz bir kontrolcü tasarlanmış ve ilgili kontrolcünün kızılötesi arayıcı içindeki stabilize edilmiş gimbal platformunda testi gerçekleştirilmiştir. Veriye dayalı tasarım için ihtiyaç duyulan açık döngü sisteminin genel davranışı, frekans tabanlı giriş-çıkış ilişkisine bakılarak gözlemlenmiştir. Daha sonra kontrolcü, belirlenen performans ağırlıklarına göre tasarlanmıştır. Ağırlıklandırma fonksiyonlarının ve ayrıca kontrolcünün belirlenmesi/tasarlanması sırasında; gürbüz performans ve kararlılığı sağlamak adına, Nyquist kararlılık kriterine uygun olarak bir dışbükey optimizasyon yöntemi kullanılmıştır. Çalışma sonunda tasarlanan kontrolcünün, gürbüz performans kriteri baz alındığında, referans takip, bant genişliği ve bozucu etki bastırma yetkinliği açısından oldukça yüksek başarımla sergilediği gözlemlenmiştir.

Abstract

In this study, a new method is proposed that allows the synthesis of controllers for an inertially stabilized platform without requiring any parametric model. It is a well-known fact that the stability and performance of model-based controllers are strongly dependent on the accuracy of the developed model. In this context, a robust controller has been designed using the "Data-Driven Control" method, and the proposed controller has been tested on a stabilized gimbal platform within an infrared seeker. For the data-driven design, the open-loop system's overall behavior was observed by examining the frequency-based input-output relationship. Subsequently, the controller was designed based on the specified performance weights. During the determination/design of the weighting functions and the controller, a convex optimization method was employed in compliance with the Nyquist stability criterion to ensure robust

performance and stability. At the end of the study, it was observed that the designed controller exhibited high performance in terms of reference tracking, bandwidth, and disturbance rejection capability, particularly based on the robust performance criterion.

1. Giriş

Güdümlü mühimmatların çoğu, hedefin tespit ve güdüm birimine kesin konum bilgisi sağlayan "arayıcı" alt sistemi içerir [1]. Arayıcılar, kızılötesi (IR), lazer veya radyo frekansı (RF) gibi farklı tiplerde tasarlanabilir. Ancak, düşük gövde dönüşünden yüksek frekanslı titreşime kadar çeşitli bozucu etkiler, IIR dedektörünü ve görüntü işleme algoritmalarını olumsuz etkiler. Bu sorunların üstesinden gelmek için, kamera gibi yüklerin füze gövdesinden bağımsız hareket edebilmesi gerekir. Bu amaçla kullanılan bağımsız stabilize platformlar, endüstride "gimbal" olarak bilinir [1].

Gürbüz kontrol tasarımına yönelik çalışmalarda, Nyquist kriterine dayalı konveks bir yapı önerilmiş ve parametrik olmayan bir modelle tasarlanan kontrolcünün, kararsız açık döngü modelini stabilize edebildiği simülasyonlarla gösterilmiştir [2]. Başka bir çalışmada [3], füze kontrol yüzeylerinin frekans tabanlı verisi kullanılarak, Nyquist kararlılık teoremi ve μ sentezi ile optimizasyon problemi çözülmüş ve düşük dereceli bir kontrolcü gerçek zamanlı olarak uygulanmıştır.

Ataletsel stabilize platformların doğrusal olmayan davranışlarına yönelik gerçekleştirilen çalışmada [5], girdi-çıkış verisine dayalı bir optimizasyon problemi çözülerek, veri tabanlı bir kontrolcü tasarlanmış ve gerçek zamanlı sistemlerde test edilmiştir.

Bu bildiriye, veriye dayalı sabit dereceli gürbüz bir kontrolcü, iki serbestlik dereceli bir arayıcının bir eksenine uygulanmıştır. Gürbüzlük performansı, klasik H_∞ normu ile modellenmiştir; Nyquist diyagramına dayalı konveks bir stratejiyle, konveks olmayan kısıtlar yeniden düzenlenmiştir. Optimizasyon problemi, model eşleme tekniği ve 2-norm tabanlı bir maliyet fonksiyonu ile çözülmüş ve düşük dereceli bir kontrolcü sentezlenmiştir.

İlgili çalışmanın devamı şu şekilde ele alınmıştır: Bölüm 2'de gürbüzlük problemi teorik olarak detaylandırılmıştır. Bölüm 3'te veriye dayalı gürbüz kontrolün temelleri, gürbüz performans çerçevesinde oluşturulmuştur. Sistem kısıtlarının ve optimizasyon probleminin tanımlandığı Bölüm 4'te, veriye dayalı sabit dereceli kontrolcü tasarlanmıştır. Bölüm 5, elde edilen kontrolcüye ait performans analizini içermektedir. Son olarak Bölüm 6'da ise kısaca elde edilen sonuçlar özetlenmiştir.

2. Problem Tanımı

Temel yapısı itibarıyla bir optimizasyon problemi olarak ifade edilecek olan kontrolcü tasarımı, üç ana başlık altında ele alınmıştır. Birincil olarak sisteme ait gerçek zamanlı veri setlerinin eldesi tamamlanmalıdır. İkinci kısımda, kontrolcü eldesi için global minimum noktası bulunacak olan optimizasyon probleminin bütçe fonksiyonları ve kısıtları belirlenmeli, son olarak ise tasarlanacak kontrolcünün yapısı tanımlanmalıdır.

2.1. Sistem Veri Setleri

Sağlamlık kriteri tüm olası bozulmuş ve nominal tesisleri kapsar. O zamandan beri, öncelikle tüm olası sistemleri kapsayan bir model kümesi Π tanımlanmalıdır.

$$\Pi: \mathbb{G}(j\omega) = G_i(j\omega)(1 + W_{li}(j\omega)\Delta), \quad \text{for } i = 1, \dots, k \quad (1)$$

Belirtilen denklemden \mathbb{G} , olası tüm açık döngü sistem verisini; $W_{li}(j\omega)$ çarpımsal belirsizlik ağırlıklandırma fonksiyonunu; Δ ise sonsuzluk normu 1'den küçük olan herhangi bir kararlı transfer fonksiyonunu temsil etmektedir.

2.2. Gürbüz Performans Kısıtları

Standart birim geri besleme konfigürasyonundaki sistemin açık döngü transfer fonksiyonu $L(s)$ aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$L(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = K(s)G(s) \quad (2)$$

Bozulma girişinden sistem çıkışına doğru olan transfer fonksiyonuna "Duyarlılık Fonksiyonu" adı verilir ve tek girdi-tek çıktı sistemler için aşağıdaki denklemle ifade edilebilir:

$$S(s) = \frac{Y(s)}{D(s)} = \frac{1}{1 + L(s)} = \frac{1}{1 + K(s)G(s)} \quad (3)$$

Giriş referans komutundan, sistem çıkışına olan transfer fonksiyonu "Tamamlayıcı Duyarlılık Fonksiyonu" olarak isimlendirilir ve aşağıdaki ilişkiyle bulunabilir:

$$T(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{L(s)}{1 + L(s)} = \frac{K(s)G(s)}{1 + K(s)G(s)} \quad (4)$$

Duyarlılık fonksiyonu (S) ve tamamlayıcı duyarlılık fonksiyonu (T) kavramlarına dayanarak, parametrik olmayan tasarımın gürbüzlük kriteri için en uygun performans kriteri, aşağıdaki eşitsizliğin sağlanması olacaktır [4]:

$$\|W_p S\| + \|W_l T\| < 1 \quad (5)$$

Bu eşitlikte sırasıyla W_p genel sistem performansını tanımlayan performans ağırlıklandırma fonksiyonu ve W_l sistemin belirsizliğini tanımlayan çarpımsal belirsizlik ağırlıklandırma fonksiyonudur.

Denklem (5) ile halihazırda gürbüzlük performansı ifade edilebilmektedir. Ancak, kontrol sinyalinin regüle edilmesi de sistem açısından kritik olduğu için, probleme ait en genel

kısıtlama, kontrol sinyali ağırlıklandırma fonksiyonu W_u da eklenerek aşağıdaki gibi revize edilebilir:

$$\left[\left\| W_p(j\omega)S(j\omega) \right\| + \left\| W_l(j\omega)T(j\omega) \right\| \right] < \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Yukarıdaki gürbüz performans kısıtlaması, Nyquist Diyagramı üzerindeki konveks kısıtlarla sağlanacaktır.

2.3. Kontrolcü Yapısı

Lineer bir $K(s, \phi)$ kontrolcünün en genel yapısı şu şekilde ifade edilebilir:

$$K(s, \phi) = k^T \phi(s) \quad (7)$$

$$k^T = [k_1, k_2, \dots, k_n] \quad (8)$$

$$\phi(s) = [\phi_1(s), \phi_2(s), \dots, \phi_n(s)] \quad (9)$$

Unutulmamalıdır ki burada k^T , n sayıda sabit kontrol parametresi içeren bir vektör iken; $\phi(s)$ kontrolcüye ait transfer fonksiyonunun yapısını içermektedir. Örnek vermek gerekir ise, klasik bir PID kontrolcü k^T ve $\phi(s)$ terimlerini kullanarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$k^T = [K_p, K_i, K_d] \quad (10)$$

$$\phi(s) = \begin{bmatrix} 1 \\ 1/s \\ s \end{bmatrix} \quad (11)$$

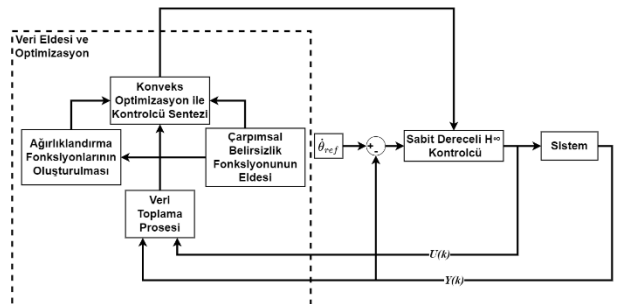
Bu çalışmada, sistemin açışal hızını kontrol etmek için sabit mertebeli bir PI kontrolcü tasarlanacaktır.

3. Veriye Dayalı Gürbüz Kontrol

Geleneksel yöntemlerde, bir sistem için kontrolcü tasarımı esas olarak sistemin matematiksel modeline dayanır. Ancak, aşağıdaki durumlarda doğru bir model elde etmek zor olabilir:

- Sistemin karmaşıklık seviyesi nispeten yüksektir.
- Sistem bilinmeyen değişken dinamikleri içerir.
- Sürtünme, yay etkisi vb. nedeniyle oluşan bozulmalar doğrusal değildir.

Yukarıdaki durumlar için, herhangi bir sistem parametresi gerektirmeyen veri odaklı bir teknik geliştirilebilir. Bu çalışmada, veri odaklı kontrolör sağlam kontrol teorisi çerçevesinde tasarlanmıştır. Veri odaklı kontrolör için tasarım adımları Şekil 1'de açıklanmıştır.



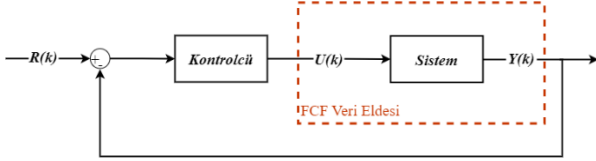
Şekil 1 Veriye Dayalı Kontrolcü Sentezi Blok Diyagramı

3.1. Kapalı Döngü Testi ile Veri Eldesi

Kapalı hacimlerde çalışan elektromekanik sistemlerin büyük çoğunluğunda, tasarımdan kaynaklanan mekanik kısıtlamalar vardır. Yapılan açık çevrim sistem tanımlama testlerinde, mekanizmada bu kısıtlama noktalarının varlığı sonucunda, iki

yüzey (faydalı yük ve gimbal halkası) arasındaki temas/çarpmadan kaynaklanan istenmeyen ve doğrusal olmayan değerler sensör çıkışında okunur. Bu nedenle, açık çevrim test sonuçları yanlış olarak değerlendirilir ve frekans cevabı yanlış türetilir.

Bu durumu önlemek için, bu sistemler kapalı çevrim olarak test edilmelidir. Yani, sistemde zaten bir kontrolör varsa, örneğin, bu kontrolcü bir hız kontrolcüsü olsun; referans sinyali, dönüölçerin geri besleme alacağı şekilde sisteme yerleştirilmeli, böylece sistemin mekanik sınırlarla temas etmesi önlenmelidir. Bu noktada, sistemin yüksek performanslı veya yüksek kararlılığa sahip bir kontrolcüyeye ihtiyacı yoktur. Bu birincil ve basit kontrolcünün temel amacı, sistemde belirlenen mekanik sınırlar içinde, faydalı yükü düşük frekans bölgesinden yüksek frekans bölgesine taşıyabilmektir.



Şekil 2 Kapalı Döngü Testi ile Açık Döngü Veri Eldesi

Sistemden elde edilecek FCF (Frekans Cevap Fonksiyonu), açık döngüde hangi giriş-çıkış sinyallerinden oluşturuluyor ise, kapalı döngüde de aynı sinyaller ile oluşturulmalıdır. Sadece FCF eldesindeki giriş sinyali, Şekil 2'de görülebileceği gibi kapalı döngü için referans sinyalinden farklı olacaktır.

3.1.1. Girdi Sinyalinin Belirlenmesi

Sistemin frekans tepkisi belirli bir frekans aralığında inceleneceğinden, sisteme komut olarak verilmesi planlanan giriş sinyalinin belirtilen tüm frekans noktalarını da taraması gerekir. Bu nedenle, sisteme farklı genliklere sahip aynı frekans aralığını kapsayan sinüzoidal tarama sinyallerinin verilmesi planlanmaktadır.

Lineer sinüzoidal tarama sinyalleri, frekansı zamanla artabilen veya azalabilen sabit genlikli kosinüs dalgalarıdır. Belirli bir sürede istenen genişlikteki bir frekans bölgesini tarayabildikleri için sistemin frekans tepkisini elde etmede aktif rol oynayabilirler. İlgili sinyalin matematiksel denklemi şu şekilde geliştirilebilir:

$$u(t) = A \cos(2\pi f_0 t + \phi_0) \quad (12)$$

Burada A sinyalin genliğini, f_0 Hz cinsinden belirlenen başlangıç frekansını, ϕ_0 başlangıç fazını ve t zamanı belirtir.

3.2. Konveks Optimizasyon Problemi

Optimizasyon tipi seçimindeki ana motivasyon, konveks olmayan optimizasyon problemlerinde birden fazla lokal minimum noktası bulunabilirken, konveks optimizasyon ile yalnızca bir adet global minimum noktası elde edilmesidir. Tekil çözüm kümesi, gürbüzlük şartının bir kısıtı olduğundan, optimizasyon problemi konveks olarak ele alınmıştır.

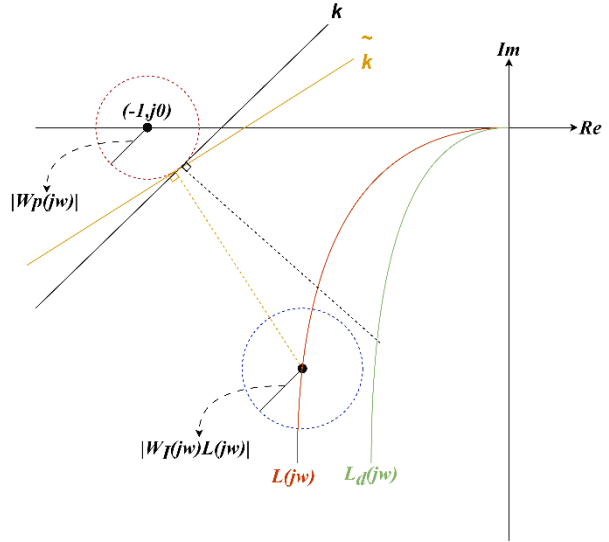
3.2.1. Konveks Gürbüz Performans Kısıtı

Denklem (5)'de verilen gürbüzlük eşitsizliğinin konvekslik açısından uygun olup olmadığını gözlemlemek için Nyquist diyagramında konveks kısıtlarla temsil edilmelidir.

Denklem (5)'in her iki tarafından çarpılarak şu şekilde bir eşitsizlik elde edilebilir:

$$|W_p(j\omega)| + |W_l(j\omega)L(j\omega)| < |1 + L(j\omega)| \quad (13)$$

Not edilmelidir ki, Denklem (13)'teki kısıt yalnızca, $|W_p(j\omega)|$ yarıçapına sahip -1 noktasındaki çember ile $L(j\omega)$ merkezli ve $|W_l(j\omega)L(j\omega)|$ yarıçapına sahip çember arasında herhangi bir kesişim noktası olmadığı durumda sağlanır.



Şekil 3 Gürbüz Kısıtlamaların Nyquist Eğrisi

Kesişim analizi gösterimini basitleştirmek adına, performans çemberine teğet olan ve aynı zamanda açık çevrim transfer fonksiyonu $L(j\omega)$ ile kritik nokta -1 arasındaki doğruya dik olan bir \tilde{k} doğrusu ele alınmıştır. Bu durumda, bahsedilen kesişim koşulu şu şekilde değiştirilmiştir: Gürbüz kararlılık ve performans kriterlerini sağlamak için, merkezi $L(j\omega)$ olan çemberin \tilde{k} doğrusu ile kesişmemesi gerekir. Ancak, \tilde{k} doğrusu, tasarlanacak denetleyici parametrelerini içerdiğinden, problemin dışbükey (konveks) bir optimizasyon problemi olarak ifade edilebilmesi için gerekli koşullar sağlanamamaktadır. Bu noktada, sistemin açık çevrimine oldukça benzediği varsayılabilecek bir $L_d(j\omega)$ transfer fonksiyonu tasarlanmıştır. Bu transfer fonksiyonu, gerçek sistemin transfer fonksiyonundan kısmen farklı olacağı için, bu fonksiyona dik olarak tasarlanan doğru da değişecek ve k olarak adlandırılacaktır.

Model eşleştirme yaklaşımında, sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu $T_d(j\omega)$ zaten tasarlanacağı için, yaklaşık açık çevrim fonksiyonu $L_d(j\omega)$ buradan doğrudan türetilir.

Tasarlanacak k doğrusunun denkleminin yalnızca performans ağırlık fonksiyonuna ve istenilen açık çevrim transfer fonksiyonuna göre değişeceği vurgulanmalıdır. Bunu göz önünde bulundurarak, k doğrusu şu şekilde ifade edilebilir: Burada a reel kısmı, b ise sanal kısmı temsil eder:

$$|W_p(j\omega)[1 + L_d(j\omega)] - \text{Im}\{L_d(j\omega)\}b - [1 + \text{Re}\{L_d(j\omega)\}][1 + a] = 0 \quad (14)$$

Burada " Im " imajiner kısmı temsil ederken " Re " değer gerçek kısmını temsil eder. Bu durumda eşitsizlik şu şekilde değiştirilebilir:

$$|W_p(jw)[1 + L_d(jw)]| - \text{Im}\{L_d(jw)\}\text{Im}\{L(jw)\} - [1 + \text{Re}\{L_d(jw)\}][1 + \text{Re}\{L(jw)\}] < 0, \quad \forall w \quad (15)$$

Eğer $\text{Re}\{L_d(jw)\}$ terimini $\frac{1}{2}[L_d(jw) + L_d(-jw)]$ terimi ile yer değiştirirsek ve aynı işlemi imajiner kısım için de uygularsak şu şekilde bir lineer belirsizlik elde edebiliriz:

$$|W_p(jw)[1 + L_d(jw)]| - \text{Re}\{[1 + L_d(-jw)][1 + L(jw)]\} < 0 \quad (16)$$

Kısıtlamanın hala belirsizlik kümesini kapsamadığı unutulmamalıdır. Bu performans ağırlığını dahil etmenin bir yolu, performans çemberinin yarıçapını $|W_l(jw)L(jw)|$ ile artırmaktır.

Dolayısıyla, Nyquist kriteri açısından gürbüz kararlılık ve performans kısıtının son hali şu şekilde ifade edilebilir:

$$|W_p(jw)[1 + L_d(jw)]| + |W_l(jw)L(jw)[1 + L_d(jw)]| - \text{Re}\{[1 + L_d(-jw)][1 + L(jw)]\} < 0, \quad \forall w \quad (17)$$

3.2.2. Konveks Kontrol Sinyali Kısıtı

Gerçek zamanlı kapalı döngü bir sistem için, aktüatörlerin doygunluk sınırlarını belirlemek esastır. Aksi takdirde, kontrolcü çıkışında üretilen tahrik sinyali teorik olarak sonsuza yaklaşabilir ve sistemde aşırı yüklenmeye neden olabilir.

Sistemin nominal durumuna ek olarak, belirlenen güç sınırları belirsizliklerin de mevcut olduğu en kötü durum senaryosu içinde tutulmalıdır. Bu nedenle, kontrol girişi regülasyonu, optimizasyon probleminin son kısıtı olarak elde edilecektir.

Eğer \mathcal{H} , referans girdisi ve kontrolcü sinyali çıktısından oluşan bir transfer fonksiyonu olarak düşünülürse şu şekilde türetilir:

$$\mathcal{H} = \frac{u}{r} = \frac{k^T \phi(jw)}{1 + G(jw)k^T \phi(jw)(1 + W_l(jw)\Delta)} \quad (18)$$

Burada $(1 + W_l(jw)\Delta)$ çarpımsal belirsizlik terimini ifade eder. Bu durumda kontrolcü çıktı kısıtı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$|W_u \mathcal{H}| - \tilde{u}_{\max} \leq 0 \quad (19)$$

$$\Leftrightarrow -\tilde{u}_{\max} \leq \left| \frac{W_u(jw)k^T \phi}{1 + G(jw)k^T \phi(jw)(1 + W_l(jw)\Delta)} \right| \leq \tilde{u}_{\max}$$

Burada \tilde{u}_{\max} , kontrol sinyalinin üst sınırıdır. Kararlı transfer fonksiyonu Δ en kötü durum senaryosu için 1 olmalıdır. Kısıtın final formu böylelikle elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} -\tilde{u}_{\max}(|1 + Gk^T \phi| - |W_l Gk^T \phi|) - |W_u k^T \phi| \\ -\tilde{u}_{\max}(|1 + Gk^T \phi| - |W_l Gk^T \phi|) + |W_u k^T \phi| \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

Şuna dikkat edilmelidir ki yukarıdaki eşitsizlikte elde edilen kontrol sinyali kısıtlamaları, kontrolcü parametresi k 'ya göre dışbükey bir fonksiyon olacak şekilde biçimlendirilmiştir.

Denklem çözümündeki temel hedef, kontrolcü ve duyarlılık fonksiyonu çarpımından elde edilecek olan frekans cevabının, Denklem (27)'de belirtilen ağırlıklandırma fonksiyonun ters frekans eğrisinin altında seyretmesidir. Koşulun sağlanması durumunda kontrolcü akım sarfiyatı, değişken ortam koşullarında dahi alt sistem seviyesinde belirlenen eşik değerini aşmayacaktır.

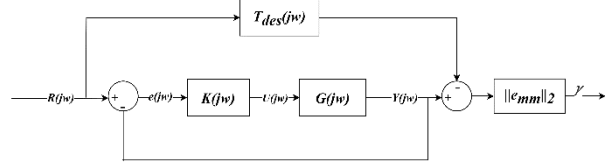
3.3. Maliyet Fonksiyonunun Belirlenmesi

3.3.1. Model Eşleme Metodu

Optimizasyon algoritmalarının maksimize etmeye veya minimize etmeye çalıştığı maliyet fonksiyonu, sistem gereksinimlerine uygun olarak tasarımcı tarafından belirlenir.

Optimizasyon probleminde kullanılacak kısıtlamalar, gürbüz kontrol teorisine dayalı olarak önceki bölümlerde belirlenmiştir. Bu bölümde, belirtilen sınır koşulları içinde çözülecek maliyet fonksiyonuna karar verilecektir.

Maliyet fonksiyonu için oldukça farklı yaklaşımlar vardır. Bu çalışmada, "model eşleme" yaklaşımı [3] kullanılacaktır (Şekil 6).



Şekil 4 Model Eşleme Metodu Blok Diyagramı

Veriye dayalı kontrolcü tasarımının ortaya çıkmasının temel nedeni, sistemin parametreleri oldukça değişken ve belirsiz olduğundan sistemin matematiksel modelinin düzgün bir şekilde oluşturulamamasıdır. Bu noktada tam olarak tersine çevrilebilir bir yöntem takip edilebilir: Sistemin genel yapısı bilinmemekle birlikte, benzetilmek istenen final formu tasarlanabilir. Başka bir deyişle, parametrik olmayan bir kontrolcü tasarımı, parametrik bir modeli referans olarak çözülecektir. Bu metodoloji, kontrol teorisindeki "model eşleme" yaklaşımının içeriğini tanımlar.

Temel maliyet fonksiyonu, gerçek sistem ve parametrik modelin açık döngü farkının 2-normunu alacak bir denklem yapısında kurgulanmıştır:

$$\min_k \|L(jw) - L_d(jw)\|_2 \quad (21)$$

Eğer istenen kapalı döngü transfer fonksiyonu T_d baz alınır, sistemin açık döngü istenen transfer fonksiyonu L_d şu şekilde hesaplanabilir:

$$L_d = \frac{T_d}{1 - T_d} \quad (22)$$

Bu durumda optimizasyon probleminin final formu aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\min_k \left\| \frac{L(jw)(1 - T_d(jw)) - T_d(jw)}{1 - T_d(jw)} \right\|_2 \quad (23)$$

4. Kontrolcü Tasarımı

Teorik bilgiler doğrultusunda, ağırlıklandırma fonksiyonlarının belirlenmesinden, istenilen transfer fonksiyonunun temsilini (model eşleştirme yaklaşımı) kullanarak optimizasyon probleminin çözülmesine kadar olan süreç, kontrolcü tasarımı ile sayısal olarak açıklığa kavuşturulmuştur.

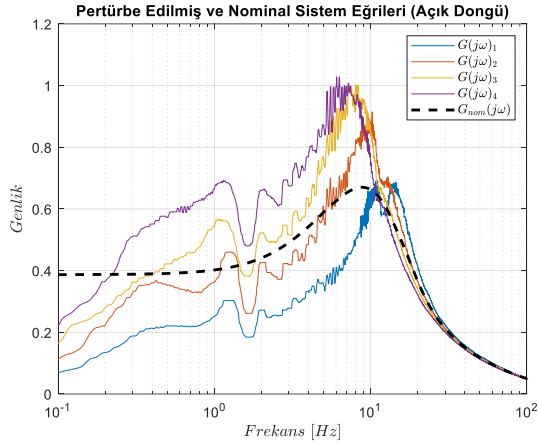
4.1. Frekans Cevap Fonksiyonlarının Eldesi

Şekil 3'teki giriş referans sinyali, sistemin hız çevrimine uygulanmaktadır. Dört farklı test gerçekleştirilmiş ve akım komutu girişinden dönüölçer (jiroskop) çıkışına kadar olan lineer bir veri seti elde edilmiştir:

$$\Lambda \triangleq G_i(jw_k), \quad i = 1, 2, 3, 4, k = 1, 2, \dots, k_{fmax} \quad (24)$$

Testlerin kapalı çevrim ortamında gerçekleştirildiğine dikkat edilmelidir; bu da verilen uyarım sinyallerinin kapalı hız döngüsü referans sinyalleri olduğu anlamına gelir. Ancak, açık

çevrim dinamiklerini gözlemlemek için, testler sırasında telemetriye kaydedilen akım komutu girişleri, FRF (Frekans Tepki Fonksiyonu) hesaplamalarında $U[k]$ olarak kullanılmaktadır.



Şekil 5 Frekans Cevap Fonksiyonu Verisi

Daha yüksek frekans değerleri, sistemde kullanılan dönüölçerin bant genişliğini aştığı için sistem 0,1 Hz ile 100 Hz değerleri arasında test edilmektedir.

4.2. Ağırlıklandırma Fonksiyonlarının Belirlenmesi

4.2.1. Performans Ağırlıklandırma Fonksiyonu

Performans ağırlık fonksiyonu, kabul edilebilir en kötü durum bant genişliği, sönüm oranı ve kararlı durum hatası sırasıyla 10 Hz, 0.8 ve 0.5 olarak sınırlandırılarak tasarlanmıştır. Daha sonra, performans ağırlık fonksiyonunun transfer fonksiyonu, Denklem (25)'te ifade edilmiştir:

$$W_p = \left(\frac{\frac{s}{1} + w_b}{M_p^k} \right)^k \quad (25)$$

4.2.2. Çarpımsal Belirsizlik Ağırlıklandırma Fonksiyonu

Tüm bozulmuş (pertürbe edilmiş) sistemleri kapsayan çarpımsal belirsizlik ağırlıklandırmasının denklemi şu şekilde ifade edilebilir:

$$i = 1:4 \text{ için} \quad |W_i(j\omega)| \geq \max_{G_{p_i}(j\omega) \in \chi} \left| \frac{G_{p_i}(j\omega) - G_{nom}(j\omega)}{G_{nom}(j\omega)} \right| \quad (26)$$

Burada $G_{p_i}(j\omega)$, farklı senaryolarda gerçekleştirilen dört testi temsil eder. Yukarıdaki denklem, $W_i(j\omega)$ fonksiyonunun tüm bozulmuş bölgeyi kapsamı gerektiğini, böylece gürbüz tasarımın belirsizlikle başa çıkabileceğini ifade etmektedir.

4.2.3. Kontrol Sinyali Ağırlıklandırma Fonksiyonu

Stabilize platformun karakteristiklerine bakıldığında, sistemin yüksek frekanslarda daha yüksek değerlerde kontrol sinyali ürettiği, düşük frekans aralığında ise daha yönetilebilir ve daha küçük kontrol sinyalleri oluşturduğu gözlemlenmiştir. Bu

durumu dikkate alarak, kontrol girişi kısıtı maksimum 4 Amper olacak şekilde ilgili kontrol sinyali ağırlıklandırma fonksiyonu Denklem (27)'de belirtilmiştir:

$$W_u''' = \left(\frac{\frac{1}{\varepsilon^k s + w_{bc}}}{s + \frac{w_{bc}}{\sqrt[k]{\frac{1}{u_{max}}}}} \right)^k \quad (27)$$

4.3. İstenilen Açık Döngü Transfer Fonksiyonunun Belirlenmesi

Veriye dayalı kontrolcü tasarımı, çözülmesi planlanan maliyet fonksiyonu, daha önce açıklandığı gibi sistemin istenen kapalı çevrim ve açık çevrim transfer fonksiyonlarını içermektedir. Bu transfer fonksiyonu, performans ağırlık fonksiyonunda belirlenen en kötü durum parametrelerinden farklı olarak, sistemin nominal durumda sağlaması gereken istenen performans seviyelerini içermelidir. Bu bağlamda, optimizasyon probleminde aşağıdaki transfer fonksiyonu formu kullanılacaktır:

$$T_d = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\zeta w_n s + w_n^2} \quad (28)$$

İstenen kesim frekansı $f_{des} = 60$ Hz olarak, sönüm oranı ise $\zeta = 0.707$ olarak belirtilmiştir. Doğal frekans (w_n) Denklem (29) kullanılarak hesaplanabilir:

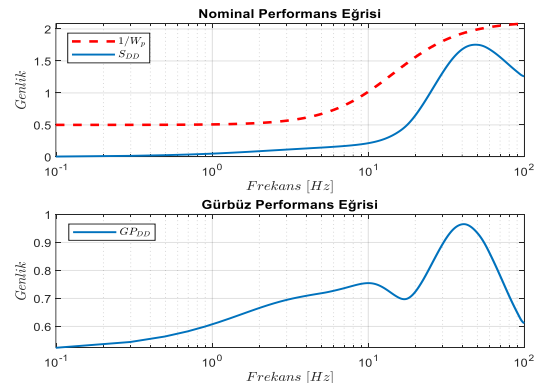
$$w_n = \frac{2\pi f_{des}}{\sqrt{1 - 2\zeta^2 + \sqrt{2 - 4\zeta^2 + 4\zeta^4}}} \cong 376.93 \text{ rad/s} \quad (29)$$

5. Performans Analizi

Gerçek zamanlı sistem (gimbal mekanizması), bu çalışmanın çerçevesini oluşturan gürbüzlük kriteri açısından analiz edilmiştir. Bunun yanı sıra arayıcı, yalnızca referans izleme ve bant genişliği değil, aynı zamanda bozucu bastırma açısından da kontrolcülerin stabilitesi ve performansını incelemek amacıyla bir Stewart platformuna monte edilmiştir. Bu platformdan yapılan bozulma girişi ile, arayıcı başlığının ana gereksinimi olan stabilizasyon performansı incelenmiştir.

5.1. Gürbüzlük Analizi

Şekil 6'nın ilk grafiğinde gösterilen frekans yanıtında, nominal performans (NP) kriterini temsil eden sistemin duyarlılık fonksiyonu, ters W_p eğrisinin altında kalmıştır. Böylelikle nominal performans gereksinimi sağlanmıştır.



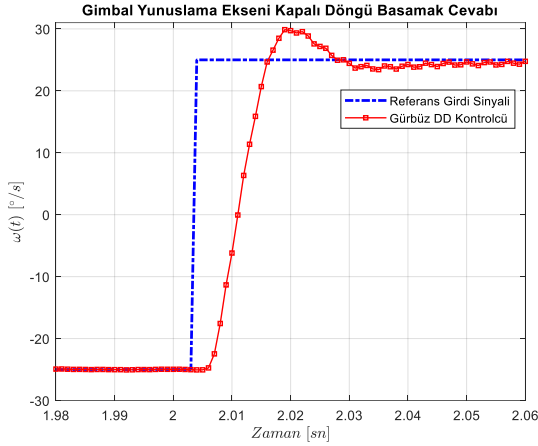
Şekil 6 Gürbüzlük Analizi

İkinci grafikteki analizde, veriye dayalı PI kontrolcünün tüm frekans aralığında mutlak “1” değerinin altında kaldığı ve böylece “Gürbüz Performans (GP)” şartını %100 sağladığı görülmüştür.

5.2. Kapalı Döngü Performans Analizi

5.2.1. Referans Takip Performansı

Sistemin referans izleme performansı, sinüs yerine darbe sinyaliyle analiz edilmiştir. 25 derece/saniye genlik, 1 Hz frekans ve %50 görev döngüsüne sahip basamak komutları, 1 kHz örnekleme hızıyla xPC Target üzerinden uygulanmıştır.

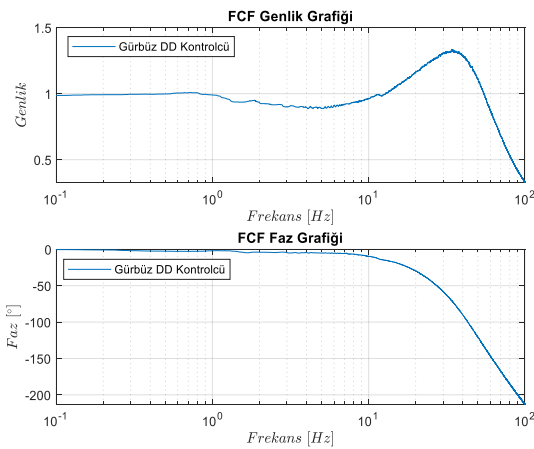


Şekil 7 Referans Takip Grafiği

Yapılan referans takip testi sonucunda (Şekil 7) veriye dayalı kontrolcüye sahip kapalı döngü sistem, açısal hız referansını 0.0164 sn. yükseliş zamanı, 0.037 sn. yerleşme zamanı, %22 maksimum aşım ve <0.1 kararlı hal hatası ile takip etmiştir.

5.2.2. Bant Genişliği Performansı

Frekans tabanlı testlerde, sistemin genlik ve faz yanıtı analiz edilmiştir. Testler için, 0.1 Hz'den 100 Hz'ye kadar 1 Hz artışla taranan, 7 derece/saniye genliğinde lineer sinüzoidal sinyal kapalı çevrime referans olarak uygulanmıştır.



Şekil 8 Bant Genişliği Analizi

Sistem üzerinde uygulanan lineer sinüs süpürme testi sonucunda (Şekil 8), açısal hız kapalı döngüsünün bant genişliği 68.5 Hz saptanmıştır.

6. Sonuçlar

Çalışmanın sonunda, belirtilen ilkelere göre bir PI kontrolcü tasarlanmıştır. Elde edilen veriye dayalı gürbüz kontrolcünün, kararlılık ve performans anlamında belirlenen isterleri karşıladığı gözlemlenmiştir. Referans takip testleri sonucunda elde edilen hızlı yükseliş ve yerleşme zamanlarının, güdüm birimi tarafından iletilecek komutların takip edilebilirliği açısından oldukça tatmin edici olduğu kanısına varılmıştır. Yanı sıra bant genişliği ve bozucu bastırma performansı açısından, elde edilen test sonuçları, özellikle sistemin yüksek titreşim altındaki davranışının, görüntü üzerinde “jitter” etkisi yaratmadan platformu stabilize edebildiğini göstermiştir. Bu bağlamda bir gimbal mekaniğinden beklenen temel ister olan “stabilizasyon” kriteri, elde edilen kontrolcü ile sağlanmıştır.

Kaynakça

- [1] J.M. Hilbert, Inertially Stabilized Platform Technology Concepts and Principles, IEEE Control Syst. (2008). doi:10.1109/MCS.2007.910256.
- [2] A. Karimi, G. Galdos, Fixed-order H^∞ controller design for nonparametric models by convex optimization, Automatica. (2010). doi:10.1016/j.automatica.2010.05.019.
- [3] Daş, Ersin & Baslamisli, S. (2021). Robust Data-Driven Fixed-Order Controller Synthesis: Model Matching Approach. IET Control Theory and Applications. 10.1049/cth2.12024.
- [4] Skogestad, Sigurd, Postlethwaite, Ian, Multivariable feedback control: Analysis and design, 2, Wiley New York, 2007.
- [5] A. Araz, S. C. Baslamisli, Model-based and Data-Driven H^∞ Controller Synthesis For Stabilized Platforms, 2020.
- [6] Hou, Zhong-Sheng, Wang, Zhuo, From model-based control to data-driven control: Survey, classification and perspective, Information Sciences, 235, 3–35, 2013.
- [7] C. Kammer, A. Karimi, A Data-Driven Fixed-Structure Control Design Method with Application to a 2-DOF Gyroscope, 2018 IEEE Conference on Control Technology and Applications (CCTA), Copenhagen, 2018, pp. 915-920, doi: 10.1109/CCTA.2018.8511429.
- [8] R. Pintelon, J. Schoukens, System Identification: A Frequency Domain Approach, Second Edition, 2012. doi:10.1002/9781118287422.

Dönüölçer Kayma Kararsızlığının Hava Platformlarından Atılan Güzümlü Bir Havan Mermisinin Başarımı Üzerindeki Etkisinin Değerlendirilmesi

Evaluation of the Effect of the Gyro Bias Instability on a Guided Mortar Released from Aerial Platforms

Bülent Özkan

Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
bozkan37@gmail.com

Özetçe

Kuyruk veya burun kısımlarına takılan kitler sayesinde güzümlü hale getirilen genel maksat mühimmatı, önceden belirlenen hedef noktalarının yüksek doğrulukla vurulması amacını nispeten düşük maliyetle yerine getirmektedir. Güzümlü bomba ve mermiler bahsedilen mühimmat sınıfı içerisinde önemli bir yere sahip olup farklı özellikteki kara, deniz ve hava platformları üzerinden hedef noktalarına doğru yönlendirilebilmektedir. Bu çalışmada, burun kısmına takılan bir kit sayesinde güzümlü hale getirilen havan mermisinin bir hava platformundan hareketsiz yer hedeflerine doğru fırlatılması durumunda, güzüm kiti bileşenlerinden olan dönüölçer üzerindeki kayma kararsızlığının güzümlü mühimmatın hedeften sapması üzerindeki etkisi, yan rüzgârın varlığı da hesaba katılarak ele alınmaktadır. Burada amaç proje bazlı dönüölçer seçimi olduğundan, bahsedilen kayma kararsızlığının olumsuzluğunu ortadan kaldıracak bir süzgeç (filtre) çalışma dahilinde kullanılmamıştır. Gerçekleştirilen bilgisayar benzetimlerinden elde edilen sayısal veriler doğrultusunda, dönüölçer kayma kararsızlığı değerinin artışıyla orantılı olarak güzümlü merminin hedef noktasından daha fazla uzaklaştığı gözlenmektedir. Yan rüzgârın eşleşme (angajman) senaryosuna dahil sonrasında bahsedilen sapmaların daha da fazla olduğu görülmektedir.

Abstract

General purpose munitions converted into a guided form by means of kits mounted on either their tail or nose parts fulfill the aim of hitting predefined target points at high accuracy along with relatively low cost. As guided bombs and projectiles have a significant place among the mentioned munition class, it becomes possible to fire them towards target points from several land, marine, and aerial platforms. In this study, the effect of the bias instability of the gyro which constitutes one of the guidance kit components is investigated on the miss distance of the guided projectile from the target under the circumstance that a mortar which is made guided via a kit mounted into its nose part. In the examination, the effect of the side wind is also taken into account. Since the present objective is the selection of a gyro as per the relevant requirements of a project, any kind of a filter is not utilized in order to eliminate the negative effect of the mentioned bias instability. In accordance with the data acquired from the designated computer simulations, it is

observed that the guided projectile is getting more away from the target point in a manner proportional with the increment in the bias instability value. Moreover, it is seen that the amount of the miss distance becomes larger once the side wind is introduced into the engagement scenario.

1. Giriş

Önceden belirlenen hedef noktalarının düşük maliyetli mühimmatla ortadan kaldırılması, son yılların popüler savunma yaklaşımlarından biri haline gelmiştir. Bu kapsamda, ucuzluğun yanı sıra hedef imha doğruluğunun yüksek olması da öncelikli isterlerden biri olarak tanımlanmaktadır. Yüksek doğruluk ve düşük maliyet gereksinimlerinin her ikisini de aynı anda sağlayacak şekilde öne çıkan mühimmat sınıfı, orijinalinde güzümsüz olan genel maksat bomba ve mermilerinin uygun geometride geliştirilen kitler sayesinde güzümlü hale getirildiği güzümlü bomba ve mermiler olarak öne çıkmaktadır. Bahsedilen kitler olabildiğince az parça ve bileşenden oluşan maliyet etkin konfigürasyonlar olup güzümsüz genel maksat mühimmatın (bomba veya merminin) kuyruk ya da burun kısmına takılmakta ve işletim (operasyon) sırasında mühimmatı istenen hedef noktasına doğru yönlendirmektedir. Uygun şekilde tasarlanan güzüm ve denetim algoritmaları sayesinde hedeften sapma miktarlarının da ciddi şekilde düşürülmesi, belirtilen türdeki mühimmattan güzümlü mermileri, bilhassa insansız hava platformları için uygun bir seçenek olarak öne çıkarmıştır. Öte yandan, güzüm kiti içerisinde yer alan ölçerlerden kaynaklanan bozucu etkilerle yan rüzgâr gibi dış unsurlar, güzümlü merminin tanımlanan yörüngesinden sapmasına ve nihayetinde hedeften uzaklaşmasına neden olabilmektedir [1], [2].



Şekil 1: Dört kanatçıklı 120 mm güzümlü havan mermisi [3].

Yer platformlarından yer hedeflerine doğru fırlatılan havan mermileri, farklı yaklaşımlarla denetimli hale getirilebilmektedir [4], [5], [6]. Öte yandan, insansız hava araçlarının sağladığı üstünlük de dikkate alınarak, güzümlü havan mermilerinin hava platformlarından yer hedeflerine doğru atılması da yakın dönemde ele alınan bir husus olmuştur.

Hava platformlarından atılması öngörülen güdümlü havan mermilerinin denetimi için göz önüne alınan yöntemlerden biri de mermilerin burun kısmına takılan güdüm kiti ile vasıtasıyla uygulanan ve mevcut örnekleri Şekil 1 ve Şekil 2 ile verilen aktif yönlendirmedir.



Şekil 2: Dört kanatçıklı 81 mm Precision Air-Dropped Guided Munition (ADM)-General Dynamics [7].



Şekil 3: Örnek güdüm kiti geometrisi [8].

Bu çalışmada, burun kısmına takılan güdüm kiti aracılığıyla güdümlü hale getirilen güdümsüz bir havan mermisinin insansız bir hava platformundan yer hedeflerine karşı atılması durumunda, kitin kritik elemanlarından olan ve mühimmat açısız hız vektörünün yeryüzüne yapışık olduğu varsayılan hareketsiz (sabit) eksen takımı üzerindeki bileşenlerinin ölçümünü yapan dönüölçerin (İng. gyro) sahip olduğu kayma kararsızlığının (İng. bias instability) sebep olabileceği hedeften sapma miktarı belirlenmeye çalışılmaktadır. Buradaki amaç ilgili mühimmat geliştirme projeleri kapsamında mevcut dönüölçer alternatifleri arasından seçim yapabilmek için bir kıstas oluşturmaktır. İfade edilen maksat doğrultusunda, söz konusu kayma kararsızlığının olumsuz etkisini ortadan kaldıracak veya asgari düzeye çekebilecek herhangi bir süzgeç (filtre) kullanılmamıştır. Belirtilen çerçevede, piyasada mevcut olan ticari ve askeri maksatlı belli başlı dönüölçerler için tanımlanan kayma kararsızlığı seviyeleri dikkate alınmış olup güdümlü mühimmat üzerinde dönüşümlü bir denetim şeması ele alınmaktadır. İlgili bilgisayar benzetimlerinde, mermi üzerindeki yan rüzgâr maruziyeti de ayrıca incelenmektedir. Ayrıca, belirtilen denetim yaklaşımı, mermi boylamasına eksen etrafında tek serbestlik dereceli bir dönüşe sahip olan elektromekanik eyletimsiz bir bileziğin üzerindeki bir çift sabit kanatçık sayesinde yunuslama ve yandönme otopilotlarının sıralı biçimde etkin hale getirilmesi yönüyle özgünlük arz etmekte olup çalışmada, otopilotlar arasındaki geçişin uyarlama zaman dilimleri boyunca gerçekleştirildiği varsayılmaktadır [2].

2. Güdüm Kiti Konfigürasyonu

Çalışma kapsamında göz önüne alınan güdümsüz havan mermisinin burun kısmına takılacak güdüm kiti, örnek görüntüsü Şekil 3 ile verildiği üzere uç kısmında bir adet tapa,

mermiyle bağlantısının yapıldığı arka kısımda üzerine sabit açılı bir çift kanatçık bütünlenmiş olan eyletimsiz, tasarlanan güdüm ve denetim şemasına uygun olarak seçilen algılayıcılar, elektronik kartlar ve güç biriminden (batarya) oluşmaktadır [2].

Güdümlü merminin denetimi, eyletimsiz rotorunun dışına geçirilen metal bileziğin (rotor dış bileziğinin) üzerine sabit yönelim açısı (İng. cant angle) ile aralarında 180° açı olacak şekilde karşılıklı bir çift halinde yerleştirilen denetim kanatçıklarının (kit kanatçıklarının) rotor tarafından sağlanan açısız konumları sayesinde, yunuslama ve yandönme düzlemlerindeki açısız hareketlerinin belirli süreler boyunca ardışık olarak elde edilmesi prensibine göre yapılmaktadır [2].

3. Mermi Dinamik Modeli

Ele alınan güdüm kiti takılı haldeki güdümlü havan mermisinin hareket denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir [2], [9]:

$$\dot{u} - rv + qw = (X + X_T)/m + g_x \quad (1)$$

$$\dot{v} + ru - pw = (Y + Y_T)/m + g_y \quad (2)$$

$$\dot{w} - qu + pv = (Z + Z_T)/m + g_z \quad (3)$$

$$\dot{p} = L/I_a \quad (4)$$

$$\dot{q} - pr = (M + M_T)/I_t \quad (5)$$

$$\dot{r} + pq = (N + N_T)/I_t \quad (6)$$

Buradaki ilgili vektörlerin sırasıyla mermi gövdesine yapışık olduğu varsayılan eksen takımının (F_b 'nin) boylamasına, yanlamasına ve düşey eksenleri üzerindeki bileşenlerini göstermek üzere, (1)'den (6)'ya kadar olan denklem takımında aşağıdaki tanımlamalar yapılmıştır:

m : Havan mermisi kütlesi

I_a ve I_t : Eksenel ve yanal eylemsizlik momenti bileşenleri

p , q ve r : Yuvarlanma, yunuslama ve yandönme yönündeki açısız hız bileşenleri

u , v ve w : Doğrusal hız vektörü bileşenleri

X , Y ve Z : Havan mermisi kütle merkezine etkiyen aerodinamik kuvvet bileşenleri

L , M ve N : Havan mermisi gövdesine etkiyen aerodinamik momentin yuvarlanma, yunuslama ve yandönme yönündeki bileşenleri

X_T , Y_T ve Z_T : Havan mermisi kütle merkezine etkiyen itki kuvveti bileşenleri

L_T , M_T ve N_T : Havan mermisi gövdesi üzerine etkiyen itki kaçıklığı momenti bileşenleri

g_x , g_y ve g_z : Havan mermisi kütle merkezine etkiyen yerçekimi ivmesi bileşenleri

Düşük hızlı hava platformundan atılması sonrasında yuvarlanma eksen etrafındaki açısız hız bileşeninin çok düşük olacağı ($p \approx 0$) kabulüyle, güdümlü havan mermisinin yunuslama ve yandönme düzlemlerindeki davranışını tanımlayan (2), (3), (5) ve (6) numaralı denklemler aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir [2], [9]:

$$\dot{w} - qu = (Z/m) + g_z \quad (7)$$

$$\dot{q} = M/I_t \quad (8)$$

$$\dot{v} + ru = (Y/m) + g_y \quad (9)$$

$$\dot{r} = N/I_t \quad (10)$$

(7)'den (10)'a kadar olan denklemlerde yer alan aerodinamik kuvvet ve moment bileşenleri Y , Z , M ve N aşağıdaki şekilde yaklaşık olarak tanımlanabilir [2], [9]:

$$Y = C_y q_\infty S_M \quad (11)$$

$$Z = C_z q_\infty S_M \quad (12)$$

$$M = C_m q_\infty S_M d_M \quad (13)$$

$$N = C_n q_\infty S_M d_M \quad (14)$$

Burada q_∞ , S_M ve d_M sırasıyla mermi üzerine etkiyen dinamik basınç, mermi kesit alanı ve mermi çapını göstermekte olup C_y , C_z , C_m ve C_n ile verilen aerodinamik kuvvet ve moment katsayıları, hücum açısı (α), yana kayma açısı (β), yükseliş dümeni açısı (δ_e), yandönme dümeni açısı (δ_r), q ve r değişkenlerinin fonksiyonu olarak yazılabilir [2], [9]:

$$C_y = C_{y_\beta} \beta + C_{y_\delta} \delta_r + C_{y_r} [d_M / (2v_M)] r \quad (15)$$

$$C_z = C_{z_\alpha} \alpha + C_{z_\delta} \delta_e + C_{z_q} [d_M / (2v_M)] q \quad (16)$$

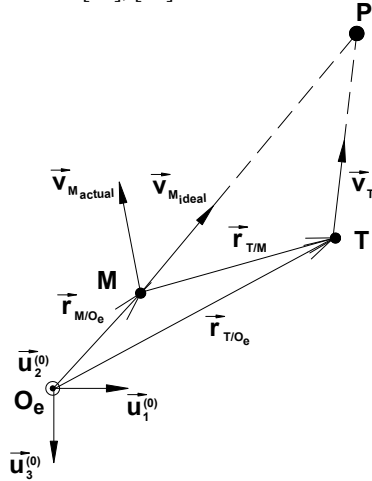
$$C_m = C_{m_\alpha} \alpha + C_{m_\delta} \delta_e + C_{m_q} [d_M / (2v_M)] q \quad (17)$$

$$C_n = C_{n_\beta} \beta + C_{n_\delta} \delta_r + C_{n_r} [d_M / (2v_M)] r \quad (18)$$

Yukarıda verilen ifadelerde v_M mermi doğrusal hız vektörünün genliğini göstermekte olup C_{y_β} , C_{y_δ} , C_{y_r} , C_{z_α} , C_{z_δ} , C_{z_q} , C_{m_α} , C_{m_δ} , C_{m_q} , C_{n_β} , C_{n_δ} ve C_{n_r} ile gösterilen ve Mach sayısının (M_∞) fonksiyonu olarak tanımlanan kararlılık türevleri, bilgisayar benzetimleri esnasında anlık olarak güncellenmektedir [2], [9].

4. GÜDÜM KURALI

Güdümlü havan mermisi için oluşturulan güdüm ve denetim şemasında, merminin; güdümün uygulandığı süre boyunca mermi, hedef ve planlanan çarpışma noktasından oluşan çarpışma üçgeni üzerinde tutulması esasına dayanan doğrusal hedef takibi (DHT) güdüm kuralı uygulanmaktadır. DHT yaklaşımında, Şekil 4 ile gösterildiği gibi güdümlü mermi hız vektörü sürekli olarak planlanan çarpışma noktasına doğru yönlendirilmektedir [10], [11].



Şekil 4: Doğrusal hedef takibi güdüm kuralı geometrisi [10].

Şekil 4 üzerinde verilen O_e , M , T ve P harfleri, sırasıyla sabit eksen takımı orijini, mermi, hedef ve planlanan çarpışma noktasını; $\vec{v}_{M_{actual}}$ ve $\vec{v}_{M_{ideal}}$ ise gerçek ve ideal (merminin çarpışma üçgeni üzerinde tutulabilmesi için gereken) mermi hız vektörünü temsil etmektedir [10], [11].

DHT güdüm kuralında havan mermisi denetim sistemine gönderilecek referans sinyalleri, merminin uçuş yörüngesi açıları cinsinden oluşturulmaktadır. Bu anlamda, merminin yunuslama ve yandönme düzlemleri için komut açıları aşağıdaki gibi yazılabilir [10], [11]:

$$\gamma_m^c = \arctan[(\Delta z - v_{Tz} \Delta t) / (\zeta_x \cos(\eta_m) + \zeta_y \sin(\eta_m))] \quad (19)$$

$$\eta_m^c = \arctan[(v_{Ty} \Delta t - \Delta y) / (v_{Tx} \Delta t - \Delta x)] \quad (20)$$

Yukarıdaki denklemlerde, $i=x, y$ ve z ve $j=M$ ve T olmak üzere x, y ve z sırasıyla sabit eksen takımı üzerindeki konum bileşenlerini gösterecek şekilde, aşağıdaki tanımlar yapılmıştır:

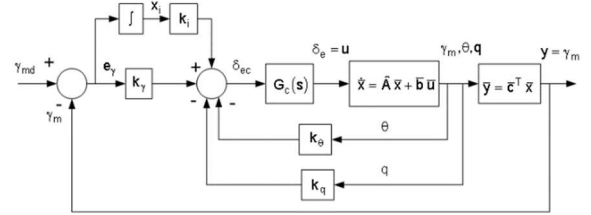
$$\zeta_x = v_{Tx} \Delta t - \Delta x, \zeta_y = v_{Ty} \Delta t - \Delta y, \Delta i = i_M - i_T.$$

Burada Δt , anlık olarak merminin bulunduğu konumdan planlanan çarpışma noktasına ulaşması için gereken süreyi göstermekte olup, mermi ve hedefin konum ve hız bileşenlerinin bir fonksiyonudur [10], [11].

5. Mermi Denetim Sistemi

Çalışmada önerilen dönüşümlü denetim şemasında, ele alınan güdümlü mermi konfigürasyonunda yunuslama ve yandönme denetim sistemleri (otopilotları) aynı anda çalışmamakta; uzunluğu değişken olarak belirlenen zaman dilimleri boyunca ayrıklı şekilde görev yapmaktadır. Belirtilen değişken anahtarlama süreli uygulamada benzetimin örneklem frekansına göre belirlenen her bir zaman adımında yunuslama ve yandönme otopilotlarının hata miktarlarının mutlak değerleri birbiriyle karşılaştırılmakta ve daha büyük hataya sahip olan otopilot etkin (aktif) olarak güdüm emri takibi yapmakta, diğer otopilotsa bir önceki zaman dilimindeki son güdüm komutunu sabit referans sinyali olarak gerçeklemeye çalışmaktadır.

DHT güdüm kuralı tarafından oluşturulan açı komutlarının güdümlü havan mermisi tarafından yerine getirilerek fiziksel hareketlere dönüştürülebilmesi amacıyla, denetlenen durum değişkeni olan uçuş yörüngesi açılarının referans ve gerçek (ölçülen) değerleri arasındaki hatanın tümlevinin de ek durum değişkeni olarak tanımlandığı durum geribeslemeli bir otopilot Şekil 5 ile verildiği gibi oluşturulmuştur. Şekil 5 ile sunulan otopilot yunuslama düzlemi için tasarlanmış olup havan mermisinin simetrik geometrisi göz önünde bulundurulduğunda, yandönme düzlemi için de sayısal değer farklılıklarıyla aynı şema kullanılmıştır.



Şekil 5: Yunuslama düzlemi açısı otopilotu [10].

Şekil 5 ile verildiği şekilde görülen açısı otopilotunda kullanılan k_θ , k_q , k_γ ve k_i sembolleri durum geribeslemeli açısı otopilotunun kazançlarını göstermekte olup A, b ve c harfleri durum uzayında ifade edilen havan mermisi dinamiğinin sistem, girdi ve çıktı matrislerine, $G_c(s)$ de eyletici dinamiği transfer fonksiyonuna karşılık gelmektedir. Ayrıca, γ_{md} ile mermi hız vektörünün yunuslama düzlemiyle yaptığı açının istenen değeri temsil edilmektedir [10].

Uygulamada açısı otopilotunun kazançları, M_∞ , yunuslama/yandönme hızı ve q_∞ değerine bağlı olarak merminin hareketi boyunca sürekli güncellenmektedir [10].

Otopilot katsayılarının bulunabilmesi amacıyla, doğrusallaştırılmış mermi dinamiğinin kullanıldığı kapalı

çevrim denetim sistemi transfer fonksiyonu, yunuslama ve yandönme düzlemleri için aşağıdaki gibi elde edilmiştir [10]:

$$\frac{\gamma_m(s)}{\gamma_{md}(s)} = \frac{n_{\gamma 3}s^3 + n_{\gamma 2}s^2 + n_{\gamma 1}s + 1}{d_{\gamma 4}s^4 + d_{\gamma 3}s^3 + d_{\gamma 2}s^2 + d_{\gamma 1}s + 1} \quad (21)$$

$$\frac{\eta_m(s)}{\eta_{md}(s)} = \frac{n_{\eta 3}s^3 + n_{\eta 2}s^2 + n_{\eta 1}s + 1}{d_{\eta 4}s^4 + d_{\eta 3}s^3 + d_{\eta 2}s^2 + d_{\eta 1}s + 1} \quad (22)$$

(21) ve (22) numaralı denklemlerde $\gamma_{md} = \gamma_m^c$ ve $\eta_{md} = \eta_m^c$ olup, $n_{\gamma 3}$, $n_{\gamma 2}$, $n_{\gamma 1}$, $d_{\gamma 4}$, $d_{\gamma 3}$, $d_{\gamma 2}$, $d_{\gamma 1}$, $n_{\eta 3}$, $n_{\eta 2}$, $n_{\eta 1}$, $d_{\eta 4}$, $d_{\eta 3}$, $d_{\eta 2}$ ve $d_{\eta 1}$ katsayıları; otopilot katsayıları, havan mermisi çapı, havan mermisi kütlesi, havan mermisi eylemsizlik momenti ve hız bileşenleri ile q_∞ ve aerodinamik katsayıların fonksiyonudur [10].

Açı denetim sistemini kararlı kılacak ve bant genişliğinin istenen değerde olmasını sağlayacak otopilot katsayıları, (21) ve (22) numaralı denklemlerde verilen transfer fonksiyonlarının karakteristik polinomuna dördüncü dereceden Butterworth polinomu eşitlenerek elde edilmiştir [10].

6. Eşleşme Modeli

Güdümlü havan mermisi ile sabit hedef noktası arasındaki uzaklığı temsil eden hayali görüş çizgisi (nişan hattı) mesafesi ($r_{T/M}$) ile λ_p ve λ_y için aşağıdaki eşitlikler yazılabilir [12]:

$$r_{T/M} = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2} \quad (23)$$

$$\lambda_p = \arctan[-\Delta z \cos(\lambda_y) / \Delta x] \quad (24)$$

$$\lambda_y = \arctan(\Delta y / \Delta x) \quad (25)$$

Çalışmada sabit yer hedefi göz önüne alındığı için, $r_{T/M}$ 'nin düşey bileşeninin sıfıra eşit olduğu durumda ($\Delta z=0$), eşleşme sonundaki ($t=t_F$) hedeften nihai sapma miktarı (d_{miss}) aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanabilir [12]:

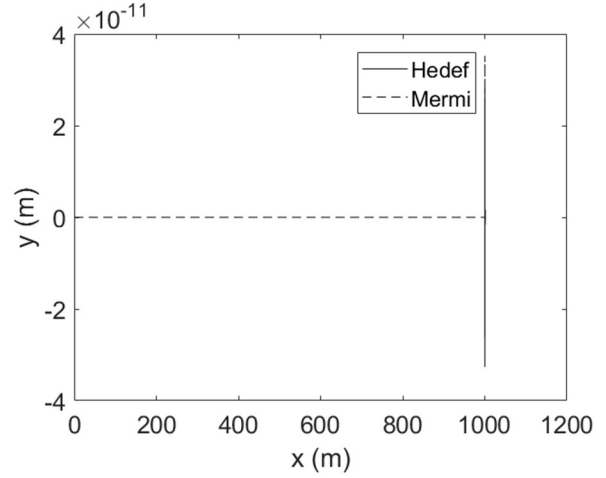
$$d_{miss} = \sqrt{\Delta x^2(t_F) + \Delta y^2(t_F)} \quad (26)$$

7. Bilgisayar Benzetimleri

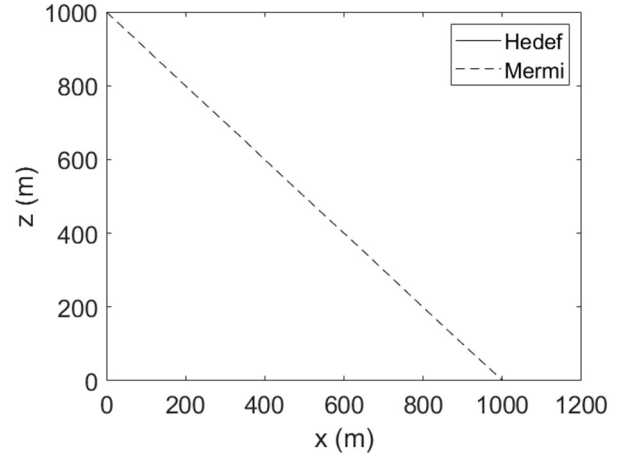
Mevcut çalışmada, atıcı hava platformu olarak seçilen sabit hızla (v_{p0}) ilerleyen silahlı insansız bir hava aracından önceden kararlaştırılan hareketsiz (sabit) bir yer hedefine karşı belirli bir irtifada (z_{M0}) serbest bırakılan güdümlü bir havan mermisi ele alınmıştır. Güdümlü merminin toplam boyu L_M ve hareketsiz yer hedefinin merminin hava aracından bırakıldığı andaki boylamasına uzaklığı x_{TF} sembolleri ile gösterilmek üzere, Tablo 1 ile verilen parametre sayısal değerleri göz önüne alınarak bilgisayar benzetimleri gerçekleştirilmiştir.

Tablo 1 ile belirtilen v_{M0} ve z_{M0} da merminin hava platformundan bırakıldığı andaki sırasıyla doğrusal hızı ve yerden yüksekliğini ifade etmektedir. Benzetimlerde, daha önce yapılan ilgili bir çalışmada elde edilen sonuçlar doğrultusunda, güdüm kiti kanatçıklarının sabit açısı 1° olarak seçilmiştir [13]. Güdüm kiti içerisinde bulunan ataletsel ölçüm birimi bileşenlerinden dönüölçerlerin kayma kararsızlığı (İng. bias instability) için atanan farklı değerlerle birlikte z_{M0} ve x_{TF} çifti için öngörülen iki farklı değer seti ile yan rüzgâr etkisinin dikkate alındığı koşullardan oluşan toplam 12 eşleşme durumu için MATLAB® Simulink® ortamında yapılan bilgisayar benzetimleri elde edilen hedeften nihai sapma, mermi uçuş süresi ve azami yanal ivme gereksinimi büyüklükleri, bahsedilen durumlarla birlikte Tablo 2 ile sunulmaktadır. Örnek olarak seçilen bir ve dördüncü durumlar için, bilgisayar benzetimleri ile elde edilen yatay ve düşey eşleşme geometrileri (güdümlü havan mermisi yörüngeleri) ile mermi mutlak hızı, burun kiti açısı komutu ve eyletici (motor) açısı konumunun

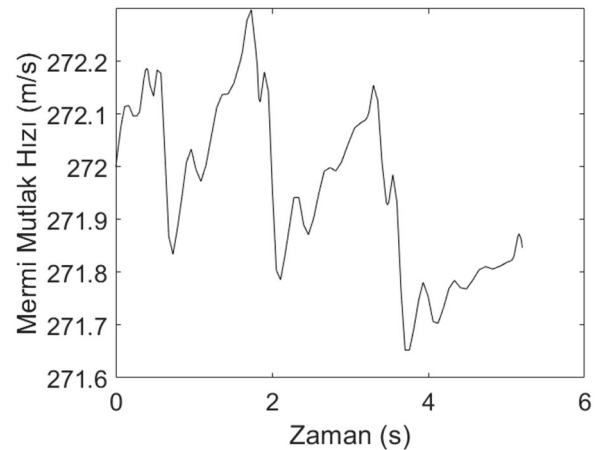
çalışma sırasının zamanla değişimini gösteren grafikler Şekil 6 ile Şekil 12 arasında verilmektedir.



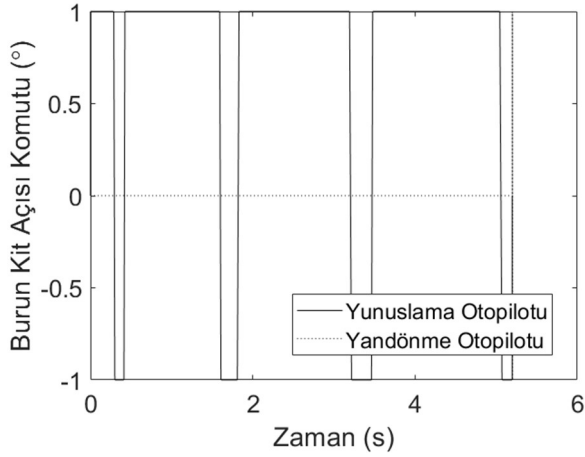
Şekil 6: Durum 1 için yatay düzlemdeki mermi-hedef eşleşme geometrisi.



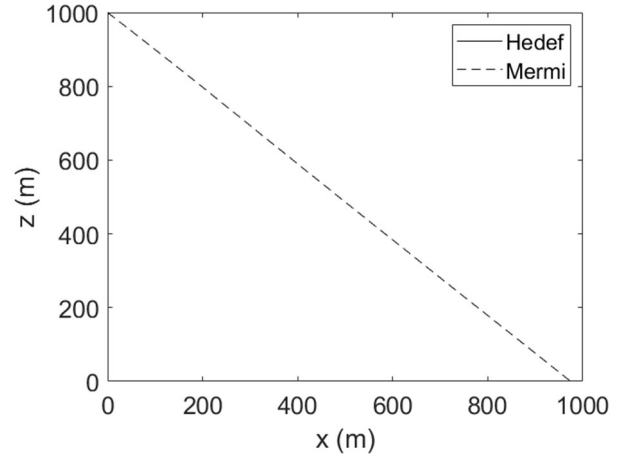
Şekil 7: Durum 1 için düşey düzlemdeki mermi-hedef eşleşme geometrisi.



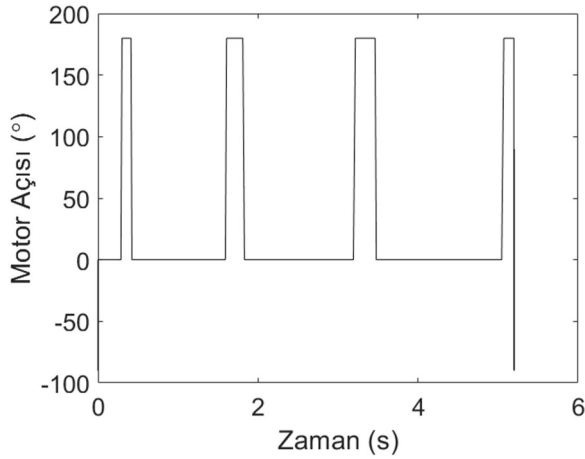
Şekil 8: Durum 1 için mermi mutlak hızının zamanla değişimi.



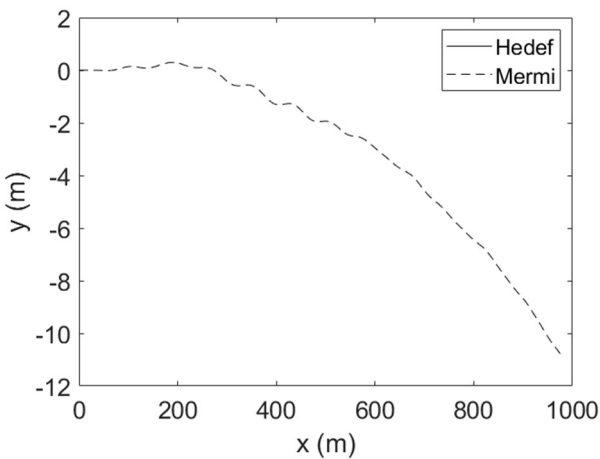
Şekil 9: Durum 1 için mermi yunuslama ve yandönme otopilotlarının çalışma sırası.



Şekil 12: Durum 4 için düşey düzlemdeki mermi-hedef eşleşme geometrisi.



Şekil 10: Durum 1 için eyletici açısal konumunun zamanla değişimi.



Şekil 11: Durum 4 için yatay düzlemdeki mermi-hedef eşleşme geometrisi.

Tablo 1: Bilgisayar benzetimlerinde kullanılan sayısal değerler

Parametre	Sayısal Değer	Parametre	Sayısal Değer
d_M	50 mm	I_t	0,315 kg·m ²
L_M	500 mm	v_{M0}	0,8·Mach (=272 m/s)
m	15 kg	ω_c (= $\omega_{cy} = \omega_{cp}$)	10 Hz
I_a	0,009 kg·m ²	ζ (= $\zeta_y = \zeta_p$)	0,707

8. Tartışma ve Sonuç

Toplamda iki farklı hedef konumu ve dört dönüölçer kayma kararsızlığı değeri (sıfır olması durumu dahil) için yan rüzgârın mevcudiyetinin de dikkate alındığı on iki eşleşme (angajman) senaryosu için gerçekleştirilen bilgisayar benzetimleri sonucunda, Tablo 2 ile sunulan veriler doğrultusunda, kayma kararsızlığı değeriindeki artışın hedeften nihai sapma değeriyle büyüttüğü; buna karşılık güdümlü merminin toplam uçuş süresi ile azami yanıl ivme gereksinimi bakımından kesin bir eğilime yol açmadığı görülmektedir. Beklendiği şekilde, hedefin mermiden başlangıçtaki mesafesi arttıkça merminin hedeften nihai sapması ve uçuş süresi de fazla olmakta, buna karşın azami yanıl ivme gereksiniminde nispi artışlar gözlenmektedir. Mermiyan rüzgâra maruz kalması da hedeften nihai sapma ve mermi uçuş süresi parametrelerinin büyümesine sebep olmaktadır. Benzetimlerde ele alınan rüzgâr hızı pratikte karşılaşılabilecek en yüksek değerlerden biri olduğundan bu koşul altında ulaşılan hedeften sapma, uçuş süresi ve azami yanıl ivme büyüklükleri de makul düzeyde bulunmaktadır.

Örnek olarak alınan Durum 1 ve 4 için Şekil 6 ile Şekil 12 arasında sunulan grafikler incelendiğinde, merminin her iki durumda da Tablo 2 üzerinde verilen hedeften nihai sapma miktarları dahilinde güdüm kuralının dikte ettiği uçuş yörüngesini izlediği görülmektedir. Belirtilen takip esnasında mermi mutlak hızının fazla bir değişim göstermediği, yörünge düzeltmesinin de yandönme düzleminde ziyade yunuslama düzleminde gerçekleştiği de yine bahsedilen grafiklerden anlaşılmaktadır. Durum 1 için sunulan eyletici açısal konumunun zamanla değişimi grafiği de açısal değişimin eşleşmenin en son bölümüne kadar sıfır ila 180° arasında olduğunu; bir başka deyişle yunuslama ve yandönme

düzlemleri arasında -daha çok yunuslama düzleminde bulunmak üzere- meydana geldiğini ifade etmektedir.

Ulaşılan sonuçlar doğrultusunda, kayma kararsızlığı düşük olan dönüölçerlerin hedefe varış doğruluğunu artırdığı değerlendirilmektedir. Öte yandan kayma kararsızlığı değeri düştükçe ilgili dönüölçerlerin temin maliyetinin artacağı da bir gerçektir. Başarım ve fiyat arasında bir orta yol bulma adına, kayma kararsızlığı orta seviyede olan bir dönüölçer, uygun şekilde tasarlanmış bir süzgeç (Kalman süzgeci gibi) ile birlikte kullanımının hedeften nihai sapma gereksinimini sağlayabileceği öngörülmektedir.

9. Kaynakça

- [1] B. Özkan ve H. Gökçe, "Guidance and Control of Surface-to-Surface Projectile Using a Nose Actuation Kit", *European Journal of Science and Technology*, Özel Sayı, No: 22, s: 282-292, 2021.
- [2] B. Özkan, "Hava Platformlarından Atılan Havan Mermilerinin Güzüm ve Denetimi", 20. Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu, Dicle Üniversitesi, Diyarbakır, Türkiye, 2021.
- [3] https://www.army.mil/article/53988/picatinny_fields_first_precision_guided_mortars_to_troops_in_afghanistan Son Erişim Tarihi: 15 Mayıs 2023.
- [4] B. Özkan, "Dönü Kararlı Mermilerin Dinamik Modellemesi", 19. Ulusal Makina Teorisi Sempozyumu, İskenderun Teknik Üniversitesi, Hatay, Türkiye, 2019.
- [5] F. Fresconi, G. Cooper, I. Celmins, J. DeSpirito ve M. Costello, "Flight Mechanics of a Novel Guided Spin-Stabilized Projectile Concept", *Proc. ImechE, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, Cilt: 226, s: 327-340, 2011.
- [6] M. D. Ilg, *Guidance, Navigation, and Control for Munitions*, Doktora Tezi, Drexel Üniversitesi, ABD, 2008.
- [7] <https://www.gd-ots.com/wp-content/uploads/2017/11/81mm-Air-Dropped-Guided-Mortar-ADM.pdf>, Son Erişim Tarihi: 15 Mayıs 2023.
- [8] <https://www.shephardmedia.com/news/landwarfareintl/alkon-fuze-guidance-kit-to-be-qualified-in-2023/>, Son Erişim Tarihi: 15 Mayıs 2023.
- [9] B. Özkan, "Otopilot Bant Genişliğinin Güzüm ve Denetim Sistemi Başarımına Etkisinin İncelenmesi", TOK2019-Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Ulusal Toplantısı, Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Muğla, Türkiye, 2019.
- [10] B. Özkan, M. K. Özgören ve G.. Mahmutyazıcıoğlu, "Havadan Karaya Kısa Menzilli Bir Füzeye Uygulanabilecek İvme ve Açılı Esaslı Güzüm Kurallarının Karşılaştırılması", TOK2008-Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2008.
- [11] B. Özkan, M. K. Özgören, ve G. Mahmutyazıcıoğlu, "Performance Comparison of the Notable Acceleration- and Angle-Based Guidance Laws for a Short-Range Air-to-Surface Missile", *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, Cilt: 25, s: 3591-3606, 2017.
- [12] B. Özkan, *Dynamic Modeling, Guidance, and Control of Homing Missiles*, Doktora Tezi, ODTÜ, Ankara, 2005.
- [13] B. Özkan, "Farklı Güzüm Kurallarının Havadan Atılan Güzümlü Bir Havan Mermisi Üzerinde Karşılaştırılması", TOK2022-Otomatik Kontrol Ulusal Kongresi, Fırat Üniversitesi, Elazığ, Türkiye, 2022.

Tablo 2: Bilgisayar benzetimleri sonuçları

Durum No.	Yan Rüzgâr Hızı (m/s)	Z _{M0} (m)	X _{TF} (m)	Dönüölçer Kayma Kararsızlığı (°/saat)	Hedeften Nihai Sapma (m)	Mermi Uçuş Süresi (s)	Azami Yanal İvme Gereksinimi (g*)
1	0	1000	1000	0	1,044	5,203	2,859
2				0,1	18,966	5,577	2,582
3				1	20,864	5,550	2,158
4				8	27,057	5,530	2,341
5				0	1,045	10,332	2,730
6	0	2000	2000	0,1	49,905	11,302	2,263
7				1	157,956	13,088	1,772
8				8	167,715	13,604	1,711
9				0	69,376	13,597	1,837
10				0,1	117,357	13,360	2,365
11	5	2000	2000	1	177,546	14,377	1,878
12				8	376,224	12,558	2,332

*: $g=9,81 \text{ m/s}^2$ (Yerçekimi ivmesi)

İtki Vektörü Denetimli Sistemlerde Uygulanan Başlıca Denetim Yaklaşımları

Noteable Control Approaches Applied in the Systems with Thrust Vector Control

Bülent Özkan

Makine Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
bozkan37@gmail.com

Özetçe

Nokta hedef imhasının geniş alan tahribatı yaklaşımının yerini alması sonucunda denetimli mühimmat kullanımı önem kazanmıştır. Bu bağlamda, mühimmat denetimi sağlamak amacıyla geliştirilen aerodinamik denetim yüzeyleri, tepki jeti ve itki vektörü gibi yönlendirme mekanizmaları, birçok farklı uygulamada ele alınmıştır. Bahsedilen yöntemler bir arada değerlendirildiğinde, itki vektörü denetiminin, aerodinamik denetim yüzeylerinin sebep olduğu daha geniş sürüklenme yüzeyi ve düşük manevra kabiliyeti olumsuzluklarına sahip olmaması, ayrıca tepki jeti yaklaşımına nazaran denetlenebilirliğinin daha yüksek olması nedeniyle, bilhassa kısa zaman zarfında yüksek manevra yeteneğinin istendiği uygulamalar için bir adım öne çıktığı görülmektedir. Bu çalışmada, mühimmat denetiminde ele alınan başlıca itki vektörü denetimi yaklaşımlarından bahsedilmekte ve belirtilen yöntemlerin üstünlük ve zayıflıkları karşılaştırmalı olarak vurgulanmaktadır.

Abstract

As a result of replacing the wide area devastation concept with the point mass destruction, the use of the controlled munition has gained importance. In this extent, the diverting mechanisms involving the aerodynamic control surfaces, reaction jet, and thrust vector have been developed and they have applied in several applications. Evaluating all of the mentioned methods together, it is observed that the thrust vector control exceeds one step further regarding the implementations in which higher maneuver capability is required within short time durations because it does not have any serious disadvantages originated from the larger drag areas of aerodynamic control surfaces and lower maneuverability. In this study, notable approaches are handled within the concept of the thrust vector control and the advantages and disadvantages of the mentioned methods are emphasized in a comparative manner.

1. Giriş

Mühimmat denetimi üzerine yapılan çalışmalar incelendiğinde, aerodinamik denetim, tepki jeti denetimi ve itki vektörü ile denetim olarak adlandırılan temelde üç farklı yönlendirme mekanizmasına rastlanmaktadır [1], [2]. Gezegen ve uydular gibi gök cisimleri üzerine uzay araçlarının yumuşak ve denetimli bir şekilde indirilmeye çalışıldığı

atmosfer dışı platform yönlendirme uygulamalarında sıklıkla karşılaşılan tepki jeti denetiminin yanında genellikle seyir şeklinde olan uzun atmosfer içi uçuş durumlarında aerodinamik denetim yaklaşımı tercih edilmektedir [3], [4], [5]. Diğer taraftan, özellikle yerden fırlatılan ve kısa zaman zarfı içerisinde değişken genlik ve yönlü manevra isterlerinin karşılanmasının söz konusu olduğu mühimmatta itki vektörü denetimi (İVD) yönteminin ele alındığı görülmektedir [1], [5].

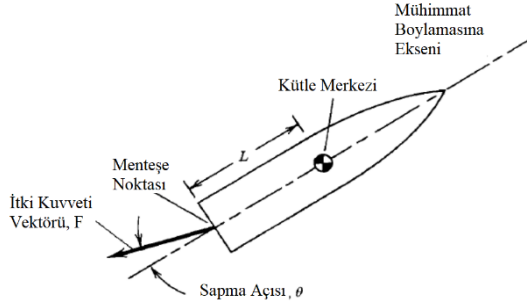
Bilhassa hava araçlarının hız vektörlerinin çok kısa süre içerisinde değiştirilmesinin gerektiği keskin manevralar, mühimmat itkisinin gövde eksenine etrafında farklı yönlerde döndürülebildiği değişken yönelimli İVD tekniğini en uygun seçenek haline getirmektedir [1], [6], [7]. İVD yaklaşımının göz önünde bulundurulmuş durumlar için uygulanabilirlik düzeyinin belirlenebilmesi amacıyla, deneysel çalışmaların yanında hesaplamalı akışkanlar dinamiği esaslı çözümlemeler de farklı işletim durumları için yapılmıştır [8]. Belirtilen kapsamda, yüksek manevra yeteneği gerektiren, elden fırlatılan tanksavar silahları gibi aerodinamik denetimi zor olan, dik fırlatılabilecek ve fırlatıldıktan sonra ani manevralar yapabilen ve denizaltıdan fırlatılan roketler, İVD yaklaşımının hayat bulduğu başlıca uygulamalar olarak gösterilebilir. Ayrıca, ilk uçuş yörüngesinin hızla düzeltilmesi gereken ve yüksek hedef bulma hızı istenilen yerden havaya roketler ile aerodinamik denetimin imkânsız olduğu düşük dinamik basınç altında uçan fırlatma sistemleri ve uzay araçlarının yönlendirilmesinde de İVD yaklaşımı dikkate alınmaktadır [1], [5].

Aerodinamik denetimde kullanılan denetim yüzeylerinin (kanat ve kanatçıkların) mühimmata getireceği ek sürüklenme kuvveti etkisi ile tepki jeti kullanılarak denetiminin doğasından kaynaklanan düşük denetim hassasiyetinin nedeni olacağı olumsuzlukları haiz olmaması, bahsedilen kısa süreli ivmelenme durumları için İVD'yi daha uygulanabilir kılmaktadır. Atmosfer dışı uçuşlarda aerodinamik yüzeylerin işe yaramaması da İVD'nin popüleritesini artırmıştır. Bu bağlamda, İVD sistemini oluşturan alt sistem ve bileşenlerin tasarlanıp üretilmesi hususu, milli teknoloji geliştirme faaliyetleri bakımından da önem arz etmektedir [1].

Bu çalışmada, İVD yaklaşımının ele alındığı sistemlerde tercih edilen başlıca denetim yaklaşımları ana hatlarıyla anlatılmaktadır. Ele alınan yöntemlerin üstünlük ve zayıflıklarının sıralanmasının ardından bu hususlar üzerinden genel bir karşılaştırma yapılmakta ve nihayetinde genel bir değerlendirme sunulmaktadır [1].

2. Başlıca İtke Vektörü Denetimi Yaklaşımları

İVD yöntemi, Şekil 1 ile gösterildiği gibi, ana itke vektörü yönünün mühimmat kütle merkezinden geçmeyecek şekilde saptırılarak kütle merkezi etrafında manevrayı sağlayacak bir moment oluşturulması esasına dayanmaktadır [6].

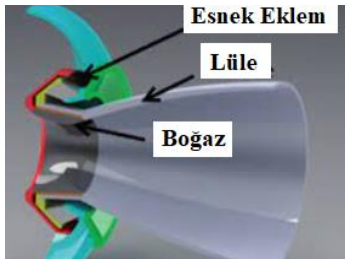


Şekil 1: İtke vektörünün oluşturduğu döndürme momenti [5].

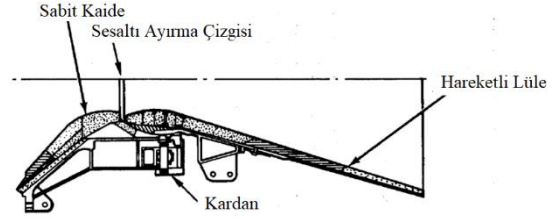
Temelde, yönlendirilecek itkili platformun gaz çıkış kısmı olan lülenin hareketli ve sabit olması durumlarından birisi göz önüne alınarak kurgulanan İVD, genel olarak dört ana yaklaşımdan biri esas alınarak uygulanmaktadır [1], [5], [9]:

- Motor çıkış gazlarının hareketli lüleler ile yönlendirilmesi: Bu yaklaşımda hareketli gaz çıkış lülesindeki hareket, esnek eklem, kardan, bilya-yuva ya da menteşe yardımıyla elde edilmektedir [10].
- Motor çıkış gazlarının mekanik yönlendiricilerle saptırılması: Bu yöntemde yönlendirme jet kanadı, jet saptırıcı veya jetavator gibi mekanik saptırıcılar kullanılarak hareketsiz lüledeki akışa müdahale etmek suretiyle sağlanmaktadır.
- Gaz çıkış lülesi iç basınç dağılımının değiştirilerek yönlendirmenin sağlanması: Bu teknikte itki, ikincil bir akışkan lüle içine püskürtülmek suretiyle lüle iç basıncının değiştirilmesiyle elde edilmektedir. İkincil akışkan sıvı ya da gaz olabilmektedir [10].
- Ana akıştan farklı olarak ayrı bir itki üreten araç kullanılması (tepki denetimi): Belirtilen yaklaşımı haiz sistemler, genellikle uydu ve uzay araçların yörüngeye yerleştirilmesi veya uzaydaki bir unsura (gezegen veya kuyruklu yıldız gibi) indirilmesi gibi oldukça özel uygulamalarda tercih edilmektedir.

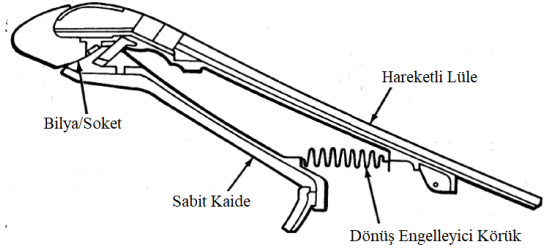
Bahsedilen yaklaşımlardan örnek olarak seçilenlerin şematik görüntüleri Şekil 2 ile Şekil 6 arasında verilmektedir.



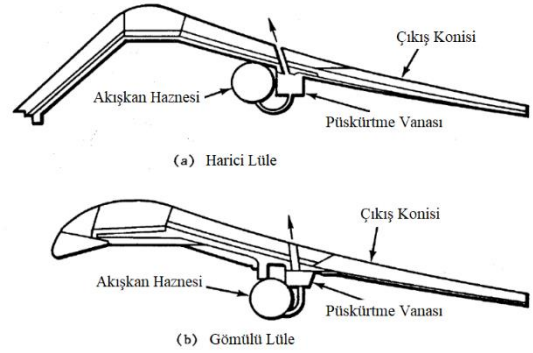
Şekil 2: Esnek eklem yapısı [11].



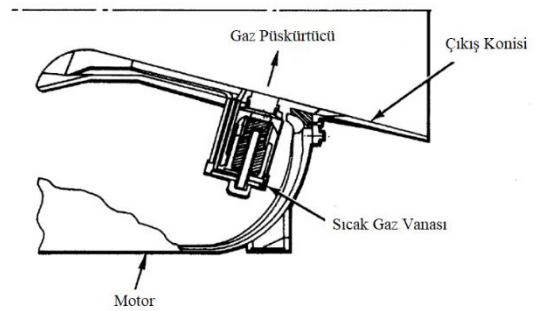
Şekil 3: Kardanlı lüle yapısı [10].



Şekil 4: Bilya-yuva tipi lüle [10].



Şekil 5: Sıvı püskürtmeli lüle [10].



Şekil 6: Gaz püskürtmeli lüle [10].

3. Göz Önüne Alınan Başlıca Denetim Yaklaşımları

İVD üzerine gerçekleştirilen çalışmalar incelendiğinde, başta esnek eklemlı ve kardanlı lüleli yapılar olmak üzere özellikle hareketli lüle içeren sistemlerin denetiminde öncelikli olarak geleneksel oransal, tümlevsel ve türevsel (İng. proportional plus integral plus derivative, PID) işlemi esaslı denetim yaklaşımının uygulandığı görülmektedir. En temel kapalı çevrim denetim sistemi yapısı olarak adlandırılabilir PID kurallı algoritma ile, atanan başarımlı gereksinimlerinin önemli oranda yerine getirebildiği çeşitli benzetimler ve deneysel çalışmalar aracılığıyla gösterilmiştir [1], [3], [4], [12], [13]. Bağlı bulunduğu hava platformuna etkileyen rüzgâr etkisi ile platformun doğrusal olmayan modelinde kullanılan parametreler üzerindeki belirsizliğin İVD'nin referans açısı sinyali takibi başarımına olabilecek olumsuz etkisinin asgari düzeye çekilebilmesi amacıyla, kesir dereceli PID (İng. fractional order PID, FPID) yaklaşımı da ilgili bilgisayar benzetimleri yardımıyla incelenmiştir. Akabinde, uçuş esnasında yakıt tüketimi nedeniyle meydana gelen kütle değişimi ve uçuş irtifası ile hızındaki farklılaşmaya bağlı olarak sabit kalmayan aerodinamik katsayıların etkisi de dikkate alınarak, mevcut FPID şeması uyarlamalı hale getirilerek, denetleyici (kontrolcü) kazançlarının belli zaman dilimlerinde güncellendiği katsayı güncellemeli FPID (İng. gain scheduling FPID, GSFPID) kuralı uygulanmıştır. Neticede, GSFPID kurallı denetim sisteminin rüzgâr ve parametre belirsizliğinden olumsuz yönde etkilenme düzeyinin hayli düşük olduğu, ayrıca sistem kararlılığının da klasik PID ve hatta FPID kurallı denetim sistemlerinden daha yüksek çıktığı gözlenmiştir [1], [14]. Literatürde, hareketli lüleli haiz İVD sistemleri için, sürtünmenin doğrusal olmayan karakteristiğini ele alarak sistem cevabındaki faz kaymasını azaltmayı amaçlayan PID kuralı esaslı regülatör sistemlerine de rastlanmaktadır [1], [15]. Bunların yanı sıra, karadan karaya fırlatılan orta menzilli roketler gibi genel maksatlı uygulamalarda, özünde PID kuralının bir türevi olan oransal ve türevsel (İng. proportional plus derivative, PD) işleminin ele alındığı çalışmalar da mevcuttur. Yapılan bilgisayar benzetimlerinden elde edilen sayısal sonuçlar incelendiğinde, PD işlemlı İVD yaklaşımı sayesinde, küçük denetim komutları ile kardanlı lülede büyük açısal yerdeğiştirmelere ulaşıldığı görülmektedir [1], [16].

İVD içeren konfigürasyonlarda akışkan modellemesi ve parametre belirsizliğinden kaynaklanan etkilerin göz ardı edilemediği durumlarda, H_2 ve H_∞ normu tabanlı veya kayan kipli denetim esaslı gürbüz denetim yaklaşımları ele alınmaktadır. Bahsedilen yaklaşımlar kullanılarak, ele alınan İVD'li platformun referans girdi takip başarımının yanı sıra kararlılığının da artırılması sağlanmaya çalışılmaktadır [1], [3], [4], [12], [13]. Belirtilen çerçevede, kardanlı lüleli İVD mekanizması ile yönlendirilen bir roketin parametre belirsizlikleri ve rüzgâr etkisi altındaki yönelim başarımını artırmak ve aynı zamanda da kararlılığını garanti etmek amacıyla kayan kipli denetim yönteminin kullanıldığı ve yapılan bilgisayar benzetimleri neticesinde önceden tanımlanan amaçlara ulaşıldığının gösterildiği çalışmalara rastlanmaktadır [1], [17].

Tasarlanan güdüm ve denetim şemasının etkinliğini artırmak amacıyla, model öngörülü denetim gibi yöntemlerin esas alındığı enyilenmiş denetim yaklaşımları da İVD kapsamında ele alınmaktadır. Genişletilmiş Kalman Filtresi gibi gözleyicilerle birlikte uygulandığında, bahsedilen

eniyileme algoritmalarının özellikle bozucu girdi tesirlerinin asgari seviyeye çekilmesinde etkin olduğu bilgisayar benzetimleri ve testler yardımıyla gösterilmiştir [1], [18]. Çok değişkenli denetim tahsis algoritmaları da İVD eniyilemesi dahilinde ele alınan hususlar arasında gözükmeaktadır [1], [19].

Uzay mekiği ve uydu gibi faydalı yükleri yeryüzü seviyesinden başlayarak önceden belirlenen irtifalara çıkarmak amacıyla kullanılan kademeli roketler, genellikle modüler kademe birimlerinin sıvı yakıtlı olması nedeniyle, büyük ivmeli yükseliş hareketinden kaynaklanan çalkantının yol açtığı bozucu girdilerden fazlaca etkilenmektedir. Bahsedilen birimlerin yönlendirilmesinde kullanılan kardanlı lüle geometrisindeki İVD mekanizmalarında, belirlenen referans takip ve kararlılık gereksinimlerini karşılamak üzere doğrusal olmayan geribeslemeli denetim yönteminin dikkate alındığı görülmektedir. Önerilen şemanın doğrulanması, gerçekleştirilen bilgisayar benzetimleri vasıtasıyla yapılmıştır [20]. Ayrıca, temelde gürbüz bir denetim yaklaşımı olan çok değişkenli geri beslemeli denetim yönteminin, bir önceki tekniğin farklı bir uygulaması olarak iniş roketlerinin İVD sistemlerinde kullanılabilirliğinin incelendiği çalışmalar da göze çarpmaktadır [1], [4].

4. Çeşitli İtke Vektörü Denetimi Yaklaşımlarının Karşılaştırılması

Uygulama prensiplerinde farklılıklar gözlenmekle birlikte, İVD yöntemlerinin tamamı, Şekil 1 ile gösterildiği gibi temelde ana itke vektörü yön çizgisinin aracın kütle merkezinden geçmeyecek şekilde saptırılması ve böylelikle manevra sağlayacak bir moment oluşturulması esasına dayanmaktadır.

Uygun İVD sisteminin seçiminde göz önüne alınması gereken pek çok faktör vardır. Bunlardan en önemlisi uygulamanın niteliği olup, bu alanda gerçekleştirilen çalışmalar bir dizi tasarım ve uygun İVD yöntemi seçimi kriterlerinin belirlenmesini sağlamıştır. Bu çalışmalar sonucunda, herhangi bir uygulama için uygun İVD sisteminin seçimi sırasında göz önüne alınması gereken tasarım kriterlerinin ilgili mühimmatın yörüngesi, saptırma miktarı, motor balistiği, uçuş süresi ve denetim gereklilikleri olduğu ortaya konulmuştur. Bunların yanı sıra mevcut denetim sisteminin yeterliliği, motor başarımına olan etki, güvenilirlik, geliştirme süresi ve maliyeti, uyarlanabilirlik, bütünlük, kurulum ve bakım gereklilikleri de diğer etmenler olarak belirlenmiştir [21].

Bu bağlamda, uygulamada yaygın olarak karşılaşılan İVD yaklaşımlarının üstünlük ve zayıflıkları, Tablo 1 ile verildiği şekilde karşılaştırılmıştır.

5. Değerlendirme ve Sonuç

Uzay araçları ve mühimmatlar başta olmak üzere kısa süre içerisinde ani manevra ihtiyacını karşılaması beklenen uçan platformlarda tercih edilen İVD yaklaşımı, hareketli ve sabit lüle geometrileri üzerinden uygun denetim kuralının seçimi ile etkin bir şekilde uygulanabilir. Bahsedilen lüle geometrisi ve denetim yaklaşımının seçiminde, uygulamanın genel özelliklerinin yanı sıra olası İVD yöntemlerinin üstünlük ve zayıflıkları ile belirlenen başarımlı istekleri dikkate alınmalıdır. Ayrıca, İVD ile yönlendirilecek sistemin görevini atmosferin içinde veya dışında yapacak olması da tasarım isteklerinin belirlenmesi bakımından önem arz etmektedir. Bu kapsamda, işlevini atmosfer içerisinde icra edecek şekilde geliştirilen

yerden havaya ve havadan havaya itkili mühimmatta (füzelerde) önceki uygulamalarda jet kanadı ve jet saptrıcılar kullanılmakta iken teknolojik gelişmelerle uyumlu olacak şekilde artan manevra ihtiyaçlarını karşılamak amacıyla esnek eklem ve kardanlı lüle tipindeki İVD sistemlerine geçilmiştir.

Atmosfer dışı amaçlar için geliştirilen platformlarda ise küçük girdilerle büyük cevaplar almaya olanak sağlayan tepki denetimi yaklaşımı en fazla tercih edilen teknik olarak göze çarpmaktadır.

İVD esashlı denetim sistemi geliştirilirken, toplam ömür devri maliyetinin yanı sıra ele alınan sistemin kararlılığının garanti edilmesi de tasarım sürecinin en önemli unsurlarından birini oluşturmaktadır. Bahsedilen husus, bilhassa hareketli lüle konfigürasyonlarının göz önüne alındığı uygulamalarda istenen başarımlı özelliklerinin karşılanması bakımından önem arz etmektedir.

6. Kaynakça

- [1] B. Özkan, "Savunma Sanayii Uygulamalarında Göz Önüne Alınan Başlıca İtke Vektörü Denetimi Yöntemlerinin İncelenmesi", *Savunma Bilimleri Dergisi*, Cilt: 20, No: 1, s: 151-166, 2024. DOI: 10.17134/khosbd.1183778.
- [2] B. Özkan, *Dynamic Modeling, Guidance, and Control of Homing Missiles*, Doktora Tezi, Makine Mühendisliği Bölümü, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2005.
- [3] D. Bernacchia, *Design of Thrust Vectoring Attitude Control System for Lunar Lander Flying Testbed*, Bitirme Tezi, Università Di Bologna, Bologna, İtalya, 2019.
- [4] A. G. Kamath, *Robust Thrust Vector Control for Precision Rocket-landing*, Yüksek Lisans Tezi, University of California, ABD, 2021.
- [5] G. P. Sutton ve O. Biblarz, *Rocket Propulsion Elements*, New York: John Wiley & Sons, Inc., New York, ABD, 2001.
- [6] J. Jerin, S. R. Subanesh, K. T. R. Aravind, N. Naveen, R. Vignesh, G. B. Krishna ve K. V. R. Sanal, "Numerical Studies on Thrust Vectoring Using Shock İnduced Supersonic Secondary Jet", *International Journal of Aerospace and Mechanical Engineering*, Cilt: 7, No: 8, s: 1714-1720, 2013.
- [7] E. Resta, R. Marsilio ve M. Ferlauto, "Thrust Vectoring of a Fixed Axisymmetric Supersonic Nozzle Using the Shock-Vector Control Method", *Fluids*, Cilt: 441, No: 6, s: 1-17, 2021. DOI: 10.3390/fluids6120441.
- [8] D. Li ve K. Wu, "Numerical Study on Rod Thrust Vector Control for Physical Applications", *Hindawi International Journal of Aerospace Engineering*, No: 2021, s: 1-15, 2021.
- [9] A. Krammer, L. Blecha, ve M. Lichtenberger, "Fin Actuation, Thrust Vector Control and Landing Leg Mechanisms Design for the RETALT VTVL Launcher", *CEAS Space Journal*, Cilt: 14, s: 577-591, 2022. DOI: 10.1007/s12567-021-00421-0.
- [10] *Solid Rocket Thrust Vector Control*, Teknik Rapor, NASA, Virginia, ABD, 1974.
- [11] M. A. Ramezani, S. Yousefi ve N. Fouladi, "An Experimental and Numerical Investigation of the Effect of Geometric Parameters on the Flexible Joint Nonlinear Behavior for Thrust Vector Control", *Institution of Mechanical Engineers Bildirileri, Part G: Journal of Aerospace Engineering*, Cilt: 233, No: 8, s: 2772-2782, 2019.
- [12] L. B. Bates ve D. T. Young, "Development Testing of Electric Thrust Vector Control Systems for Manned Launch Vehicle Applications", 41st Aerospace Mechanisms Symposium Bildirileri, Jet Propulsion Laboratory, ABD, 2012.
- [13] H. Yağmur, C. Bayar, S. Şen, S. ve K. Serbest, "Design of a 3-DOF Thrust Control System for Rocket Engines", *Journal of Smart Systems Research (JOINSSR)*, Cilt: 3, No: 1, s: 30-48, 2022.
- [14] M. F. Ahmed ve H. T. Dorrah, "Design of Gain Schedule Fractional PID Control for Nonlinear Thrust Vector Control Missile with Uncertainty", *Automatika*, Cilt: 59, No: 3-4, s: 357-372, 2018. DOI: 10.1080/00051144.2018.1549696.
- [15] C. Shi, J. Yang ve Z. Xu, "Research on Thrust Vector Control of Nonlinear Solid Rocket Motor Nozzle Based on Active Disturbance Rejection Technology", *MATEC Web of Conferences 309 (CSCNS2019) Bildirileri*, 1-9, 2020. DOI: 10.1051/mateconf/202030904008.
- [16] O. Sudiana ve K. N. Hakim, "Linear Actuator of Thrust Vectoring Control on Solid Rocket Motor on LAPAN Sounding Rocket", *International Conference on Engineering, Construction, Renewable Energy, and Advanced Material 2022 (ICECREAM 2022) Bildirileri*, s: 1-10, Cakarta, Endonezya, 2022.
- [17] I. M. Perez, R. G. Rodriguez, M. V. Navarrate ve L. R. Velasco, "Sliding-mode Based Thrust Vector Control for Aircrafts", 12th International Micro Air Vehicle Conference (IMAV2021) Bildirileri, Puebla, Meksika, 2021.
- [18] R. Linsen, P. Listov, A. Lajarte, R. Schwan ve C. N. Jones, "Optimal Thrust Vector Control of an Electric Small-Scale Rocket Prototype", 2022 International Conference on Robotics and Automation (ICRA) Bildirileri, Philadelphia, Pennsylvania, ABD, 2022. DOI: 10.1109/ICRA46639.2022.9811938.
- [19] J. S. Orr ve N. J. Slegers, "High-efficiency Thrust Vector Control Allocation", *Faculty Publications-Biomedical, Mechanical, and Civil Engineering*, Cilt: 20, s: 1-9, 2014.
- [20] J. R. Hervas ve M. Reyhanoğlu, "Thrust Vector Control of an Upper-Stage Rocket with Multiple Propellant SLOSH Modes", *Hindawi Mathematical Problems in Engineering*, 2012, 1-18, 2012. DOI: 10.1155/2012/848741.
- [21] A. B. Facciano, K. G. Seybold, L. W.-K. Teri ve D. O. Widmer, "Evolved SeaSparrow Missile Jet Vane Control System Prototype Hardware Development". *Journal of Spacecraft and Rockets*, s: 522-531, 2002.

Tablo 1: Çeşitli İVD sistemlerinin karşılaştırılması [1], [2], [5], [12], [13]

İVD Sistemi	Üstünlük	Zayıflık
Esnek Eklem	<ul style="list-style-type: none"> Karakterizasyon ve uygulama düzeyi gelişmiş, güvenilirliği yüksek Geniş çalışma sıcaklığı aralığı Yüksek sızdırmazlık başarımı İhmal edilebilir Coulomb sürtünmesi Denetim kolaylığı 	<ul style="list-style-type: none"> Yüksek saptırma torku 15°'den daha büyük vektör açılarında yüksek hacim ihtiyacı Kayan dönme noktası Isıl koruma ihtiyacı Karmaşık ve büyük eyletim sistemi ihtiyacı
Bilya-Yuva	<ul style="list-style-type: none"> Karakterizasyon ve uygulama düzeyinin gelişmiş olması Yüksek güvenilirlik $\pm 20^\circ$ vektör açısı kapasitesi Düşük hacim Küçük eyletim sistemi ihtiyacı 	<ul style="list-style-type: none"> Sızdırmazlığın sağlanması için sürekli eksenel yük ihtiyacı Eksenel dönmenin sağlanması için karşı dönüş sistemi ihtiyacı Yüksek itki kaybı Tahmin edilemez sürtünme katsayısı Sızdırmazlık problemi Yüksek Coulomb sürtünmesi torku
Kardanlı Lüle / Menteşelenmiş Lüle	<ul style="list-style-type: none"> Yüksek sapma açısı Denetim kolaylığı 	<ul style="list-style-type: none"> Deneysel bir çalışma olması Yüksek aşınma görülmesi Kısıtlı çalışma zamanı Kardanlı bağlantı
İkincil Akışkan Püskürtmeli Sistemler	<ul style="list-style-type: none"> Hızlı tepki kapasitesi Püskürtme itkisinin motor itkisine eklenmesi Fırlatma öncesi denetim ihtiyacının az olması 	<ul style="list-style-type: none"> Azami $\pm 6^\circ$ vektör açısı kapasitesi Büyük kütle Uygun akışkan seçimi zorluğu Denetim zorluğu
Jet Kanadı	<ul style="list-style-type: none"> Döndürme denetimi $\pm 10^\circ$ vektör açısı kapasitesi Lüleden bağımsız yerleştirme Düşük tork ihtiyacı Hızlı tepki kapasitesi 	<ul style="list-style-type: none"> Yüksek itki kaybı Düşük sıcaklıklı yakıtı veya kısa yanma süresi olan motorlarla sınırlı olması Nispeten büyük kütle Küçük vektör açısı için büyük kanat dönme açısı ihtiyacı
Jet Saptırıcı	<ul style="list-style-type: none"> Düşük risk ve yüksek gelişmişlik Düşük hacim Hızlı tepki kapasitesi Yatay kuvvetin doğrudan saptırıcı alanının lüle alanına oranıyla orantılı olması 	<ul style="list-style-type: none"> Yüksek itki kaybı Düşük sıcaklıklı yakıtı veya kısa yanma süresi olan motorlarla sınırlı Yüksek tork gereksinimi Nispeten büyük kütle
Jetavator	<ul style="list-style-type: none"> Yanal kuvvetlerin sapma ile beraber doğrusal olarak değişmesi 	<ul style="list-style-type: none"> Gaz çıkış lüle çapına kısıtlama getirmesi Büyük itki kaybı Zamana göre sürekli değişen tork ihtiyacı Oldukça ağır olması Hareketli parça sayısı fazlalığı

Motor Çıkışlı PN Emisyonlarının Ampirik Yöntemle Gerçek Zamanlı Tahmini

*Osman Yolbulan¹, Oytun Karaduman², Tolga Erdem³, Kaan Çelik⁴
Kutay Orgunal⁵*

¹AVL Türkiye Research & Engineering
osman.yolbulan@avl.com

²AVL Türkiye Research & Engineering
oytun.karaduman@avl.com

³AVL Türkiye Research & Engineering
tolga.erdem@avl.com

⁴AVL Türkiye Research & Engineering
kaan.celik@avl.com

⁵AVL Türkiye Research & Engineering
kutay.orgunal@avl.com

Özetçe

EU7 yönetmeliğiyle birlikte On-Board-Monitoring (OBM) sistemleri, otomotiv üreticileri için büyük önem kazanmıştır. Bu yönetmelik, özellikle NO_x, NH₃ ve Partikül Madde (PM) emisyonlarını takip etmeyi zorunlu kılarken, Partikül Sayısı (PN) takibi de gelecekte kapsam dahilinde olabilir. Geliştirme sürecinde harici sensörlerle gerçek sürüş koşullarında emisyonlar takip edilebilirken, üretim aşamasında OBM sistemleri PN emisyonlarını sürekli takip ederek Motor Kontrol Ünitesi (ECU) çıktılarıyla karşılaştırmaktadır. Standartların aşılması durumunda, üreticiler emisyon kontrol sistemlerindeki aksaklıkları tespit ederek düzeltici önlemler alabilecektir. Bu çalışma, gerçek zamanlı sürüş koşullarında PN emisyonlarını tahmin etmek amacıyla ampirik bir yöntem önermektedir. Sistem, motor ve araç verileriyle kalibre edilerek doğruluğu artırılabilir; ayrıca çeşitli çevresel testler aracılığıyla güvenilirliği doğrulanabilir. Motor devri, sıcaklık ve hava debisi gibi parametreler dikkate alınarak geliştirilen bu yöntem, yüksek maliyetli sensörlere kıyasla daha ekonomik bir çözüm sunmaktadır.

Abstract

With the publication of the EU7 regulation, On-Board Monitoring (OBM) systems have gained significant importance for automotive manufacturers. EU7 regulations address the monitoring of NO_x, NH₃ and Particulate Matter (PM) specifically but other pollutants such as Particulate Number (PN) monitoring could be one of the aspects of compliance with EU7 regulations in the future. During the development phase, emissions can be monitored under real driving conditions using external sensors. However, in the production phase, OBM systems will continuously track PN emissions and compare them with the outputs of the Electronic Control Unit (ECU). If the emissions exceed the standards, manufacturers will be able to detect and address issues in the emission control systems. This study proposes an empirical method to estimate PN emissions under real-time driving conditions. This system can be calibrated using engine and vehicle data to improve accuracy, and its reliability can be validated through various environmental tests. This method

considers factors such as engine speed, temperature, and air flow to estimate PN emission, and it offers a more cost-effective solution compared to expensive sensors.

1. Giriş

Benzinli motorlardan kaynaklanan Partikül Sayısı (PN) emisyonları, hava kirliliği açısından kritik bir faktördür ve yetkili kurumlar bu emisyonlara sıkı önlemler getirmektedir. PN emisyonlarının oluşumunu etkileyen başlıca faktörler arasında motor çalışma koşulları, yakıt kalitesi ve çevresel değişkenler yer almaktadır [1]. Modern motor teknolojileri kapsamında, üreticiler yakıt ekonomisi ve verimliliği artırmak amacıyla doğrudan enjeksiyon sistemlerini (GDI) tercih etmektedir. Ancak GDI motorları, port enjeksiyonlu (PFI) motorlara kıyasla, yanmanın tam gerçekleşmediği durumlarda daha fazla PN emisyonu üretmektedir [2]. Enjeksiyon teknolojisinin yanı sıra, motor çıkışlı PN emisyonlarını etkileyen başka önemli faktörler de vardır. PN değerleri, motor yükündeki artışla doğru orantılı olarak artış göstermektedir [3]. Ayrıca, ortam sıcaklığı ve silindir içi sıcaklıkları da yanmanın tam anlamıyla gerçekleşmemesine sebep olan, PN emisyonlarını önemli ölçüde etkileyen faktörlerdendir [4]. Lambda (λ), hava-yakıt eşdeğerlik oranını temsil eder; $\lambda < 1.0$ durumunda, yani zengin karışımda, yanmamış hidrokarbonlar nedeniyle PN emisyonlarında keskin artışlar gözlemlenmektedir [5]. Bu nedenle, lambda değeri de PN emisyonlarının değerlendirilmesinde dikkate alınmalıdır.

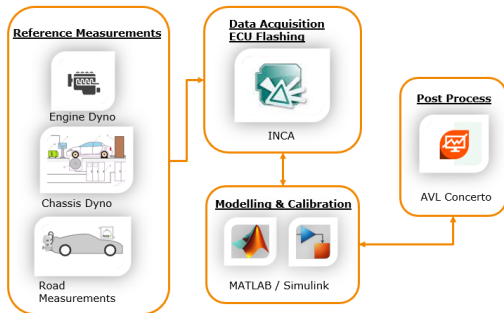
Özellikle soğuk çalıştırma ve katalik konvertör (katalizör) ısıtma sırasında, saniyede en yüksek PN emisyonları gözlemlenmektedir [6]. Motor kontrol sistemleri, katalizörün ideal çalışma sıcaklığına ulaşması için farklı stratejiler uygulamaktadır. Örneğin, geç ateşleme zamanlaması, yanmanın egzoz fazına kaymasına neden olarak katalizörün daha hızlı ısınmasını sağlar [7]. Katalizör ısıtması, emisyon düzenlemelerine uyum ve katalizörün etkin çalışması için gereklidir. Ancak bu durum, motor verimliliğini düşürmekte ve PN emisyonlarını artırmaktadır. Dolayısıyla, katalizör ısıtma koşulları, motorun ilk çalışma evresinde PN emisyon seviyelerini belirleyen kritik bir etkidir.

Birleşmiş Milletler Avrupa Ekonomik Komisyonu (UNECE) tarafından yayımlanan UN Regülasyonu No. 83'e göre, PN ölçüm sistemleri, egzoz gazlarındaki uçucu partikülleri uzaklaştırmak için Uçucu Partikül Ayırıcı (VPR) ve partikül sayısını ölçmek için Partikül Sayım Cihazı (PNC) içermelidir [8]. PNC, yalnızca geliştirme aşamasında kullanılan harici bir sensör olup, seri üretim araçlarda yerleşik bir PN sensörü bulunmamaktadır. EU7 yönetmelikleri uygulamaya girdiğinde, gerçek zamanlı emisyon izleme otomotiv üreticileri için zorunlu hale gelecektir. Motor Kontrol Ünitesi (ECU), emisyonları kontrol etmek için çeşitli sensörlerle çalışsa da, otomotiv pazarında yerleşik bir PN ölçüm sensörü bulunmamaktadır. Gerçek zamanlı PN ölçümü henüz OBM uyumluluğu için zorunlu olmasa da, gelecekteki düzenlemelerde bu izleme sisteminin zorunlu hale gelmesi beklenmektedir. Bu çalışma kapsamında önerilen ampirik model, PN emisyonlarını etkileyen parametrelerin dikkatli şekilde kalibre edilmesiyle tutarlı ve güvenilir sonuçlar üretmektedir.

2. Yöntem ve Uygulama

Bu çalışmada, Matlab/Simulink kullanılarak bir Motor Kontrol Ünitesi (ECU) fonksiyon algoritması geliştirilmiş ve kalibre edilmiştir. Fonksiyon blokları, sinyal bağlantıları, mantıksal ve matematiksel operatörler varsayılan Simulink kütüphanesi kullanılarak oluşturulmuştur. Geliştirilen model, model-in-the-loop (MIL) yeteneklerine sahip olup, çeşitli emisyon çevrimleri ve motor dinamometresi ölçümleri modelin girdisi olarak kullanılabilir. Şekil 1, PN emisyonlarının model tabanlı kalibrasyon sürecine ilişkin genel iş akışını göstermektedir.

PN emisyonlarının hem stabil hem de dinamik koşullardaki davranışını anlayabilmek için, her iki koşula ait PN ölçümlerinin elde edilmesi, modelleme ve kalibrasyon süreci için kritik öneme sahiptir. Bu ölçümler, motorun emisyon karakteristiklerine dair önemli bilgiler sunmakta ve çevresel faktörlerin yanma üzerindeki farklı etkilerinin anlaşılmasına katkı sağlamaktadır. Önerilen ampirik model, hem stabil hem de dinamik PN emisyon parametrelerini içermekte olup, PN emisyonlarının farklı koşullardaki ortaya çıkış sebeplerini de modellemeye olanak tanımaktadır.

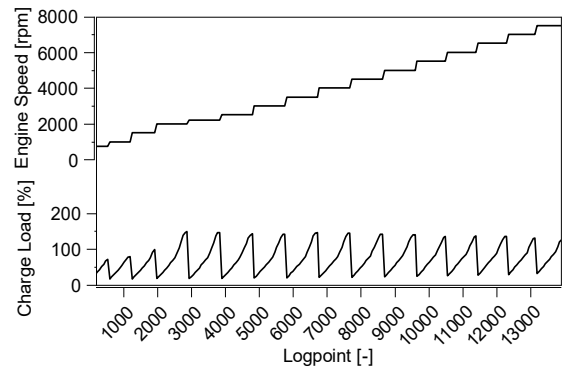


Şekil 1: Model tabanlı PN emisyonu hesaplama aşamaları

Modelin oluşturulma süreci, motor dinamometresi, şasi dinamometresi ve araç üzerinde gerçekleştirilen emisyon çevrimlerinden elde edilen referans ölçümlerin analiz edilmesiyle başlar. Güvenilir veri toplanabilmesi için sıcaklık ve PN sensörleriyle uygun enstrümantasyon gereklidir. INCA yazılımı ile veriler toplandıktan sonra, bu verilerin MATLAB ortamında açılabilmesi için uygun dönüşüm teknikleri uygulanmalıdır. Bu veriler, Simulink ortamında modellenmiş ECU bloklarına giriş olarak tanımlanır. Simülasyon ve referans sonuçlarının analizi ve kalibrasyon iyileştirmeleri için AVL CONCERTO zaman tabanlı ve logpoint (örnek sayısına dayalı veri noktası) bazlı verilerin detaylı analizi, filtreleme ve istatistiksel değerlendirme işlemlerini kolaylaştırarak model doğrulama sürecine katkı sağlar.

2.1 Stabil Durumlardaki PN Hesabı

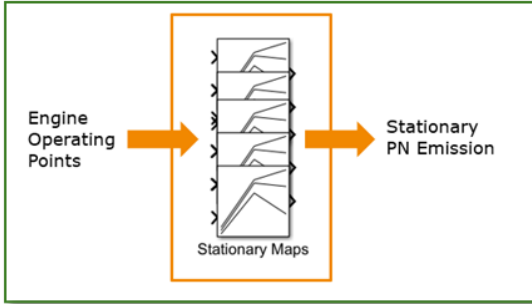
Stabil durumlardaki PN emisyonları, motorun sabit yük ve devirde çalıştığı durağan motor çalışma koşulları altında ölçülür. Motor dinamometresinde, motor belirli bir süre boyunca sabit yüklerde çalıştırılarak emisyonların stabil bir seviyeye ulaşması sağlanır. Stabil motor dinamometresi ölçümleri, motorun belirli bir çalışma koşulundaki temel emisyon performansını değerlendirmek için oldukça faydalıdır. Bu testler sırasında, motorun hız veya yükünde ani dalgalanmalar olmamalıdır; aksi takdirde emisyon karakteristikleri üzerinde önemli etkiler oluşabilir. Motor dinamometresinden elde edilen ideal bir stabil motor çalışma noktaları Şekil 2'de gösterilmiştir. Şekilde motor hızı ve yük parametrelerinin referans aralıkları örnek sayısına dayandırılarak gösterilmiştir. Örneğin, motorun 2500 dev/dk ve %30 yükte çalıştırılması sırasında PN emisyonları ölçülmekte ve bu koşullarda oluşan partikül sayısı kaydedilmektedir. Bu tür ölçümler, farklı hız ve yük kombinasyonlarında tekrarlanarak model tabanlı kalibrasyon için referans veri seti oluşturulmaktadır. Buna ek olarak, çevresel koşullar da test kombinasyonlarına dahil edilebilir. Özellikle soğuk çalıştırma (cold start) gibi durumlar, motorun ilk çalışma anındaki PN emisyon davranışını anlamak açısından önemlidir ve bu koşullarda yapılan ölçümler modelin çevresel değişkenlere duyarlılığını artırır.



Şekil 2: Motorun farklı yüklerdeki davranışını analiz etmek için alınan ölçüm noktaları

Model, stabil PN emisyonlarını harita tabanlı bir yaklaşımla modellemektedir. Bu amaçla Simulink'in 1D ve 2D lookup tabloları kullanılmıştır. Lookup tabloları, motor

çalışma noktalarını girdi olarak alır ve bu noktalara karşılık gelen PN emisyonlarını çıktı olarak üretir. Oluşturulan kalibrasyon haritaları, ECU'ya entegre edilerek doğrulama sürecinde kullanılabilir. Ayrıca, farklı enjeksiyon stratejileri için bu prosedür tekrarlanmalı ve enjeksiyon modlarının PN emisyonları üzerindeki etkisi analiz edilmelidir. Şekil 3'te, stabil modele ait temsili Simulink tabloları gösterilmektedir.



Şekil 3: Stabil PN Emisyon Temsili modelleri

2.2. Dinamik Durumlardaki PN Hesabı

Dinamik koşullarda alınan geçiş (transient) PN ölçümleri, gerçek sürüş senaryolarını yansıtır. Dinamik sürüş koşulları, motorun hızlanma, yavaşlama, soğuk çalıştırma ve çeşitli geçiş durumlarındaki emisyon davranışını ortaya koyar. Stabil PN emisyon modeline entegre edilen düzeltme faktörleri ile dinamik PN emisyonları hesaplanmaktadır. Bu düzeltme faktörleri, harici sensörlerden elde edilen gerçek PN verileri ile ECU sinyalleri kullanılarak kalibre edilmelidir.

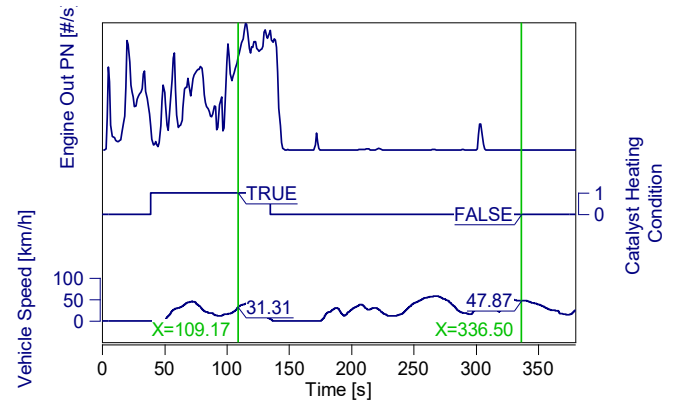
Soğuk motor koşullarında, silindir duvarları ve pistonlar düşük sıcaklıkta olduğundan yakıtın buharlaşması zorlaşır. Bu durum, yanma sırasında buharlaşmamış yakıtın varlığına ve dolayısıyla PN emisyonlarının artmasına neden olur. Bu etkiyi modelleyebilmek için, ECU üzerinden alınan soğutma suyu sıcaklığı sinyali modelin giriş parametresi olarak kullanılmıştır. Gerçek zamanlı sıcaklığa bağlı olarak farklı düzeltme katsayıları uygulanmakta ve bu katsayılar motor performansına göre kalibre edilmektedir. Gerçek zamanlı soğutma suyu sıcaklığına bağlı olarak farklı düzeltme katsayıları uygulanabilir ve bu katsayılar motor performansına göre kalibre edilmelidir. Ayrıca, soğuk motor çalışması sırasında yanma odasına enjekte edilen yakıt miktarı PN emisyonlarını önemli ölçüde etkilediğinden, enjeksiyon miktarı motor devrine bağlı olarak hesaplanmaktadır. (1)'de gösterildiği üzere, motor devrine bağlı olarak belirli bir zaman aralığında gerçekleşen toplam enjeksiyon sayısını hesaplanmaktadır. Dört zamanlı motorlarda her silindir için bir çevrim, krank milinin iki tam dönüşünde (720°) gerçekleştiğinden, çevrim başına enjeksiyon sayısı 1/2 katsayısı ile dikkate alınmıştır. Çarpı 4 faktörü ise motorun dört silindire sahip olmasından kaynaklanmaktadır.

$$\text{Enjeksiyon miktarı} = \int_{t_0}^{t_1} \frac{\text{Motor devri}}{60} \frac{1}{2} \times 4 \quad (1)$$

Sürüş davranışı (örneğin tam yükte agresif hızlanma) motorun zengin karışımda çalışmasına neden olarak eksik

yanmaya ve yüksek PN emisyonlarına yol açabilir. Bu etkiyi modellemek amacıyla, göreceli hava yükü (relative air charge load) sinyali modele dahil edilmiştir.

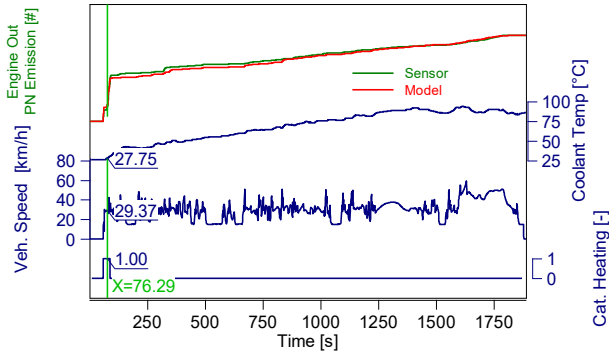
Katalizör ısıtma süreci, enjeksiyon stratejisi ve yanma verimliliği üzerindeki etkileri nedeniyle PN emisyonlarını önemli ölçüde etkilemektedir. Katalizör, optimum çalışma sıcaklığına ulaşana kadar verimsiz yanma gerçekleşir. Bu sıcaklığa ulaşma süresi "light-off" sıcaklığı olarak tanımlanır [9]. Modelde, katalizör ısıtma durumu enjeksiyon modu ve hava kütlesine bağlı olarak düzeltme faktörünü etkinleştiren bir ECU sinyali ile temsil edilmektedir. Bu algoritma sayesinde model, katalizör ısıtma süreci aktifken PN emisyonlarını doğru şekilde modelleyebilmektedir. Bu bölüm, WLTC, NEDC ve RDE gibi emisyon çevrimlerinden elde edilen referans ölçümlerle kalibre edilmelidir.



Şekil 4: Katalizör ısıtma sırasında ortaya çıkan PN emisyonları

3. Sonuçlar ve Değerlendirme

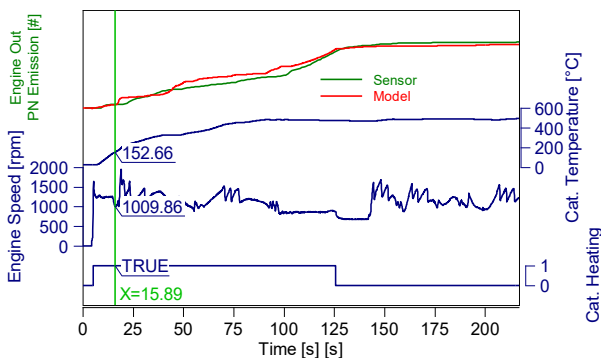
Ampirik temelli model ile PN emisyonlarının hesaplanması, bir ECU fonksiyonu olarak uygulanabilir niteliktedir. Ancak, yanma sürecinin ampirik yaklaşımla modellenmesindeki karmaşıklık nedeniyle, zaman ekseninde saniye başına düşen her partikül sayısını hesaplayabilmek mümkün olmamıştır. Bu nedenle, model, zaman eksenindeki PN oluşumlarının tepe noktalarını kapsayacak şekilde yapılandırılmış ve sensör verileriyle elde edilen kümülatif sonuçlarla uyumlu hale getirilmiştir. Şekil 5, model tarafından tahmin edilen PN emisyonları ile sensör tarafından ölçülen gerçek PN değerleri arasındaki uyumu göstermektedir. Sürüş çevriminin sonunda, model ve sensör verileri arasında yüksek korelasyon gözlemlenmiştir; bu durum, modelin genel doğruluğunu ve güvenilirliğini ortaya koymaktadır.



Şekil 5: Ampirik model ile sensör verilerinin karşılaştırılması – sürüş çevrimi sonundaki kümülatif PN uyumu

PN emisyonlarının büyük bir kısmı, aracın ilk çalıştırma aşamasında — özellikle katalizör ısıtma sürecinin aktif olduğu dönemde — ortaya çıkmaktadır. Katalizörün etkin sıcaklığa ulaşması için ateşleme zamanlamasının geciktirilmesi gerekmekte, bu da eksik yanmaya ve egzoz sisteminde daha fazla yanmamış partikül oluşumuna neden olmaktadır. Ampirik model, bu fiziksel motor davranışlarını başarılı şekilde temsil edebilmekte ve gerçek zamanlı sensör verileriyle senkronize tepkiler vermektedir. Şekil 6, katalizör ısıtma süreci ile PN emisyon modelinin tepkisi arasındaki korelasyonu göstermektedir. Hem modellenen hem de ölçülen PN değerleri, katalizör ısıtma süreci boyunca paralel bir artış sergilemekte; katalizör ısıtma devre dışı kaldığında ise PN artış hızı kademeli olarak azalmaktadır. Bu durum, modelin motor çıkışı PN emisyonlarına doğru ve fiziksel olarak tutarlı bir yanıt verdiğini göstermektedir.

Geliştirilen PN emisyon modeli, farklı tipte benzinli motorlar ve araç platformları için uygulanabilir olup, her proje geliştirme sürecinde özel kalibrasyon gerektirmektedir. Şekil 5 ve 6'da sunulan örnekler, farklı motor ve aktarma organlarına sahip araçlardan elde edilen verilerle modelin doğrulandığını göstermektedir. Bu doğrulama süreci, modelin ölçeklenebilirliğini ve farklı senaryolara uyarlanabilirliğini desteklemektedir.



Şekil 6: Katalizör ısıtma süreci boyunca PN emisyonlarının model ve sensör tepkisi karşılaştırması

Çalışma kapsamında elde edilen bulgular, modelin gelecekteki versiyonlarında On-Board Diagnostics (OBD) arıza kodlarının da entegre edilmesi gerektiğini ortaya koymuştur. Bu kodlar, motor sisteminde PN emisyonlarını

artırabilecek arızaları ifade etmektedir. Modelin mevcut versiyonunda PN tahmini yalnızca motorun ideal koşullarda çalıştığı durumlar için yapılmaktadır. Ancak gerçek kullanım senaryolarında, yakıt basınç hatası, enjeksiyon zamanlaması arızası, lambda sensörünün çalışmaması, düşük veya yüksek turbo basıncı gibi motor sistemindeki bazı arızalar PN emisyonlarının artmasına neden olabilmektedir. Bu tür durumlar modelde incelenmeli ve test edilmelidir. Ayrıca, model çıktılarına doğruluk sorunları gözlemlenirse, modelin bu tür arıza senaryolarını kapsayacak şekilde geliştirilmesi gerekebilir.

Kaynakça

- [1] S. Soylu, «Development of PN emission factors for the real world urban driving,» *Applied Energy*, 2014.
- [2] L. C. F. L. S. D. Mohsin Raza, «A Review of Particulate Number (PN) Emissions from Gasoline Direct Injection (GDI) Engines and Their Control Techniques,» *MDPI*, p. 1, 2018.
- [3] Y. X. Z. W. H. Z. P. T. D. L. Zhiyuan Hu, «An experimental study on particle number, micromorphology and nanostructure characteristics of particulate matter from a China VI gasoline direct injection engine,» *Atmospheric Environment: X*, cilt 18, pp. 1-12, 2023.
- [4] Yachao Wang, Haiguang Zhao, Pan Hou, Tao Lyu, Yitu Lai, Chunlin Xu, Wulong Zhang, Hang Yin, Zhengjun Yang, Sheng Su, Yunshan Ge, «Particle number emissions from fully warmed gasoline vehicles at various ambient temperatures,» *Chemosphere*, cilt 306, no. 135522, p. 1, 2022.
- [5] Timothy Johnson, Ameya Joshi, «Review of Vehicle Engine Efficiency and Emissions,» *SAE International Journal of Engines*, cilt 6, no. 1307-1330, p. 16, 2018.
- [6] Helge Dageförde, Thomas Koch, Kai W. Beck, Ulrich Spicher, «Influence of Fuel Composition on Exhaust Emissions of a DISI Engine during Catalyst Heating Operation,» *SAE/KSAE 2013 International Powertrains, Fuels & Lubricants Meeting*, cilt 6, no. 1946-3952, p. 1, 2013.
- [7] S. Chan ve J. Zhu, «The Significance of High Value of Ignition Retard Control on the Catalyst Lightoff,» *International Fall Fuels & Lubricants Meeting & Exposition*, San Antonio, Texas, 1996..
- [8] «Measurement of Automotive Nonvolatile Particle Number Emissions within the European Legislative Framework: A Review,» *Aerosol Science and Technology*, cilt 46, no. 7, pp. 9-11, 2012.
- [9] Grigoris C. Koltsakis, Anastasios M. Stamatelos, «Catalytic Automotive Exhaust Aftertreatment,» *Prog. Energy Combust. Sci.*, cilt 23, pp. 1-39, 1997.

İkinci Dereceden Bir Sistemin Farklı Kayma Yüzeyi Yöntemleri Kullanılarak Kayma Kipli Kontrol Tasarımı *Sliding Mode Control Design of a Second-Order System Using Different Sliding Surface Methods*

İbrahim Halil TEKE¹, Nusret TAN²

¹ Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
EÜAŞ, Afşin Elbistan B Termik Santral İşletme Müdürlüğü,
ibrahim.halil.teke@gmail.com

² Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,
İnönü Üniversitesi, Kontrol ve Kumanda Sistemleri
nusret.tan@inonu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada Kayma Kipli Kontrol (KKK) yöntemiyle kontrol edilecek ikinci dereceden sistemler için dört farklı kayma yüzeyi tekniğine bağlı olarak kontrol parametrelerinin seçimi incelenmiştir. İlk etapta transfer fonksiyonu (TF) ve kontrol parametreleri bilinen sistem dört farklı KKK tekniği ile MATLAB Simulink platformunda tasarlanmıştır. Daha sonra aynı sistemin dört farklı teknik ile kontrol edilmesine yönelik Simulink platformu ve Fmincon optimizasyon algoritması kullanılarak optimum KKK parametreleri elde edilmiştir. Basamak giriş fonksiyonu ile KKK sistem çıkışı arasındaki hatayı minimum tutmak amacıyla ISE değerlerini elde etmek için Fmincon uygulanmış ve optimum KKK parametreleri elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar tablo ve grafikler halinde sunulmuştur. Bu çalışmanın özgünlüğü, literatürde belirtilen dört farklı tekniğin aynı notasyon kullanılarak sırasıyla aynı sisteme uygulanması ve bu teknikler ile ilgili kontrol diyagramlarının sunulmasıdır.

Abstract

In this study, the selection of control parameters based on four different sliding surface techniques for second-order systems to be controlled by Sliding Mode Control (SMC) is investigated. Firstly, the system with given transfer function and control parameters is designed with four different SMC techniques in MATLAB Simulink platform. Then, the optimum SMC parameters are obtained by using Simulink platform and Fmincon optimization algorithm for controlling the same system with four different techniques. In order to minimize the error between the step input function and the SMC system output, Fmincon was applied to obtain the ISE values and the optimum SMC parameters were obtained. The obtained results are presented in tables and graphs. The originality of this study is that four different techniques mentioned in the literature are applied to the same system respectively using the same notation and the control diagrams related to these techniques are presented.

1. Giriş

Modern kontrol yöntemlerinden olan KKK'nın tasarımı iki adımdan oluşur; ilk adım da kayan yüzey tasarımı, ikinci

adımında ise kontrol kuralının tasarımı yapılır. Kayan yüzey, istenilen kararlı sistem dinamiklerini temsil eder. Kontrol kuralı ise kayan yüzeyi sistem durumu haline getirir. Belirsizliklerin ve bozucuların sınırları bilindiği sürece dayanıklı bir kontrol sağlar. KKK'nın asıl amacı, sistemin mertebesi ne olursa olsun, sistemin karmaşık dinamiklerini birinci dereceye indirgenmiş bir davranış modeliyle temsil ederek ve uygun kontrol girişini belirleyerek, sistemi bu basitleştirilmiş dinamikler doğrultusunda yönlendirmektir [1]. Böylece bozucu girişler ve modellenmemiş parametrelerin etkisinin görüldüğü durumlarda bile kararlı ve dayanıklı bir kontrolün elde edilmesi sağlanır. KKK yöntemi ile alakalı literatürde birçok çalışma yer almaktadır;

Ref. [1]'de Utkin tarafından sunulan öncü çalışmada, değişken yapıli sistemlerin (Variable Structure Systems-VSS) temelleri tanımlanmış ve KKK yönteminin parametre belirsizlikleri ile dış bozuculara karşı sağladığı yapısal kararlılık vurgulanmıştır. Ref. [2]'de, KKK ve PID denetleyicileri DC motor hız kontrolü için karşılaştırmış ve MATLAB ortamında yapılan simülasyonlarda KKK'nın daha hızlı yerleşme süresi, düşük aşım ve bozuculara karşı daha dayanıklı bir yapı sunduğunu göstermiştir. Ref. [3]'de KKK ile uyarlamalı PID kontrolü birleştirilerek daha geniş bir çalışma aralığında kararlı tepki elde edilmiş, bu birleşimin klasik PID'ye göre daha üstün bir denetim sağladığını ortaya koymuştur. Ref. [4]'de yapılan analizde, KKK tabanlı yapıların DC motor hız kontrolünde, özellikle değişken yük koşullarında, PID yapıya göre çok daha kararlı ve hızlı tepkiler verdiği gösterilmiştir. Ref. [5]'de ise BLDC motor kontrolünde KKK'ü PID ile kıyaslayarak, yazılım ve donanım düzeyinde KKK'nın daha üstün olduğunu, özellikle çarptırma (chattering) etkisinin uygun anahtarlama fonksiyonları ile azaltılabileceğini göstermiştir. Ref. [6]'da, modifiye KKK (M-SMC) yönteminin, klasik KKK'ne göre daha düşük çarptırma ve daha iyi kararlılık sağladığını, özellikle değişken yüklü servo sistemlerde tercih edilebileceğini deneysel olarak gösterilmiştir. Ref. [7]'de DC motor hız takibinde ölçüm gürültüsü altında hızı Kalman filtresi ile kestirip SMC ile izleyen hibrit HK-SMC yapısını önererek FOPID'e kıyasla daha düşük RMSE (0.1 rad/s) ve tork bozucusu sonrası daha kısa yerleşme süresi (0.2 s) ile kararlı izleme yaptığı belirtilmiştir. Ref. [8]'de, KKK'nın Simulink ve Arduino ortamlarında uygulanabilirliği test edilmiş ve PID ile kıyaslandığında, KKK'nın referansa daha hızlı erişim sağladığı

ancak donanımda çatırtı etkisinin daha belirgin olduğu belirtilmiştir. Çatırtıyı azaltmak için kullanılan hiperbolik fonksiyonlar ve saturasyon tabanlı kontrol stratejileri, sistemin kararlılığını önemli ölçüde arttırmıştır. Kimyasal proseslerde yapılan çalışmalarda da KKK öne çıkmaktadır. Ref. [9]'da, kimyasal süreçlerde yüksek frekanslı anahtarlama (çatırtı) problemini aşmak için PID tabanlı KKK yapısını önermiştir. Ref. [10]'da, PID kayma yüzeyine sahip bir KKK yapısı gerçek zamanlı bir elektromekanik sisteme uygulanmış ve klasik PID'ye göre daha düşük aşım ve daha kısa yerleşme süresi elde edilmiştir. Ayrıca hiperbolik anahtarlama fonksiyonları sayesinde çatırtı etkisinin başarılı şekilde bastırıldığını ortaya koymuştur. Ref. [11]'de, FOPDT modelleme tekniğini temel alarak dört parametrelili bir kayma yüzeyi geliştirilmiş ve Camacho & Smith'in önerdiği yapıya kıyasla daha düşük aşım, kısa yerleşme süresi ve daha iyi bozulma reddi elde etmiştir. Ref. [12] ise FOPDT (First Order Plus Dead Time) modelini baz alarak kimyasal süreçler için sadeleştirilmiş bir KKK yapısı geliştirilmiş, bu yapının düşük modelleme hassasiyetine rağmen etkili performans sunduğu belirtilmiştir. Son olarak, Ref. [13]'de, dört farklı KKK yönteminin (klasik, PID yüzeyli, PI-PD yüzeyli ve kimyasal süreç odaklı) gerçek bir elektromekanik sistem üzerinde testi edilmiş ve karşılaştırmalı performans analizi sunulmuştur. Sonuçlara göre, PID yüzeyli ve PI-PD tabanlı yapılar hızlı tepki süresi, düşük aşım ve çatırtı etkisinin azaltılması yönünden daha başarılı bulunmuştur. Klasik KKK ise yüksek genlikli kontrol sinyali üretmiş ve bu durum pratik uygulamalarda sistem yorgunluğuna yol açabilecek bir dezavantaj olarak değerlendirilmiştir.

Literatürde yer alan tüm bu çalışmalar, KKK yönteminin doğrusal olmayan sistemlerde yüksek kararlılık, hızlı geçici yanıtlar ve bozulmalara karşı dayanıklılık sağladığını ortak şekilde vurgulamaktadır. Ancak çatırtı etkisi, pratik uygulamalarda önemli bir sınırlayıcı unsur olarak ortaya çıkmakta; bu etki, PID kayma yüzeyleri, hiperbolik veya saturasyon fonksiyonları gibi yöntemlerle azaltılmaya çalışılmaktadır. PID-KKK, PI-PD-KKK ve FOPDT-KKK yapılarının bu sorunu başarılı bir şekilde gidererek sistemin hem kararlılığını hem de verimliliğini artırdığı gözlemlenmektedir. Dolayısıyla KKK, uygun kayma yüzeyi ve anahtarlama fonksiyonu seçimi ile geniş bir kontrol uygulama yelpazesi için etkili ve pratik bir çözüm olarak öne çıkmaktadır.

Bu çalışmada TF'nu bilinen ikinci dereceden bir sisteme dört farklı teknik kullanılarak KKK kontrol parametrelerini içeren denklemler sunulmuştur. Bu aşamada KKK kontrolörü (kontrol kuralı) sistem modeli (eşdeğer kontrol) ve Lyapunov kontrol tasarımı (aynı zamanda kararlılığı kanıtlamak için) kullanılarak tasarlanmıştır. Daha sonra basamak fonksiyonun sistem girişine uygulanması durumunda giriş fonksiyonu ile KKK'ün çıkış fonksiyonu arasındaki hatanın minimize edilmesi için Fmincon algoritması kullanılmıştır. Referans giriş fonksiyonu ve KKK çıkışın eşitlenmesine yönelik optimizasyon algoritması uygulanmış ve iki sistem arasındaki çıkış farkının ISE ile hata performansı elde edilmiş bunların içerisinde en düşük ISE ile en iyi performansın Teknik 4'te elde edildiği görülmüştür.

Bu çalışmanın katkısı, Ref.[1, 10, 11 ve 12]'de sunulan KKK tekniklerinin, Ref.[13]'te gerçek bir elektromekanik sisteme ait sunulan TF'na uygulanarak kontrol edilmesine yönelik aynı notasyon kullanılarak Simulink kontrol diyagramlarının sunulması ve bu tekniklere optimizasyon algoritmasının kullanılmasıdır. Bu çalışmada ilk etapta [13]'te belirtilen gerçek bir elektromekanik sistemin kontrolü için dört farklı KKK tekniğinin kontrol parametreleri kullanılarak

simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. İkinci etapta ise söz konusu KKK tekniklerine ait kontrol parametreleri Fmincon optimizasyon algoritması ile elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar grafiksel olarak sunulmuş ve zaman domaini analizine dayalı karşılaştırma ölçütleri tablo halinde verilmiştir.

Bu çalışmanın yapısı kısaca şu şekildedir: Bölüm 2'de KKK'ün temel prensipleri özetlenmiş ve kullanılan dört farklı KKK tekniğine ait matematiksel denklemler sunulmuştur. Bölüm 3'te benzetim çalışmaları kapsamında söz konusu tekniklerin deneysel ve optimizasyon çalışmaları ile elde edilen grafiksel sonuçlar ve tartışmalar sunulmuştur. Bölüm 4'te ise dört farklı KKK tekniğinin Ref. [13]'te verilen gerçek sisteme uygulanması neticesinde elde edilen sonuçlara değinilmiştir. Yapılan deneylerin sonuçları özetlenerek verilen sistem için en iyi teknik değerlendirilmiştir.

2. Kayma Yüzeyi ve Kontrol Kuralı Denklemlerinin Dört Farklı Teknik ile Elde Edilmesi

KKK tasarımını iki adımdan oluşur, ilk adımda kayma yüzeyi ikinci adımda ise kontrolör tasarımı gerçekleştirilir. KKK ile kontrol edilen sistemlerde $r(t)$ sistem girişi ve $\omega(t)$ KKK ile kontrol edilen sistemin çıkışı olarak tanımlansın ve $e(t) = r(t) - \omega(t)$ izleme hatası olsun. n . dereceden bir dinamik sistem için doğrusal kayan yüzey, $(n - 1)$. dereceli kararlı dinamik sistem olarak tanımlanır. Bu çalışmada Denklem (1)'de TF frekans domaininde verilen ikinci dereceden bir elektromekanik sistemin 4 farklı teknik ile kontrol edilmesi ile ilgili gerekli matematiksel denklemler türetilmiştir. Bu teknikler aşağıda sırasıyla sunulmuş ve Simulink platformundaki kontrol diyagramları Şekil 1-4'te gösterilmiştir.

$$G(s) = \frac{W(s)}{U(s)} = \frac{N}{(As^2 + Bs + C)} \quad (1)$$

(1)'de $G(s)$ kontrol edilecek sistemin TF olmak üzere, N :sistemin payı, A , B , C ifadeleri TF'nun payda katsayı değerleridir.

2.1. Teknik 1

İlk defa Vadim I. Utkin [1] tarafından önerilen ve aynı zamanda klasik KKK kontrol tekniği olan bu teknik için kayma yüzeyi Denklem (2)'de; kontrol sinyali ise eşdeğer sinyal ile anahtarlama sinyalinin toplamı olarak Denklem (3)'te tanımlanmıştır. Burada n sistemin derecesini, λ ise kayma yüzeyinin eğimini temsil eden pozitif bir sayıdır.

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{n-1} e(t) \quad (2)$$

$$u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t) \quad (3)$$

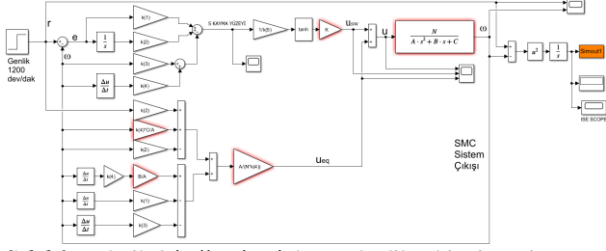
$$u_{sw}(t) = K \operatorname{sgn}(S(t)) \quad (4)$$

Denklem (4)'te K signum fonksiyonunun katsayısını ifade eden pozitif bir sayıdır. $u_{sw}(t)$ sinyali, $S(t) \neq 0$ iken sistemin durumlarını kayma yüzeyine çeker. Kayma yüzeyine ulaşıldıktan sonra, anahtarlama kontrol sinyali anahtarlama kapatır. Bu nedenle eşdeğer kontrol sinyali sürekli olmasına rağmen anahtarlama kontrol sinyali süresizdir. 2.dereceden bir sistem için kayma yüzeyi (5) numaralı eşitlik gibi yazılabilir;

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^{2-1} e(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) \quad (5)$$

Denklem (1)'de belirtilen sistemin girişine uygulanan eşdeğer kontrol kuralı $U(s)$, sistem TF'nun çıkışı da $W(s)$ olarak kabul edilirse sistem TF'na bağlı olarak (6) numaralı denklem ile ifade edilmiş olur.

$$N \cdot U(s) = AW(s)s^2 + BW(s)s + CW(s) \quad (6)$$



Şekil 3: Teknik 3 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin KKK tasarım parametreleri

2.4. Teknik 4

Ref. [12]'de doğrusal olmayan kimyasal prosesleri düzenlemek amacıyla sunulan FOPDT modeli (Birinci Dereceden artı Ölü Zaman Modeli) tekniği için, kayma yüzeyi ve anahtarlar kontrolörü sırasıyla Denklem (25) ve (26)'da tanımlanmıştır:

$$S(t) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda\right)^n \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (25)$$

$$u_{sw}(t) = K \frac{S(t)}{(|S(t)| + k_s)} \quad (26)$$

İkinci dereceden bir sistem için Denklem(25), Denklem (27) şeklinde ve kayma yüzeyinin türevi Denklem (28) yazılabilir.

$$S(t) = \frac{de(t)}{dt} + 2\lambda + \lambda^2 \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (27)$$

$$\dot{S}(t) = \frac{d^2 R(t)}{dt^2} - \frac{d^2 \omega(t)}{dt^2} + 2\lambda \left(\frac{dR(t)}{dt} - \frac{d\omega(t)}{dt} \right) + \lambda^2 e(t) = 0 \quad (28)$$

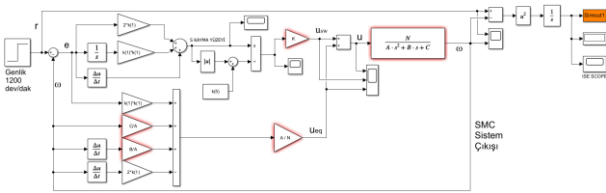
Denklem (28)'de $\dot{S}(t) = 0$ 'a eşitlenirse Denklem (29) ve (30) elde edilir bu durumda eşdeğer kontrol kuralı Denklem(31) olur

$$\frac{d^2 \omega(t)}{dt^2} = \frac{d^2 R(t)}{dt^2} + 2\lambda \frac{dR(t)}{dt} - 2\lambda \frac{d\omega(t)}{dt} + \lambda^2 e(t) \quad (29)$$

$$u(t) = \frac{A}{N} \frac{d^2 \omega}{dt^2} + \frac{B}{A} \dot{\omega}(t) + \frac{C}{A} \omega(t) \quad (30)$$

$$u_{eq}(t) = \frac{A}{N} \left[-2\lambda \frac{d\omega(t)}{dt} + \lambda^2 e(t) \right] + \frac{B}{N} \frac{d\omega}{dt} + \frac{C}{N} \omega(t) \quad (31)$$

Bu FOPDT tekniğinde (birinci dereceden artı ölü zaman) ile tasarlanan sistemin MATLAB/Simulink görüntüleri Şekil 4'te verilmiştir. Çatırtıyı azaltmak için kullanılan k_5 ayar parametresi çatırtı için sınır tabakası görevi görür.



Şekil 4: Teknik 4 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin KKK tasarım parametreleri

Basamak girişi ve (1) numaralı denklemde belirtilen 2. dereceden TF'na sahip sistemin çıkışlarının farkları alınarak İntegral Performans Kriteri (ISE) değerleri hesaplanmıştır. Yapılan çalışmalarda seçilen transfer fonksiyonları ve bu transfer fonksiyonlarına bağlı olarak bulunan KKK değerleri ve hesaplanan değerler tablolar halinde bu çalışmada verilmiştir.

3. Benzetim Çalışmaları

Bu çalışmada TF Denklem (32)'de verilen Ref. [13]'deki elektromekanik sistemin 4 farklı KKK tekniği ile kontrolü ele alınmıştır. Bu tekniklerin her biri için Ref. [13]'de belirtilen KKK parametreleri ile Simulink kontrol diyagramları

oluşturulmuş böylece KKK sistem çıkışları ve ISE değerleri elde edilmiştir. Daha sonra 4 farklı teknik için minimum ISE değerini elde etmeye, çatırdama miktarını azaltmaya ve optimum KKK parametrelerini elde etmeye yönelik Fmincon optimizasyon algoritması kullanılarak sonuçlar elde edilmiştir.

$$G(s) = \frac{0.86}{(0.0005075s^2 + 0.1485s + 1)} \quad (32)$$

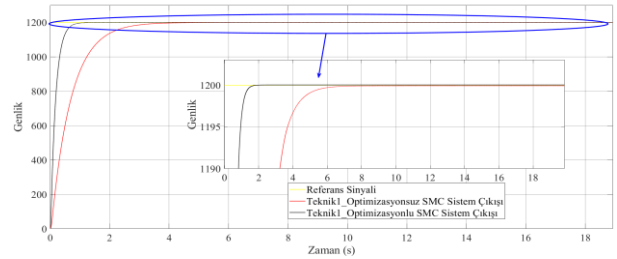
Şekil 1-4'te tasarlanan sistemlerin her birinde $A=0.005075$, $B=0.1485$, $C=1$ ve $N=0.86$ değerlerine eşittir.

3.1. Teknik 1'in Matlab Benzetim Sonuçları

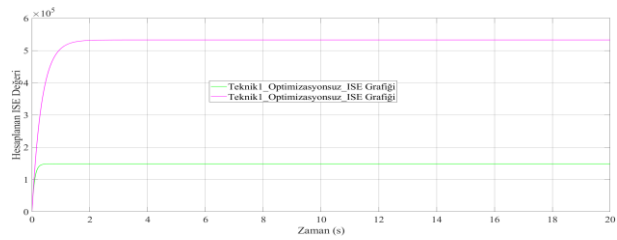
Ref.[13]'de verilen sistemin bu teknik ile kontrol edilmesine yönelik tasarım gerçekleştirilmiştir. Ref.[13]'de verilen (deneysel çalışmalar ile) KKK parametreleri ve daha sonra Fmincon optimizasyon algoritması kullanılarak elde edilen KKK parametreleri Tablo 1'de sunulmuştur. Ayrıca Ref.[13]'de verilen KKK parametreleri kullanılarak tasarlanan sistemde hesaplanan ISE değeri ile Fmincon optimizasyon algoritması kullanılması durumunda elde edilen ISE değerleri de Tablo 1'de yer almaktadır. Tablo1 değerlerine göre elde edilen KKK sistem çıkışı grafikleri Şekil 5'te ve tasarlanan sisteme ait elde edilen ISE grafikleri Şekil 6'da sunulmuştur.

Tablo 1. KKK'de Teknik 1 ile kontrol edilen sistem'in deneysel ve optimizasyonlu hesaplanmış değerleri

	Ref. [13]'te verilen değerler	Optimizasyon kullanılarak elde edilen değerler
k_5	1.5	6
K	13.75	100
ISE	5.329e+05	1.488+e05



Şekil 5: Teknik 1 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin deneysel ve optimizasyonlu KKK sistem çıkışları



Şekil 6: Teknik 1 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin deneysel ve optimizasyonlu ISE grafikleri

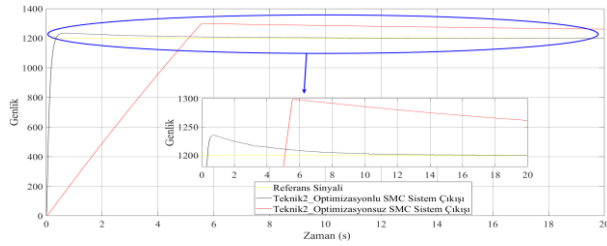
Şekil 5'de grafikler kıyaslandığında optimizasyon yöntemi kullanılması durumunda sistem çıkışının 2 saniye sonunda referans değere ulaştığı, deneysel KKK parametre verilerine göre tasarlanan sistemde ise KKK sistem çıkışının 8 saniye sonunda % 0.008 lik sabit hata farkı olduğu görülmüştür. Ayrıca her iki yöntem ile yapılan tasarımda overshoot oluşmadığı görülmüştür.

3.2. Teknik 2'nin Matlab Benzetim Sonuçları

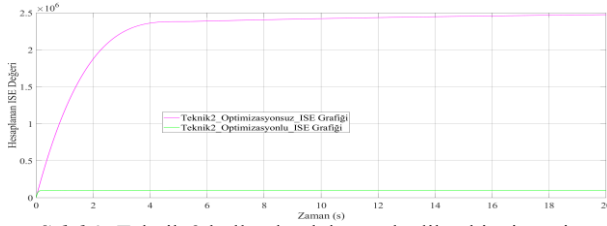
Teknik 2 ile Ref. [13]'te verilen sistem MATLAB/Simulink'te tasarlanmıştır. Deneyel KKK parametreleri, Fmincon ile optimize edilmiş parametreler ve ISE değerleri Tablo 2'de sunulmuştur. Sistem çıkışı grafikleri Şekil 7'de, ISE grafikleri ise Şekil 8'de sunulmuştur.

Tablo 2. KKK'de Teknik 2 ile kontrol edilen sistem'in deneyel ve optimizasyonlu hesaplanmış değerleri

	Ref. [13]'te verilen değerler	Optimizasyon kullanılarak elde edilen değerler
k_1	30	12
k_2	1	3.25
k_3	1.1	1.12
k_5	20	1
K	3.5	300
ISE	2.477e+06	1.029e+05



Şekil 7: Teknik 2 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin deneyel ve optimizasyonlu KKK sistem çıktıları



Şekil 8: Teknik 2 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin deneyel ve optimizasyonlu ISE grafikleri

Şekil 7'de iki yöntem kıyaslandığında optimizasyon yönteminin, deneyel yöntemle göre daha düşük aşım sağladığı ve 18 saniyede referans sinyaline ulaştığı, deneyel tasarımda ise çıkış sinyalinin, 100 saniye sonunda bile referans değere ulaşamadığı ve performansın düşük kaldığı görülmüştür.

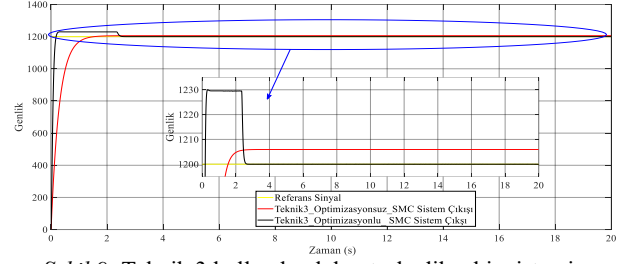
3.3. Teknik 3'ün Matlab Benzetim Sonuçları

PI-PD tabanlı kayma yüzeyi kullanılan Teknik 3 için MATLAB benzetim çalışmaları yürütülmüş, hem Ref. [13] parametreleri hem de Fmincon optimizasyon sonuçları Tablo 3'te sunulmuştur. Tablo 3, optimizasyon sonrası ISE değerlerinin belirgin biçimde azaldığını ortaya koymaktadır. Tablo3 değerlerine göre elde edilen KKK sistem çıkışı grafikleri Şekil 9'da ve tasarlanan sisteme ait elde edilen ISE grafikleri Şekil 10'da sunulmuştur.

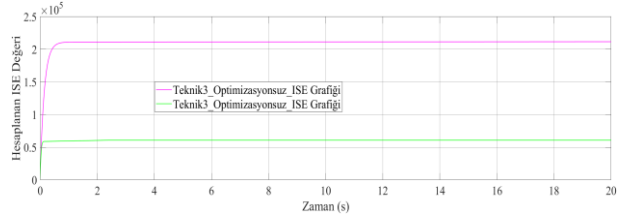
Tablo 3. KKK'de Teknik 3 ile kontrol edilen sistem'in deneyel ve optimizasyonlu hesaplanmış değerleri

	Ref. [13]'te verilen değerler	Optimizasyon kullanılarak elde edilen değerler
k_1	19.5	6
k_2	100	100
k_3	9.76	0.9

k_4	0.1	0.1
k_5	20	20
K	3.5	25
ISE	2.118e+05	6.084e+04



Şekil 9: Teknik 3 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin deneyel ve optimizasyonlu KKK sistem çıktıları



Şekil 10: Teknik 3 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin deneyel ve optimizasyonlu ISE grafikleri

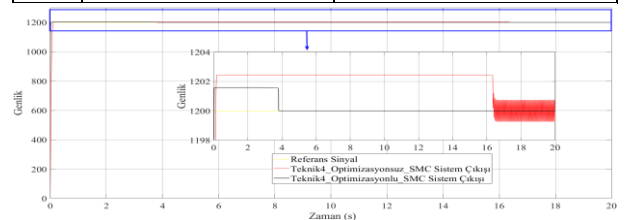
Şekil 9'da iki yöntem kıyaslandığında optimizasyon yönteminin 2.5 saniye kadar % 2.5 overshoot yaptığı daha sonra KKK çıkışının referans değere ulaştığı ve çatırtı yapmadan kararlı bir şekilde kaldığı; deneyel verilere göre tasarlanan KKK sisteminde ise KKK sistem çıkışının 5 birim kadar kalıcı hal hatası verdiği görülmüştür. Böylece deneyel parametrelerle yapılan tasarımda sistem çıkışında düşük seviyeli kalıcı hata gözlenmiş ve performansın daha zayıf olduğu belirlenmiştir.

3.4. Teknik 4'ün Matlab Benzetim Sonuçları

FOPDT tabanlı kayma yüzeyi kullanılan Teknik 4'te, Ref. [13]'te verilen KKK parametreleri ile Fmincon optimizasyonu kullanılarak elde edilen KKK parametreleri ve ISE değerleri Tablo 4'te sunulmuştur. Tablo 4 değerlerine göre elde edilen KKK sistem çıkışı grafikleri Şekil 10'da ve tasarlanan sisteme ait elde edilen ISE grafikleri Şekil 11'de sunulmuştur.

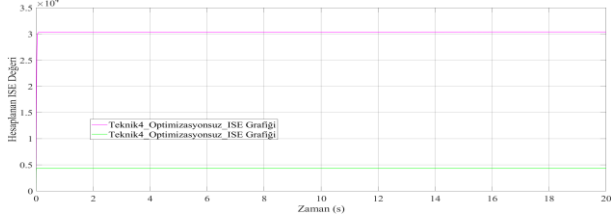
Tablo 4. KKK'de Teknik 4 ile kontrol edilen sistem'in deneyel ve optimizasyonlu hesaplanmış değerleri

	Ref. [13]'te verilen değerler	Optimizasyon kullanılarak elde edilen değerler
k_1	60	400
k_5	3	200
K	5.2	150
ISE	3.041e+04	4.333e+03



Şekil 10: Teknik 4 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin optimizasyonlu ve optimizasyonsuz KKK sistem çıktıları

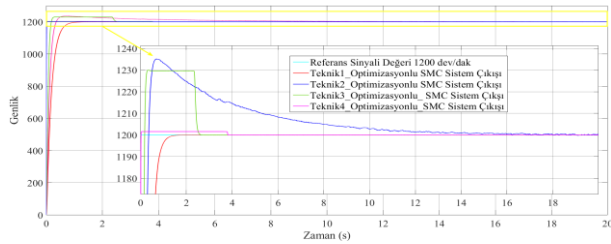
Şekil 10'da deneysel verilere göre tasarlanan KKK sisteminde ise sistem çıkışının 16.2 saniye boyunca % 0.208 overshoot yaptığı ve daha sonra sistemde yüksek frekanslı çarptı oluşturduğu görülmüştür. Optimizasyon yönteminde ise 3.8 saniye kadar % 0.125 overshoot yaptığı daha sonra KKK'lü sistem çıkışının referans değere ulaştığı ve çarptı yapmadan kararlı bir şekilde kaldığı görülmüştür.



Şekil 11: Teknik 4 kullanılarak kontrol edilen bir sistemin deneysel ve optimizasyonlu ISE grafikleri

3.5. Dört Farklı KKK Kayma Yüzeyi Tekniğinin Matlab Simülasyon Sonuçları

Ref.[13]'teki KKK parametreleri kullanılarak tasarlanan kontrol sistemi sonuçları ve Fmincon optimizasyon algoritması ile ISE kriteri kullanılarak elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Fmincon optimizasyon yöntemi kullanılarak optimum KKK parametreleri ile tasarlanan 4 teknikte de; KKK sistem çıkışlarının referans sinyale daha erken ulaştığı, stabil olduğu ve ISE değerlerinin daha küçük olduğu görülmüştür. Bu durumda Ref. [13]'te verilen elektromekanik sistemin deney seti değerlerini kullanmak yerine Fmincon optimizasyon yöntemi ile kontrol edilmesi durumunda simülasyon sonuçlarının daha başarılı olduğu görülmüştür.



Şekil 12: 4 farklı teknik kullanılarak kontrol edilen bir sistemin optimizasyonlu KKK sistem çıkışları

4 farklı KKK kayma yüzeyi tekniği ile kontrol edilen sistemin SMC çıkışlarına ait grafikler Şekil 12'de sunulmuştur. Bu grafikler incelendiğinde en iyi sonucun Teknik 4 ile elde edildiği görülmüştür.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, ikinci dereceden bir elektromekanik sistemin dört farklı kayma yüzeyi kontrol teknikleri kullanılarak kontrol edilmesi amaçlanmıştır. Sistem, Denklem (32) ile tanımlanan TF temel alınarak modellenmiş ve MATLAB/Simulink ortamında uygulanmıştır. Her dört teknikte de 1200 dev/dak genlikli basamak referans sinyali kullanılmış ve sistem çıkışlarının bu referansa hızlı ve kararlı bir şekilde ulaşması hedeflenmiştir. KKK kontrol parametreleri için başlangıç, alt ve üst sınırlar belirlenmiş, ISE hata performansını minimize etmek için Fmincon optimizasyon yöntemi kullanılmıştır. Çalışmada sistemin durum-uzay denklemleri ve kontrol kuralları analitik olarak çıkarılmış, her teknik için ISE değerleri hesaplanmıştır.

Sonuçlar, minimum ISE değerinin Teknik 4 ile elde edildiğini göstermektedir. Referans sinyali olarak 1200 dev/dak genlikli sinyal kullanıldığı için ISE değeri 4333 olarak elde edilmiştir. Ayrıca, geleneksel KKK yöntemi olan Teknik 1'de Signum anahtarlama fonksiyonu nedeniyle çarptı probleminin daha fazla olduğu ve ISE değerlerinin diğer tekniklere göre daha yüksek olduğu tespit edilmiştir. Bu çalışma, standart bir notasyon kullanılarak farklı KKK yöntemlerinin karşılaştırmalı performans analizini içermesi ve optimizasyon tabanlı tasarım yaklaşımıyla KKK parametrelerinin belirlenmesi açısından literatüre özgün katkı sağlamaktadır.

Kaynakça

- [1] V. I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 22, no.2, pp. 212-222, 1977.
- [2] S. M. Shirsath, B. J. Parvat and Pratibha Sahu, "Speed Control of DC Motor Using PID and SMC Controller", International Journal of Advance Research and Innovative Ideas in Education (IJARIIE), vol. 4, no. 4, pp. 1279-1286, 2018.
- [3] A. P. Kollabathula and K. Padma, "Speed Control of DC Motor Using Adaptive PID with SMC Scheme," International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), vol. 4, no. 9, pp. 163-170, 2017.
- [4] M. S. Chetana, K. R. Kumar and C. V. Chakravarthi, "Comparative Analysis of PID, SMC, SMC with PID Controller for Speed Control of DC Motor", International Journal for Modern Trends in Science and Technology, vol. 2, no. 11, pp. 71-76, 2016.
- [5] C. J. Wei, "Sliding Mode Control of Brushless DC Motor Speed Control", Malaysian Journal of Science and Advanced Technology, vol. 2, no. 4, pp. 188-193, 2022.
- [6] A. Durdu and E. H. Dursun, "Sliding Mode Control for Position Tracking of Servo System with a Variable Loaded DC Motor", Elektronik IR Elektrotehnika, vol. 25, no. 4, pp. 8-16, 2019.
- [7] S. Roy and G. L. Raja, "Hybrid Kalman-Sliding Mode Control for Accurate Speed Tracking of DC Motors", Science Direct, International Conference on Machine Learning and Data Engineering, vol. 258, pp.3231-3240, 2025.
- [8] A. Ma'arif and A. Çakan, "Simulation and Arduino Hardware Implementation of DC Motor Control Using Sliding Mode Controller", Journal of Robotics and Control (JRC), vol. 2, no. 6, pp. 582-587, 2021.
- [9] M. Li, F. Wang and F. Gao, "PID-Based Sliding Mode Controller for Nonlinear Processes", Industrial & Engineering Chemistry for Nonlinear Processes, vol.40, no.12, pp. 2660-2667, 2001.
- [10] İ. Eker, "Sliding Mode Control with PID Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant", ISA Transactions, vol. 45, no. 1, pp. 109-118, 2006.
- [11] İ. Kaya, "Sliding-Mode Control of Stable Processes", Ind. Eng. Chem. Res., vol. 46, pp. 571-578, 2007.
- [12] O. Camacho and C. A. Smith, "Sliding Mode Control an Approach to Regulate Nonlinear Chemical Processes", ISA Transactions, vol. 39, pp. 205-218, 2000.
- [13] M. Furat and İ. Eker, "Experimental Evaluation of Sliding-Mode Control Techniques", Çukurova University Journal of the Faculty of Engineering and Architecture, vol. 27, no.1, pp.23-37, 2012.

Tekstil Kumaş Boyama Süreçlerinde Çok Girişli Çok Çıkışlı PID Tabanlı Sıcaklık ve pH Kontrolü

Mustafa Çom¹, Fikret Çalışkan², Tufan Kumbasar³

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
&

Eliar Elektronik San. A.Ş., İstanbul, Türkiye
com24@itu.edu.tr, mustafa.com@eliarge.com

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
caliskanf@itu.edu.tr

³Yapay Zeka ve Akıllı Sistemler Laboratuvarı
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
kumbasart@itu.edu.tr

Özetçe

Tekstil boyama süreci, istenen rengi elde etmek ve yüksek kaliteli çıktılar elde etmek için başta sıcaklık ve pH olmak üzere karmaşık kontrol sistemleri içerir. Geleneksel olarak, bu kontrol döngüleri elle ayarlanan Tek Giriş Tek Çıkışlı (TGTÇ) PID kontrolcülerini ile bağımsız olarak çalıştırılır; bu da genellikle parametre kaymaları ve boyama sürecinin dinamik doğası nedeniyle optimal olmayan performanslara yol açar. Bu çalışma, tekstil boyamada sıcaklık ve pH'ı aynı anda kontrol eden Çok Girişli Çok Çıkışlı (ÇGÇÇ) bir PID kontrolcü yapısı geliştirirken kullanılmak üzere bileşik bir durum-uzay modeli önermektedir. Bu bileşik model, termodinamik ilkeler ve kimyasal davranışlara dayanarak geliştirilmiştir. Simülasyon sonuçları, önerilen ÇGÇÇ PID kontrolcüsünün bu tür sistemleri kontrol etmede yeterince başarılı olduğunu göstermektedir.

Abstract

The textile dyeing process involves complex control systems—primarily temperature and pH regulation—to ensure precise color matching and high-quality outcomes. Traditionally, these control loops operate independently using manually tuned SISO PID controllers, often resulting in suboptimal performance due to parameter drift and the dynamic nature of dyeing processes. This study proposes a composite state-space model to be utilized while developing a Multi-Input Multi-Output (MIMO) PID control scheme that simultaneously controls temperature and pH in textile dyeing, capturing their interdependent dynamics. This composite state-space model is developed based on thermodynamic principles and chemical behavior. Simulation results show that the proposed MIMO PID controller is successful enough to be utilized to control such systems.

1. Giriş

Tekstil boyama süreci; renk, haslık gibi istenen nihai ürün özelliklerine ulaşmak amacıyla sıcaklık kontrolü, kumaş hareket kontrolü, pH kontrolü, iletkenlik kontrolü gibi birçok kontrol döngüsünden oluşur. Bu kontrol döngülerinin en önemlileri sıcaklık ve pH kontrolleridir. Boyama makinesinin içerisindeki boya sıvısının sıcaklığı ve pH değeri, ilgili rengin reçetesi ve diğer kumaş özellikleri ile belirlenen referans eğrileri takip edilerek, 5 saat ile 16 saat arasında sürebilen boyama süreci boyunca kontrol edilir. İstenilen rengin elde edilebilmesi için bu referans eğrilerinin asgari hata ile takip edilmesi son derece önemlidir; aksi takdirde, nihai ürünlerde renk tutmaması, istenilen haslık değerine ulaşamaması gibi sorunlar oluşabilmektedir. Kusurlu bir nihai ürün, ürünü onarmak için ek işlemler gerektirir; bu da kimyasal, boya ve enerji tüketimini artırırken, ilk seferde doğru boyama oranını düşürür. Bir boyama makinesi örneği Şekil 1'de verilmiştir. Boyama makinelerinin kapasiteleri 10 kg ile 2500 kg arasında değişmektedir.



Şekil 1: Bir boyama makinesi örneği.

Boyama süreçlerinin sıcaklık kontrolü aşamalarında, sıcaklığı artırmak için yüksek sıcaklıkta buhar, sıcaklığı azaltmak için ise soğuk su kullanılır; bu işlemler, ısıyı verimli bir şekilde aktaracak şekilde özel olarak tasarlanmış bir eşanjör mekaniz-

ması aracılığıyla gerçekleştirilir. Başlangıç sıcaklığı, hedef sıcaklık ve kontrol tipi (hızlı ısınma/doğrusal ısınma) gibi faktörlere bağlı olarak, her sıcaklık kontrolü aşamasının başında bir referans sıcaklık eğrisi belirlenir [1]. Makinenin kontrol cihazı, bu referans eğrisini sıcaklık kontrol döngüsünün girdisi olarak alır, kontrol çıkışlarını hesaplayarak ısıtma ve soğutma vanalarını çalıştırmak üzere bir PLC'ye gönderir. Boya sıvısının sıcaklığı (çoğunlukla PT100 sensörü ile ölçülür) sensör tarafından okunur ve kapalı çevrim geri beslemeli kontrol sağlamak için PLC aracılığıyla kontrol cihazına geri gönderilir.

Boyama süreçlerinde pH kontrolü ise, boya makinesine yanına yerleştirilmiş ilave tanklardan kimyasal dozajı yapılmasıyla ve önceden belirlenmiş bir dozaj eğrisinin takip edilmesiyle gerçekleştirilir. Bu nedenle pH kontrol aşamalarındaki ana kontrol değişkeni, ilave tankının seviyesi olup, pH dolaylı olarak kontrol edilmektedir. Örnek ilave tankları Şekil 2'de görülmektedir. Sıcaklık kontrol aşamalarına benzer şekilde, tank seviyesi de makinenin kontrol cihazı tarafından kontrol edilir; referans tank seviyesi eğrisi girdi olarak alınır ve hesaplanan çıkışlar PLC'ye gönderilerek dozaj vanaları ve pompaları çalıştırılır. İlave tankının seviyesi bir sensör tarafından okunur ve tekrar kontrol cihazına PLC aracılığıyla geri beslenerek kapalı çevrim kontrol sağlanır.



Şekil 2: Örnek ilave tankları.

Hem sıcaklık hem de pH kontrol aşamaları için doğru bir kontrol gerçekleştirebilmek adına uygun bir kontrol algoritmasına sahip olmak büyük önem taşır. Endüstrinin diğer alanlarında olduğu gibi [2], burada da kontrolcü tasarımı için Proportional-Integral-Derivative (PID) kontrolcüler kullanılmaktadır. Ancak, PID parametreleri genellikle saha uzmanı tarafından tecrübeye dayalı olarak elle ayarlanmakta, bu da uzun vadede optimal olmayan kontrol döngülerine yol açmaktadır. Bu nedenle, sıcaklık ve pH kontrol döngüleri için PID parametrelerini ayrı ayrı veya birlikte ayarlayabilecek otomatik bir PID ayarlama mekanizmasına ihtiyaç duyulmaktadır.

Sanayide, özellikle tekstil süreçleri için sıcaklık ve pH kontrolüne yönelik birçok PID kontrol çalışması mevcuttur; ancak, literatürde her iki değişkeni birlikte ele alan Çok Girişli Çok Çıkışlı (ÇGÇÇ) bir PID kontrol uygulamasına rastlanmamaktadır. Mevcut çalışmalar genellikle Tek Girişli Tek Çıkışlı (TGTC) yapılarla sınırlı olup, sıcaklık ve pH arasındaki etkileşimi göz ardı etmektedir. Oysa bu iki değişkenin birbirini etkilediği bilinmektedir. Bu çalışmanın temel amacı, tekstil boyama süreçlerinde sıcaklık ve pH için ÇGÇÇ bir PID kontrol yapısı geliştirerek referans takip doğruluğunu artırmak, ilk seferde doğru boyama oranını yükseltmek ve enerji ile kaynak tüketimini azaltmaktır. Çalışma sonunda, endüstriyel kontrol cihazlarında daha hassas sıcaklık ve pH takibi sağlayan uygun bir

kontrol yapısı elde edilmesi hedeflenmektedir.

Bildirinin geri kalanı şu şekilde düzenlenmiştir: 2. Bölümde literatürdeki ilgili çalışmalar sunulmuştur. Ardından, 3. Bölümde problem tanımı detaylı olarak anlatılmıştır. 4. Bölümde ise sistemin teorik arka planı dahil olmak üzere modelleme aşamaları sunulmuştur. Kontrolcü tasarımına ait detaylar 5. Bölümde verildikten sonra 6. Bölümde uygulama çalışmaları anlatılmıştır. Son olarak 7. Bölümde sonuçlar verilerek çalışma noktalanmıştır.

2. Literatür

Literatürde, tekstil boyama süreçlerinde sıcaklık veya pH kontrolü için ÇGÇÇ PID kontrolcü tasarımı ve genel olarak PID kontrolcü tasarımı üzerine çeşitli çalışmalar mevcuttur. Gontijo ve arkadaşları [3], kazanç matrislerinin sistem durumları ve kontrol çabasına ilişkin kare formların toplamının beklenen değerini minimize eden bir maliyet fonksiyonunu çözerek elde edildiği, doğrusal-kuadratik düzenleyici temelli yeni bir çok değişkenli PID kontrolcü tasarımı şartlarını, ÇGÇÇ belirsiz ikinci mertbe sistemler için önermiştir. Önerilen yöntemin teorik olarak destekleyici sonuçları, mobil ters sarkaç robotu içeren deneysel bir platformda test edilerek elde edilmiştir.

Zrigan ve arkadaşları [4], ÇGÇÇ süreçler için çeşitli kontrol algoritmalarının karşılaştırmalı performans analizini sunmuştur; özellikle PID kontrolcü optimizasyonu ve ters bağlantı tasarımı üzerine odaklanmıştır. Sonuç olarak önerilen strateji, basit bir çok değişkenli kontrolcünün kullanılmasıdır.

Shamsuzzoha ve Raja [5], kitap bölümlerinde PID tabanlı endüstriyel süreç kontrolüne dair bir giriş sunmuşlardır. Gereksinimleri inceledikten sonra, ÇGÇÇ sistemleri de içeren çeşitli endüstriyel kontrolcü tasarımı senaryoları vermişlerdir.

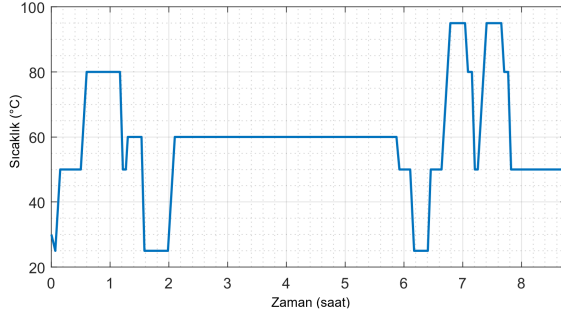
Yuan ve arkadaşları [6], yarı iletken endüstrisi tedarik zincirinde yer alan ve Hızlı Termal İşlem (HTİ) teknolojisini kullanan ÇGÇÇ yapısına sahip bir gofret ısıtma sistemi için bir model sunmuş ve ileri beslemeli bağlantı çözme yöntemini önermiştir. Önerilen yöntemin uygulanmasıyla birlikte bölgeler arası etkileşim etkili bir şekilde ortadan kaldırılmış, PID parametreleri daha sağlıklı belirlenmiş ve önerilen yapı gerçek HTİ sistemlerine uygulanmıştır.

Camcıoğlu ve Özyurt [7], elektrokoagülasyon süreçlerinde bulunan kağıt ve selüloz endüstrisi atık suyunun toplu arıtımı için sıcaklık ve pH kontrolüne yönelik, PID yapısına dayalı gerçek zamanlı deneysel bir ÇGÇÇ kontrolcü tasarımı önermiştir. MATLAB simülasyon sonuçları, önerilen kontrolcünün, kağıt ve selüloz atık suyunun bulanıklık ve renk giderimi açısından optimum işletim koşullarını sağladığını göstermiştir.

3. Problem Tanımı

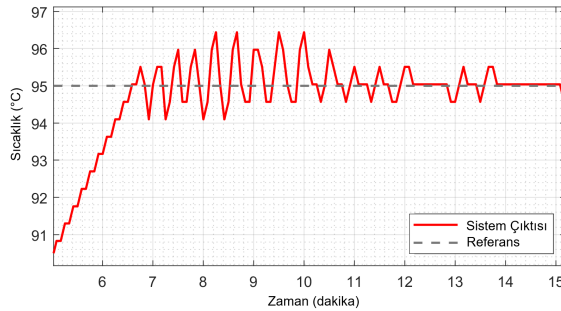
Giriş bölümünde de belirtildiği gibi, tekstil boyama süreçlerinde sıcaklık ve pH kontrolündeki temel problem, referans eğrilerinin doğru bir şekilde takip edilmesini sağlayacak uygun bir kontrolcü yapısının bulunmamasıdır. [8]'de belirtildiği gibi, tekstil boyama süreçlerinde sıcaklık kontrolü için çoğu zaman TGTÇ PI/PID kontrolcüler kullanılmaktadır. Bu kontrolcülerin ortalama referans izleme başarısı genellikle yetersizdir, çünkü PID parametreleri doğru şekilde ayarlan(a)mamaktadır. Bu, beklenen bir sonuçtur çünkü tekstil boyama süreçlerindeki sıcaklık kontrolü oldukça dinamik bir doğaya sahiptir. Bir boyama süreci boyunca birçok değişkenin değeri oynaklık göstermekte ve sıcaklık yaklaşık olarak sürecin %70'i boyunca edilmektedir. Şekil 3'te sıcaklık referans eğrisine bir örnek verilmiştir. 8 saatlik sıcaklık kontrolü süresince, hedef değerler,

kontrol girdisi türleri (hızlı ısınma -> basamak, doğrusal ısınma -> rampa) ve kontrol sürelerinin sıklıkla değiştiği görülmektedir. Bu nedenle, sabit bir PID parametre seti kullanmanın yetersiz kontrol sonuçlarına yol açacağı çok açıktır.



Şekil 3: Sıcaklık kontrolü referans eğrisine bir örnek [8].

TGTÇ PID kontrolcü ile yapılan yetersiz sıcaklık kontrolüne özgü bir örnek Şekil 4'te verilmiştir. Hedef değere ulaşıldığında sıcaklığın yaklaşık 5 dakika boyunca salınımlı bir davranış sergilediği görülmektedir. Bu durumun temel nedeni, kötü ayarlanmış PID parametreleridir ve kumaşın istenmeyen şekilde boyanmasına sebep olabilir.

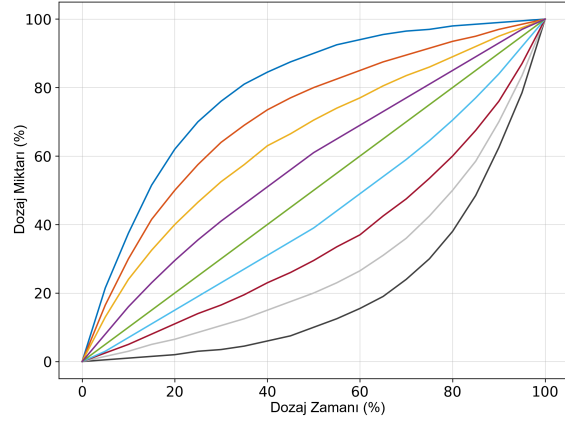


Şekil 4: TGTÇ PID kontrolcü ile yapılan yetersiz sıcaklık kontrolü örneği [9].

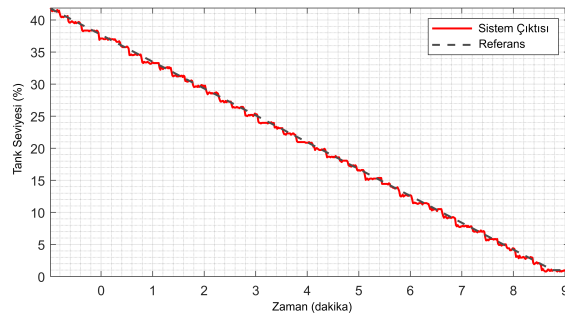
pH, boyama süreçlerinde dozaj aşamalarında kontrol edilmektedir. Dozajdan önce ilave tanka yerleştirilen kimyasal, reçeteye göre belirlenen bir referans eğrisine uygun olarak boya makinesine aktarılır. Bu eğrinin doğru şekilde takip edilmesiyle, boya sıvısının pH'ı istenilen düzeyde artırılır veya azaltılır. Sıcaklıkta olduğu gibi, pH kontrolü de dinamiklidir; çünkü tank seviyesi, dozaj süresi ve ilerleme eğrisi gibi faktörler her aşamada değişiklik gösterir. İlerleme eğrisi, belli bir tank seviyesi için kimyasalın hangi hızla verileceğini belirler. Şekil 5'te görüldüğü üzere, toplam 9 farklı eğri kullanılır ve bu eğriler kimyasalın sabit, artan ya da azalan hızlarla dozajlanmasına neden olabilir.

TKTÇ PID kontrolcüler dozaj kontrollerinde de kullanılmaktadır. Şekil 6'da, ilerleme eğrisinin doğrusal olarak seçildiği yetersiz bir dozaj kontrolü örneği gösterilmiştir. Tank seviyesinin, azalan rampa girişi etrafında basamaklı bir davranış sergilediği gözlemlenmektedir. Farklılıklar küçük gibi görünse de, pH seviyesinin bozulma ihtimali vardır ve bu durum boyamayı istenmeyen şekilde etkileyebilir.

Problemin bir diğer yönü ise, sıcaklık ve pH kontrollerinin tamamen ayrı yapılmasıdır; yani sıcaklık kontrolüne pH kontrolünden ya da tersi yönde bir geri besleme mekanizması bulunmamaktadır. Oysa, boyama süreci boyunca sıcaklık ve pH kontrollerinin eş zamanlı olarak yapıldığı durumlar oldukça yay-



Şekil 5: Dozaj kontrolü ilerleme eğrileri.



Şekil 6: TKTÇ PID kontrolcü ile yapılan yetersiz dozaj kontrolü.

gındır. Ayrıca, ilgili termodinamik yasalar gereği sıcaklık ve pH'nın birbiriyle ilişkili olduğu bilinen bir olgudur; bu da birini kontrol etmenin diğerini de dolaylı olarak kontrol ettiği veya etkilediği anlamına gelir. Bu nedenle, kontrol döngülerinin birbirinden ayrı olması da yetersiz kontrol sonuçlarına yol açmaktadır.

4. Modelleme

Bileşik bir ÇGÇÇ sistem modeli oluşturmak için tekstil boyama süreçlerinin hem sıcaklık kontrolü hem de pH kontrolü dinamiklerini içeren bir yapı tasarlanması gerekmektedir. İlk olarak, sıcaklık kontrolü ve pH kontrolü için iki ayrı model tanımlanacaktır. Daha sonra, bu modeller uygun bir şekilde durum-uzay (state-space) matrisleri birleştirilerek bileşik bir model elde edilecektir. Gerekirse katsayı manipülasyonları yapılarak sistemlerin birbirini etkilemesi sağlanacaktır.

4.1. Teorik Altyapı

Modelleme işlemine geçmeden önce, sıcaklık ve pH değişimlerini belirleyen ilgili termodinamik yasalara göz atılmıştır. Çünkü boyama süreci birçok fiziksel ile ilintilidir ve oluşturulacak modeller de bu yasalara uygun olmalıdır.

Sıcaklık için, termodinamik yasalara göre, ısı transferi iki sistem arasında, yüksek sıcaklıktaki sistemden düşük sıcaklıktaki sisteme olacak şekilde gerçekleşir. Isı transferi, iki sistem arasındaki sıcaklık farkı sıfırlanana kadar devam eder [2]. Bu süreci tanımlayan matematiksel denklem aşağıda verilmiştir:

$$\frac{dQ(t)}{dt} = \bar{h}A_t(T_A - T_t). \quad (1)$$

Bu denklemde t zaman, Q transfer edilen ısı, h ortalama ısı

transfer katsayısı, A_t yüzey alanı, T_t yüzey sıcaklığı, T_A ise ortam sıcaklığını ifade etmektedir.

pH (potential of hydrogen - hidrojen potansiyeli) [3], temel olarak hidrojen iyonlarının konsantrasyonunu yansıtır ve bu da doğrudan bir çözeltinin asidik veya bazik olmasını etkiler [4]. pH, logaritmik bir ölçek olup, aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$\text{pH} = -\log_{10}[H^+]. \quad (2)$$

Bu denklemde H^+ hidrojen iyonu aktivitesini ifade etmektedir. (1) ve (2) denklemlerinden, her iki sistemin de diferansiyel doğaya sahip olduğu görülmektedir. Bu nedenle, sistemleri diferansiyel denklemler ile modellemek uygundur. Bu iki denklem, ÇGÇÇ kontrol sisteminin durum-uzay modelini oluşturmak için kullanılacaktır.

4.2. Durum-Uzay Modeli

Kontrol teorisinde genel bir durum-uzay modeli şu şekilde verilmektedir:

$$\begin{aligned} \dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t) \end{aligned} \quad (3)$$

Burada x, y ve u sırasıyla durum, çıktı ve giriş vektörlerini; A, B, C ve D ise sistem katsayı matrislerini ifade eder. [9]'dan elde edilen sıcaklık kontrol modeli, 1 giriş ve 1 çıkışlı ikinci dereceden bir modeldir. Bu nedenle, durum-uzay modeli şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_T(t) &= A_T x_T(t) + B_T u_T(t) \\ y_T(t) &= C_T x_T(t) + D_T u_T(t) \end{aligned} \quad (4)$$

model katsayı matrisleri ise aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} A_T &= \begin{bmatrix} -0.0008 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_T = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}, \\ C_T &= [0.07 \quad 0.000026], \quad D_T = 0. \end{aligned} \quad (5)$$

pH kontrolü için gerçek süreç verisi incelendiğinde, sistemin 1 giriş ve 1 çıkışlı birinci dereceden bir yapı gösterdiği gözlemlenmiştir. Bu nedenle durum-uzay modeli şu şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{pH}(t) &= a_{pH} x_{pH}(t) + b_{pH} u_{pH}(t) \\ y_{pH}(t) &= c_{pH} x_{pH}(t) + d_{pH} u_{pH}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

model katsayıları ise şu şekildedir:

$$a_{pH} = -0.0018, \quad b_{pH} = 0.0018, \quad c_{pH} = 1, \quad d_{pH} = 0.$$

Her iki model aşağıdaki gibi birleştirilebilir:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_T \\ \dot{x}_{pH} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_T & 0 \\ 0 & a_{pH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_T \\ x_{pH} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_T & 0 \\ 0 & b_{pH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_T \\ u_{pH} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} y_T \\ y_{pH} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_T & 0 \\ 0 & c_{pH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_T \\ x_{pH} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} D_T & 0 \\ 0 & d_{pH} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_T \\ u_{pH} \end{bmatrix}$$

Sistemlerin birbirini etkilemesini sağlamak amacıyla, sıcaklık sisteminin durumlarının pH sistemini etkilediği bir bağlantı katsayısı eklenir. Bu, A matrisine sabit bir terim eklenerek sağlanır:

$$A_{comb} = \begin{bmatrix} A_T & 0 \\ k_{pH} & a_{pH} \end{bmatrix}.$$

Burada k_{pH} sıcaklığın pH üzerindeki etkisini belirleyen sabit bir katsayıdır ve $k_{pH} = 0.000005$ olarak lab ortamında deneme yanılma yöntemi ile belirlenmiştir. Ayrıca, pH girişlerinin sıcaklık üzerinde etkili olabilmesi için B matrisine sabit bir

terim daha eklenmiş, sistemin zamanla değişen (time-variant) hale gelmemesi içinse duruma bağlı bir dinamik eklenmemiştir. Çıkış dinamiklerinde de bir değişiklik yapılmamıştır. Dolayısıyla B ve C matrisleri aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$B_{comb} = \begin{bmatrix} B_T & k_T \\ 0 & b_{pH} \end{bmatrix}, \quad C_{comb} = \begin{bmatrix} C_T & 0 \\ 0 & c_{pH} \end{bmatrix}$$

Burada $k_T = [0.03 \quad 0]^T$ pH girişlerinin sıcaklık sistemi üzerindeki etkisini temsil eder. Nihai bileşik sistemin durum-uzay modeli aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{comb}(t) &= A_{comb} x_{comb}(t) + B_{comb} u_{comb}(t) \\ y_{comb}(t) &= C_{comb} x_{comb}(t) \end{aligned} \quad (8)$$

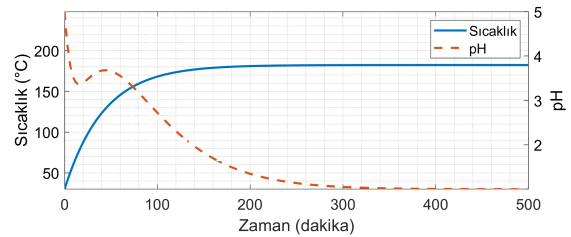
Burada durum ve giriş matrisleri şöyle hesaplanmaktadır:

$$x_{comb} = \begin{bmatrix} x_T \\ x_{pH} \end{bmatrix}, \quad u_{comb} = \begin{bmatrix} u_T \\ u_{pH} \end{bmatrix}.$$

Bileşik sistemin 3 durumu ($n = 3$), 2 girişi ($m = 2$) ve 2 çıkışı ($p = 2$) vardır. Durum-uzay matrisleri ise aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} A_{comb} &= \begin{bmatrix} -0.0008 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0.000005 & 0 & -0.0018 \end{bmatrix}, \\ B_{comb} &= \begin{bmatrix} 1 & 0.03 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0.0018 \end{bmatrix}, \\ C_{comb} &= \begin{bmatrix} 0.07 & 0.000026 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

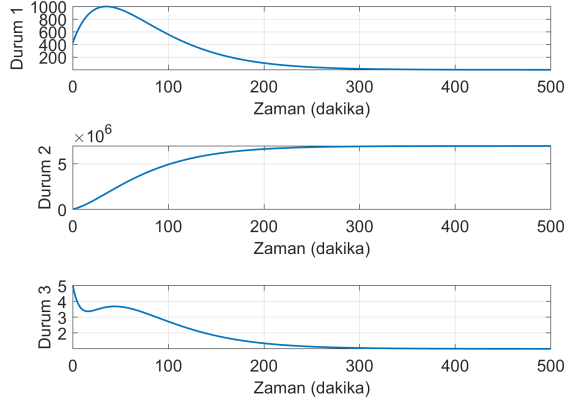
MATLAB ortamında hazırlanan bu modelin birim basamak (step) girdisine olan cevabı Şekil 7'de gösterilmiştir. Isıtma ve dozaj vanaları tam açıkken uygulanan girişlerde sıcaklık artışının giderek azaldığı, pH'ın ise azalan bir yapıda hareket ettiği gözlemlenmiştir.



Şekil 7: Bileşik modelin birim basamak cevabı.

Sistem durumlarının zamana bağlı davranışı ise Şekil 8'de verilmiştir. Üçüncü durumun pH çıktısını doğrudan yansıttığı, ilk iki durumun ise sıcaklık çıktısı ile doğrudan eşleşmediği gözlemlenmektedir. Bu durumların enerji dengesi ya da ara dinamikler gibi soyut büyüklükleri temsil ettiği öngörülebilir.

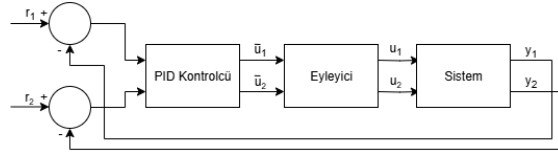
Durum-uzay modelinin çıktılarının gerçek dünya verilerine daha yakın olabilmesi için simülasyonlara gürültü ve giriş gecikmesi mekanizmaları eklenmiştir. Sıcaklık sensörü okumaları için $\mathcal{N}(0, 0.5)$, pH sensörü okumaları için ise $\mathcal{N}(0, 0.05)$ Gaussian gürültüsü kullanılmıştır. Giriş gecikmeleri, sıcaklık kontrol vanası için 20 saniye, dozaj kontrol vanası için 10 saniye olarak belirlenmiştir.



Şekil 8: Sistemin basamak girişlerine verdiği durum (state) davranışları.

5. Kontrolcü Tasarımı

Bu bölümde, bir önceki bölümde verilen sistem için bir PID kontrolcü tasarımı sunulacaktır. PID kontrolcüyü içeren kontrol döngüsünün genel yapısı Şekil 9'da verilmiştir. Burada r_1 ve r_2 referansları, \bar{u}_1 ve \bar{u}_2 PID kontrolcüsünün çıktıları, u_1 ve u_2 kontrol girişlerini, y_1 ve y_2 ise sistem çıktıları temsil etmektedir. Bu kontrol döngüsünde birim geri besleme (unit feedback) kullanılmaktadır.



Şekil 9: PID kontrolcü ile kontrol döngüsü şeması.

PID kontrolcüsünün transfer fonksiyonu şu şekilde verilir:

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s. \quad (9)$$

Burada K_p , K_i ve K_d sırasıyla oransal kazanç, integral kazanç ve türevsel kazanç temsil eder. (9) ifadesinin zaman düzlemindeki karşılığı ise şu şekildedir:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt}. \quad (10)$$

Burada e hata sinyali, u ise kontrol girişini temsil etmektedir.

Sistem fiziksel bir sistem olduğundan, eyleyiciler doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. Sıcaklık ve pH kontrol vanaları yalnızca 0 ile 1 (pH kontrolü için -1 ile 1) arasında çalışabilir. Bu aralığın dışındaki değerlerde vanalar doyuma ulaşır. Bu durumun matematiksel ifadesi şu şekildedir:

$$u = \begin{cases} 0 & \text{eğer } \bar{u} \leq 0 \\ \bar{u} & \text{eğer } 0 < \bar{u} < 1 \\ 1 & \text{eğer } \bar{u} \geq 1 \end{cases} \quad (11)$$

Burada \bar{u} PID kontrolcü çıkışı, u ise kontrol girişini temsil eder. PID kontrolcü ve eyleyici yapıları, (8) ile verilen bileşik durum-uzay sistemi ile entegre edilerek nihai kontrol yapısı elde edilmiştir.

PID kontrolcü tasarımıdaki diğer önemli unsur ise anti-windup mekanizmasıdır. Anti-windup, integral kazançtan gelen terimin sınırlandırılması anlamına gelir. Eyleyici doygunluğu

olan sistemlerde bu mekanizmanın kullanılması gerekmektedir. Bu nedenle, PID kontrolcü tasarımına aşağıdaki gibi bir anti-windup mekanizması dahil edilmiştir:

$$e_{int} = \begin{cases} 0 & \text{eğer } \bar{e}_{int} \leq 0 \\ \bar{e}_{int} & \text{eğer } 0 < \bar{e}_{int} < 1 \\ 1 & \text{eğer } \bar{e}_{int} \geq 1 \end{cases} \quad (12)$$

Burada e_{int} gerçek integral toplamını, $\bar{e}_{int} = K_i \int e(t) dt$ ise hesaplanan integral toplamını ifade eder.

PID parametrelerinin ayarlanmasına yönelik istenen kontrol kriterleri Tablo 1'de verilmiştir. Yükselme kriteri için belirtilen asgari süre tabiri, sistemin fiziksel olarak el verdiği en kısa süre anlamına gelmektedir (Örneğin ısıtma vanasının hedefe yeterince yaklaşıp kadar sürekli açık tutulması).

Tablo 1: İstenen Kontrol Performans Kriterleri

Kriter	Sıcaklık	pH
Yükselme Süresi	Asgari süre	Asgari süre
Hedef Aşımı	2 °C	0.2
Kararlı Durum Hatası	±1 °C	±0.1

Kontrol kriterlerini sağlayan PID parametrelerini belirlemek için izlenen ayarlama prosedürü ise Alg. 1'de verilmiştir. Alan uzmanlığıyla belirlenen ilk oransal kazanç değerleri, sıcaklık kontrolü için 0.5, dozaj kontrolü için 0.1 olarak seçilmiştir. Ayarlanan son parametreler Tablo 2'de sunulmuştur.

Algoritma 1 PID Parametresi Ayarlama Prosedürü

- 1: Başlangıç oransal kazancı K_p olarak ayarla
- 2: **Döngü** (Aşım belirtilen sınırın üzerindeyse) **yap**:
- 3: K_p değerini iki katına çıkar
- 4: **Döngü Sonu**
- 5: **Tekrarla**:
- 6: **Döngü** (Kararlı durum hatası belirtilen sınırın üzerindeyse) **yap**:
- 7: Integral kazancı K_i değerini 0.1 artır
- 8: K_p değerini iki katına çıkar (yalnızca dozaj kontrolü için)
- 9: **Döngü Sonu**
- 10: **Eğer Aşım** belirtilen sınırın üzerindeyse **ise**:
- 11: **Döngü** (Aşım belirtilen sınırın üzerindeyse) **yap**:
- 12: Türevsel kazancı K_d değerini 0.05 artır
- 13: **Döngü Sonu**
- 14: **Eğer Sonu**
- 15: **Koşul sağlanana kadar tekrarla**:
- 16: Hem aşım hem de kararlı durum hatası belirtilen sınırların altına inmiştir
- 17: Hem sıcaklık hem de dozaj kontrolü için kriterlerin sağlandığını kontrol et

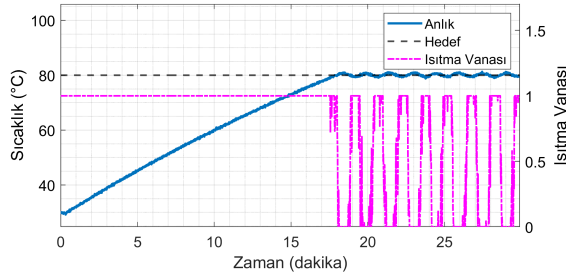
Tablo 2: Ayarlanmış PID Parametreleri

Kontrol Tipi	K_p	K_i	K_d
Sıcaklık	0.5	0.3	0
Dozaj	12.8	0.6	0

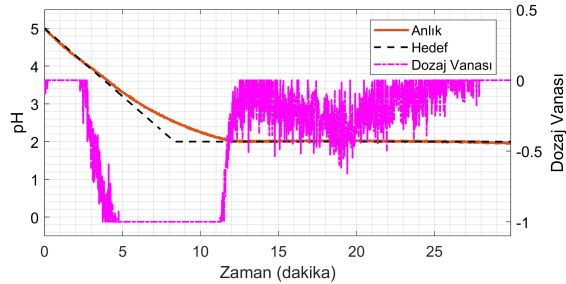
6. Uygulama

Adım girişine verilen sistem çıktıları Şekil 7 ve Şekil 8 üzerinden analiz ettiğimizde, bu sistemin, boyama süreçlerindeki sıcaklık ve pH kontrol aşamalarının genel davranışını başarıyla modellediğini söyleyebiliriz. Sıcaklık arttıkça veya pH azaldıkça değişimlerin gittikçe zorlaştığını gösteren diferansiyel yapı gözlemlenebilmekte, ayrıca bu iki değişkenin birbirini nasıl etkilediği de açıkça görülebilmektedir. Özellikle, sıcaklık arttıkça pH değişiminin azaldığı fark edilmektedir. Aynı şekilde, pH girdisinin birinci sistem durumunu etkilediği de gözlemlenmektedir.

MATLAB ortamında gerçekleştirilen simülasyon sonucu elde edilen sıcaklık ve dozaj kontrolüne ait sistem çıktıları sırasıyla Şekil 10 ve Şekil 11 içerisinde gösterilmiştir. Sıcaklık kontrolü için, kontrol çıkışının neredeyse referans sıcaklığa ulaşana kadar maksimum değer olan 1'de satüre olmuş şekilde kaldığı görülmektedir. Küçük bir aşımın ardından kontrol çıkışı hızla sıfıra düşmekte, bu da sistemin kendiliğinden soğumasından kaynaklı sıcaklıkta bir azalmaya yol açarak ısıtma vanasının tekrar açılmasına sebep olmaktadır. Bu salınımlı davranış, sıcaklık değerini referansa yeterince yakın tutacak şekilde devam etmektedir. Bu nedenle, kontrolün başarılı olduğu söylenebilmektedir.



Şekil 10: Önerilen PID kontrolcüsünün sıcaklık kontrol sonuçları.



Şekil 11: Önerilen PID kontrolcüsünün dozaj kontrol sonuçları.

Dozaj kontrolü için, kontrol çıkışı başlangıçta sıfırdan başlamakta ve kademeli olarak -1 satürasyon değerine kadar azalmaktadır. pH değeri bir süre boyunca rampa girişini takip etse de, doygunluk sebebiyle referanstan sapmalar baş göstermektedir. Ancak bu durum uzun sürmemiş, rampa girişinin 10 dakika sonra basamak girişine dönüşmesiyle birlikte, pH değeri referansa yeterince yaklaşmıştır. Kararlı durum davranışı oldukça tatmin edici olan bu dozaj kontrol aşamasının da belirlenen kontrol kriterleriyle uyumlu olduğu görülmektedir.

7. Sonuçlar

Bu çalışmada, tekstil boyama süreçlerinde sıcaklık ve pH kontrolü için geliştirilen ÇGÇÇ PID kontrolcüsüne ait çalışmanın

ilk aşamaları sunulmuştur. Tekstil boyama süreçlerinin temelleri anlatıldıktan sonra problem ayrıntılı olarak tanımlanmış, ardından bileşik modelin nasıl elde edildiği adım adım açıklanmıştır. Kontrolcü bulgusal bir algoritma ile ayarlanmış ve sistem ayarlanmış parametrelerle simüle edilmiştir. Simülasyon sonuçları, önerilen ÇGÇÇ PID kontrolcü yapısının belirlenen kontrol kriterlerini başarıyla sağladığını göstermektedir.

İleride yapılacak çalışmalar kapsamında, önerilen ÇGÇÇ PID kontrolcüsünün iletkenlik kontrolünü de içerecek şekilde geliştirilmesi planlanmaktadır. Ayrıca, bu kontrolcü yapısının tamamen farklı bir endüstriyel kontrol problemine uyarlanması da bir diğer potansiyel ileri çalışma alanı olarak düşünülmektedir.

8. Teşekkür

Tekstil boyama süreci verilerini ve gerekli alan uzmanlığını sağladığı için Eliar Elektronik San. A.Ş.'ye teşekkür ederiz.

9. Kaynakça

- [1] M. Çom, S. Sultanoglu ve M. Akar, Tekstil "Kumaş Boyama Süreçleri için Matematiksel Modeller," *Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Konferansı, (TOK'22)*, Elazığ, 2022.
- [2] K. J. Åström and T. Hägglund, *PID Controllers: Theory, Design, and Tuning*, Research Triangle Park, NC: ISA - The Instrumentation, Systems and Automation Society, 1995.
- [3] D. Gontijo, J. M. Araújo, and F. O. Souza, "Robust multivariable PID controller design for ÇGÇÇ second order systems: A linear matrix inequality approach," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I*, 2025.
- [4] A. F. Zriga, A. J. Abougarair, M. K. Elmezughi and A. M. Almaktoof, "Optimized PID Controller and Generalized Inverted Decoupling Design for ÇGÇÇ System," *2023 IEEE International Conference on Advanced Systems and Emergent Technologies (IC_ASET)*, Hammamet, Tunisia, 2023, pp. 1-6.
- [5] M. Shamsuzzoha and G. Lloyds Raja, "Introductory Chapter: PID-Based Industrial Process Control," *PID Control for Linear and Nonlinear Industrial Processes. IntechOpen*, May 17, 2023.
- [6] G. Yuan, Q. Hu, Y. Wang, C. Zhou and Z. Shi, "A ÇGÇÇ Decoupling Algorithm for Rapid Heating Systems of Wafers," *2024 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, Hangzhou, China, 2024, pp. 1715-1720.
- [7] Ş. Camcioğlu and B. Özyurt, "Optimization and PID control of pH and temperature in an electrocoagulation process," *J. Turk. Chem. Soc., Sect. B: Chem. Eng.*, vol. 7, no. 1, pp. 13-24, 2024.
- [8] M. Çom, S. Sultanoglu and M. Akar, "A Novel PI Auto-Tuning Method for Temperature Control in a Textile Dyeing Process," *2022 IEEE 17th International Conference on Control & Automation (ICCA)*, pp. 571-576, 2022.
- [9] M. Çom, *Model-based and model-free control algorithms for textile processes*, M.S. thesis, 2022.
- [10] R. L. Williams and D. A. Lawrence, *Linear State-Space Control Systems*, Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2007.

SCADE Ortamında C Programlama Dili Kullanılarak PLC'lere MODBUS Protokolü Üzerinden Bağlantı Sağlanması ve Temel Anlaşman Sisteminin Gerçekleştirilmesi

Establishing a Connection to PLCs via the MODBUS Protocol Using the C Programming Language in the SCADE Environment and Implementing the Basic Interlocking System

Dora Demir¹, İbrahim Can Kolotoğlu², Muhammet Işık², Serhat Boynukalın³, Mehmet Turan Söylemez²

¹Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
demird20@itu.edu.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
kolotoglu21@itu.edu.tr
isikmuhamm@gmail.com
soylemezm@itu.edu.tr

³Lisansüstü Eğitim Enstitüsü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
boynukalin@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, demiryolu sinyalizasyon sistemleri için emniyetli ve esnek bir kontrol altyapısı geliştirilmesi hedeflenmiştir. ANSYS SCADE ile oluşturulan model tabanlı tasarım, C programlama dili ile yazılan MODBUS entegrasyonu sayesinde PLC sistemlerine başarıyla entegre edilmiştir. Sinyalizasyon, makas ve ray kontrolü için tasarlanan İnsan-Makine Arayüzü (HMI), operatörlere sistemin durumunu gerçek zamanlı görme ve müdahale etme olanağı sağlamıştır. Sistem, veri trafiğini optimize eden değişim algılama mekanizması ve güçlü veri depolama altyapısıyla yüksek performans göstermiştir. Gerçek demiryolu maketi üzerinde yapılan testlerde gecikme, senkronizasyon ve kararlılık kriterleri sağlanmıştır. Sonuç olarak, bu proje; MODBUS destekli, esnek, emniyetli ve yeniden kullanılabilir bir sinyalizasyon çözümü sunarak, demiryolu otomasyon sistemlerinde uygulanabilir bir örnek teşkil etmektedir.

Abstract

This study aims to develop a safe and flexible control infrastructure for railway signaling systems. A model-based design created using ANSYS SCADE was successfully integrated with PLC systems through MODBUS communication implemented in the C programming language.

The designed Human-Machine Interface (HMI) enables real-time monitoring and control of signal, switch, and track conditions by operators. The system demonstrated high performance through an efficient change-detection mechanism and comprehensive logging infrastructure. Tests on a physical railway mock-up confirmed stability, low latency, and data synchronization. In conclusion, this project presents a reliable, reusable, and MODBUS-compatible signaling solution, offering a practical model for industrial railway automation applications.

1. Giriş

MODBUS, 1979 yılında Modicon tarafından programlanabilir lojik denetleyiciler (PLC'ler) arasında iletişim kurmak amacıyla geliştirilmiş bir protokoldür. Başlangıçta yalnızca seri iletişim için tasarlanmış olan bu protokol, teknolojik ilerlemelerle birlikte TCP/IP gibi modern ağlarla uyarlanmış ve endüstriyel otomasyon sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır (Thomas, 2015). MODBUS'ın açık kaynaklı yapısı ve kolay anlaşılabilirliği, farklı üreticiler tarafından geniş bir şekilde kullanılmasına olanak tanımış ve onu endüstride bir standart haline getirmiştir. MODBUS, farklı cihazların birbirleriyle uyumlu bir şekilde çalışmasını sağlamasıyla öne çıkar. Özellikle veri toplama, izleme ve kontrol sistemlerinde protokolün yapısı, sistem entegrasyonunu kolaylaştırmakta ve mühendisler arasında yaygın bir tercih olmasını sağlamaktadır.

(Galloway & Hancke, 2013). Yukarıda verilen nedenlere ek olarak, MODBUS protokolünü mühendisler için erişilebilir kılan sadece açık kaynak kodlu olmasının yanı sıra lisans gerektirmemesi de bu protokolün yaygınlaşmasına önemli ölçüde katkıda bulunmuştur.

Bu çalışmada kullanılmış bir program olan ANSYS SCADE (Safety Critical Application Development Environment); model tabanlı tasarımı, simülasyonu, doğrulanması ve otomatik kod üretimi için havacılık, otomotiv, demiryolu ve enerji gibi emniyet standartlarının yüksek olması gereken sektörlerde kullanılan bir mühendislik tasarım yazılımıdır. Havacılık endüstrisinde DO-178C, otomotivde ISO 26262, ve demiryolu sistemlerinde EN 50128 standartlarına uygun yazılımlar SCADE sayesinde oluşturulabilir. SCADE'in temel kullanım alanları, sistem mühendisliği süreçlerinde tasarım ve doğrulama süreçlerinin iyileştirilmesidir. Yazılım, karmaşık sistemler için görsel bir modelleme yaklaşımı sunar. Bu yaklaşım, tasarım hatalarının erken aşamalarda tespit edilmesini sağlamasından dolayı maliyetli revizyonların da önüne geçilmiş olunur. Buna ek olarak, SCADE ile oluşturulan modeller, simülasyon aracılığıyla test edilebilir ve ardından otomatik olarak yüksek kaliteli, sertifikasyona hazır kaynak koda dönüştürülebilir. Bu özellik sayesinde, manuel kodlamadan kaynaklanabilecek insan hatalarını önemli ölçüde azaltılarak yazılım geliştirme sürecinin hızlandırılması sağlanır (Pereira et al., 2021).

SCADE'in ürettiği C kodları, yüksek doğrulukta ve optimize edilmiş olup, insan müdahalesine gerek kalmadan derlenebilir ve çalıştırılabilir. Bu özellik sayesinde, manuel kodlamadan kaynaklanabilecek hataları azaltır ve yazılım geliştirme sürecinde zamandan da tasarruf sağlar. İlaveeten, üretilen C kodu, emniyet standartları doğrultusunda bağımsız denetim ve sertifikasyon süreçlerinden geçmeye hazır bir yapıdadır (Smith & Johnson, 2021).

2. Yöntem

2.1. Anlaşman Sistemi

Anlaşman sistemi, demiryolu sinyalizasyonunun en önemli unsurlarından biridir ve trenlerin emniyetli bir şekilde hareket etmesini sağlamak amacıyla hareket yetkisinin belirlenmesi ve makas kontrolü gibi kritik süreçleri yönetir. Sistem, sahadaki makasların konumlarını, sinyallerin durumlarını ve ray bloklarının meşguliyet bilgilerini merkeze ileterek bu unsurların koordinasyonunu sağlar. Sahadan gelen bu veriler ışığında, güzergâh planlaması yapılır ve elektronik kilitleme mekanizmaları devreye girerek trenlerin emniyeti sağlanmış rotalar üzerinde hareket etmeleri sağlanır. Ayrıca, trenlerin rotalarında kalmasını sağlamak ve olası hataları önlemek için otomatik tren kontrol (ATC) ve otomatik tren koruma (ATP) sistemleriyle entegre çalışır. Bu sistemler, demiryolu trafiğinin hem emniyetli hem de verimli bir şekilde yönetilmesinde kritik bir rol oynar. Anlaşman sistemi, makas ve sinyal konumlarının doğru şekilde kontrol edilmesini sağlayarak trenlerin emniyetli güzergâhlar üzerinde hareket etmesine yardımcı olur. Aynı zamanda, ray bloklarının doluluk durumunu izleyerek çarpışma riskini en aza indirir ve trafik akışının düzenli bir şekilde devam etmesini destekler. Sonuç olarak, anlaşman sistemi, demiryolu sinyalizasyonunun temel taşıdır ve emniyet ile etkinliği bir araya getirerek tren operasyonlarının sorunsuz bir şekilde yürütülmesini sağlar. Emniyeti ve doğruluğu sayesinde, demiryolu sistemlerinin

sürdürülebilir ve emniyetli bir altyapı oluşturmada vazgeçilmez bir araçtır (Kaya & Yılmaz, 2018).

2.2. C libmodbus Kütüphanesi

C libmodbus, açık kaynaklı bir MODBUS iletişim protokolü kütüphanesidir ve C programlama dili kullanılarak yazılmıştır. Bu kütüphane, MODBUS protokolünün RTU (Remote Terminal Unit), ASCII ve TCP/IP gibi farklı varyasyonlarını destekler. Endüstriyel cihazlar arasında veri alışverişini kolaylaştırmak için tasarlanmıştır ve kullanıcıların MODBUS protokolüne uygun bir şekilde cihazlarla haberleşmesini sağlar (Clarke et al., 2019). C programlama dilinde MODBUS protokolünü kullanarak cihazlarla iletişim kurmayı kolaylaştıran bir kütüphane olması sebebiyle bu projede de kullanılmıştır.

2.3. ANSYS SCADE Display ile Ekran Tasarımı

ANSYS SCADE Display, özellikle emniyet kritik gömülü sistemler için İnsan-Makine Arayüzleri (HMI) geliştirmede kullanılan bir yazılımdır. Bu araç, kullanıcıların grafiksel ekran tasarımlarını kolaylıkla oluşturmaya ve bu tasarımları gerçek sistemlerde kullanılabilecek sertifikalandırılabilir koda dönüştürmesine olanak tanır (Smith & Brown, 2020).

SCADE Display'in en büyük avantajlarından biri, tasarımın ilk aşamalarından itibaren hata tespiti ve doğrulama süreçlerini entegre etmesidir. Bu özellik, hem geliştirme sürecini hızlandırır hem de kullanıcıların emniyetli HMI çözümleri üretmesine yardımcı olur. Örneğin, tren kontrol panelleri bu yazılım sayesinde emniyet standartlarına uygun bir şekilde tasarlanabilir ve doğrulanabilir (Pereira et al., 2021).

2.4. Kod Üretimi ve Derlenmesi

SCADE gibi araçlarda oluşturulan grafiksel modeller, otomatik olarak bir programlama dilinde kod haline getirilir. Bu çalışmada C programlama dili esas alınmıştır. Bu kodun MODBUS ile uyumlu çalışabilmesi için gerekli kütüphaneler (örneğin, MODBUS TCP/IP veya RTU desteği sağlayan lib dosyaları) eklenir.

2.5. Anlaşman Tasarımı

Anlaşman tasarımı, saha ekipmanlarının emniyetli bir şekilde kontrol edilmesi ve doğru pozisyonunda kilitlenmesi işlevlerini içerir. Bu süreçte, makas motorları, sinyal lambaları ve ray devreleri gibi bileşenler sistemin merkezi tarafından izlenir ve kontrol edilir (Çimen et al., 2020). Anlaşman tasarımı, demiryolu trafiğinin emniyetli ve verimli bir halde yönetilmesi için gereklidir.

3. Model

3.1. Tren Hattı Kontrol Sistemi

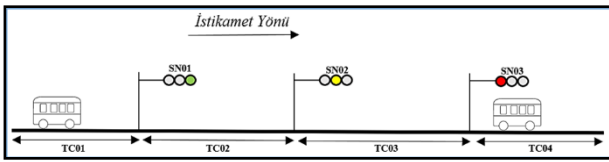
Proje, bir anlaşman sistemi üzerinden raylar, makaslar, sinyaller ve tren hareketlerini kontrol ederek, tren trafiğinin emniyetli bir şekilde yönetilmesini amaçlar. İnsan-Makine Arayüzü (HMI) tasarımı, tren operatörlerine sistemin durumu hakkında gerçek zamanlı bilgi sağlarken, operasyonel kontrolü kolaylaştırır. Projenin nihai hedefi, bir HMI üzerinden basit bir arayüzle tüm süreçleri izlemek ve kontrol etmektir. Örnek olarak Şekil 1 baz alınarak gerekli açıklamalar, ilgili şemanın altında takdim edilmiştir.

- TC01/02/03/04: Ray devresini temsil eder.
- SN01/02/03: Sinyalleri temsil eder.

Şekil 1 incelendiğinde, sinyal sistemi sistemin emniyetinin bozulmaması için soldan gelen ilk aracın öncelikle yavaşlamasını (SN02), daha sonrasında ise durması sinyalini vermiştir (SN03).

Bir trenin hızını emniyetli bir şekilde ayarlayabilmesi için farklı sinyaller aracılığıyla ilerideki koşullar hakkında önceden bilgi alması sağlanır ve birden fazla bloğun durumu önceden görüntülenebilir, bu da tren trafiğinin daha düzenli ve hızlı bir şekilde akmasını sağlar.

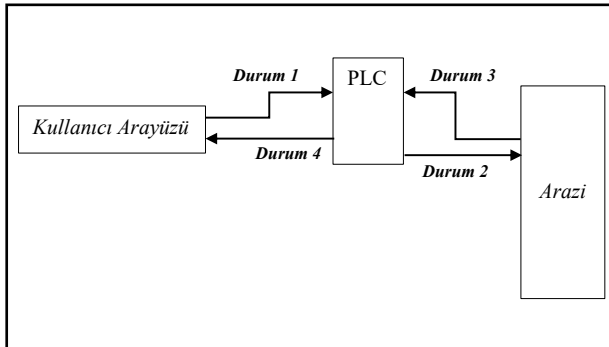
Makinistin tren hızını ayarlayabilmesi için, sinyaller aracılığıyla hat üzerindeki blokların meşguliyet veya müsaitlik durumu bloğa girmeden önceden gösterilir. Böylece, bloklar önceden izlenebilir ve tren trafiğinin daha güvenli, düzenli ve akıcı şekilde yönetilmesi sağlanır.



Şekil 1: İki trenli bir ray yolunun sinyalli gösterimi.

3.2. Sistemin Yapısı

ANSYS SCADE yardımıyla tasarlanmış olan kullanıcı arayüzü; operatörlere trenlerin konumunu, makasların durumunu, sinyalizasyon bilgilerini ve ray bloklarının (ray devreleri) doluluğu hakkında bilgi sağlamasıyla beraber müdahale etmesine de olanak sağlar.



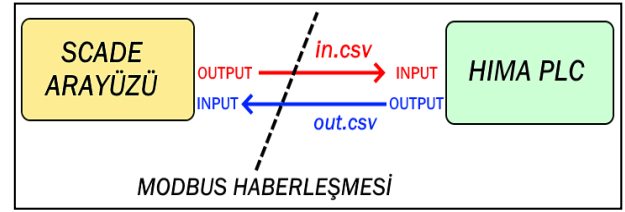
Şekil 2: Haberleşme şematığı.

Durum 1: Operatör, İnsan-Makine Arayüzü (HMI) üzerinden bir işlem talebi başlattığında, bu komut MODBUS protokolü ile PLC'ye iletilir.

Durum 2: PLC, bu komutu ilgili saha cihazına MODBUS komutları ile (örneğin, bir sinyal lambasına) gönderir. Bu şematikte (Şekil 2) komut, "Arazi" kısmına gönderilir.

Durum 3: Cihaz, aldığı komutu uygulayarak durumunu günceller. Sinyal cihazları (örneğin, kırmızı ışık, yeşil ışık gibi sinyal durumları) veya ray devreleri (rayın dolu/boş durumu) gibi bilgileri MODBUS üzerinden PLC'ye geri gönderir.

Durum 4: PLC bu verileri toplar ve HMI'ye iletir. Operatör, durumu gerçek zamanlı olarak görür.



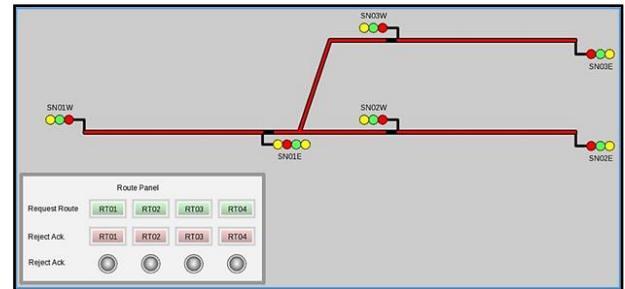
Şekil 3: Veri tabanlı haberleşme şeması örneği.

HMI Entegrasyonu: HMI, operatörlerin sistemi görsel bir arayüz üzerinden gerçek zamanlı olarak izlemelerine ve kontrol etmelerine olanak tanır. HMI, MODBUS üzerinden gelen verileri işleyerek trenlerin konumları, sinyal durumu ve makas pozisyonları gibi bilgileri görselleştirir. Bu, operatörlere daha bilinçli ve hızlı kararlar alma imkânı tanır (Cena et al., 2011).

3.3. Ekran Tasarımı

Projenin gelişim aşamasında ANSYS SCADE Display ile yapılan arayüz (Şekil 4), bir demiryolu sinyalizasyon ve yönlendirme sisteminin emniyetli ve etkin bir şekilde kontrol edilmesini sağlar.

Arayüzün işlevleri incelenmek istenirse: Kullanıcılar, arayüzdeki Route Paneli üzerinden belirli bir tren için rota talep edebilir. Örneğin, RT01 düğmesine basıldığında, trenin SN01W'den SN01E'ye ilerlemesi için bir rota ayarlanabilir. Rota talebi yapıldığında, ilgili sinyal noktaları otomatik olarak güncellenir ve trenin emniyetli bir şekilde hareket etmesi sağlanır.



Şekil 4: SCADE Display ile Oluşturulmuş Örnek Bir Arayüz Tasarımı.

3.4. Hat Kontrol Sistemi Verileri

HMI ve PLC arasındaki veri alışverişinde kullanılan değişkenlerin isimlendirilmesi ve işlenmesi için kullanılan giriş (input) ve çıkış (output) verilerini temsil etmek üzere kullanılan CSV formatındaki veriler aşağıda verilmiştir. Aşağıda verilmiş olan tablolardan Tablo 1, giriş kod verileri için olup; Tablo 2 ise çıkış kod verileri için bir nevi bilgilendirme maksadıyla oluşturulmuştur. Bazı veriler için tekrarlayan kısımlar yazılmamış olup, değişken kısımlar yazılarak açıklama yapılmıştır.

varsayılan olarak bilgisayarın yerel adresine bağlantı sağlar ve bu bağlantının yapılandırmasını bir dosya halinde kaydeder. Daha sonra programda tanımlı değişkenlerin adreslerinin tanımlanıp tanımlanmadığını iteratif olarak kontrol eder. Tanımlanan adresler, ilgili yapı içerisinde MODBUS adresleriyle eşleştirilir.

Bağlantı, yapılandırma dosyasından okunan parametrelerle MODBUS bağlantı başlatma fonksiyonu aracılığıyla başlatılır. Ardından, giriş (input) ve çıkış (output) listeleri PLC'den toplu olarak okunur. Bu okuma işlemi, sistem performansını artırmak amacıyla belirli zaman aralıklarında tekrarlanır. Bu süreçte, değişkenlerin değer değişiklikleri sürekli olarak izlenir ve yalnızca değişen parametreler tespit edildiğinde, tek tek karşı tarafa yazılır.

Kullanıcı arayüzünde birden fazla tuşa aynı anda basılması mümkün olmadığı için, performansı optimize etmek amacıyla parametreler sırayla işlenir. Arayüz programı, her bir çizim sırasında (işlem gücüne bağlı olarak saniyede birkaç bin defa) tüm değişkenleri içeren bir struct verisini MODBUS yazma fonksiyonuna gönderir. Bu yazma fonksiyonu, sırasıyla okuma fonksiyonunu, bağlantı kurma fonksiyonunu ve adres ile değişken eşleştirme fonksiyonunu çağırarak mevcut durumu sürekli kontrol eder. Herhangi bir bağlantı kopması durumunda, iteratif yeniden deneme mekanizmalarını devreye sokarak iletişimin kesintisiz bir şekilde sürdürülmesini sağlar.

Sistem, hata ve çalışma durumunun sürekli izlenebilmesi için tüm işlemleri ayrıntılı bir şekilde kayıt altına alır. Bu işlemler, veri depolama fonksiyonu aracılığıyla programın çalışma dizininde bir log dosyasına kaydedilir. Bu mekanizma, sistemin performansını ve kararlılığını artırırken, olası sorunların tespit edilmesi ve çözülmesi için gerekli verileri sağlar.

4.8. Sonuçlar

SCADE modeli ile oluşturulan yazılımın, elle yazılan MODBUS bağlantı kodlarıyla entegre edilmesi, sistemin esnekliğini ve yeniden kullanılabilirliğini artırmıştır. Bu entegrasyon sırasında herhangi bir veri kaybı yaşanmamış ve bağlantı stabil bir şekilde çalışmıştır. Giriş ve çıkış sinyallerinin değişim algılama mekanizması sayesinde gereksiz ağ trafiği önlenmiş, yalnızca değişen verilerin iletimi sağlanmıştır. Bu yaklaşım, ağ yükünü azaltarak iletişim hızını artırmış ve işlem sürelerini optimize etmiştir. Sistem, operatörlerin hata tespiti ve düzeltme işlemlerini kolaylaştıran kapsamlı veri depolama özellikleri ile desteklenmiştir. Ayrıca, Sistemde kullanılan adresler, IP'ler ve portlar dinamik olarak değiştirilip yapılandırılabilir hale getirilmiştir. Ancak, C dilinin yapısal özellikleri ve programın ana mantığı gereği, değişkenlerin dinamik olarak aktarılması hem gereksiz bir işlem olarak değerlendirilmiş hem de dilin doğal olarak desteklemediği bir durum olduğundan bu yaklaşım tercih edilmemiştir.

SCADE Display ile tasarlanan kullanıcı arayüzü (HMI), operatörlerin sistemi daha kolay kontrol etmesine ve izleme yapmasına olanak tanımıştır. Bu arayüz, giriş ve çıkış sinyallerinin görselleştirilmesini sağlayarak kullanıcı deneyimini iyileştirmiştir. Özellikle sinyal durumlarının gerçek zamanlı gösterimi ve kontrol mekanizmalarının anlık geri bildirimleri, sistemin kullanıcı dostu yapısını güçlendirmiştir. Kodda, HMI üzerinden kullanıcıların sistem durumlarını gerçek zamanlı olarak görmelerini ve kontrol etmelerini sağlayan bir mekanizma bulunur. Uygulama arayüzü, sinyal

durumlarını, hata bildirimlerini ve sistem parametrelerini kullanıcıya görsel olarak sunar.

Kaynakça

- [1] Schlich, B., Sinha, S., & Peleska, J. (2020). Asserting functional equivalence between C code and SCADE models in code-to-model transformations. *Proceedings of the 35th IEEE/ACM International Conference on Automated Software Engineering*, 1-10. <https://doi.org/10.1145/3425174.3425213>
- [2] Schwarz, S., Farail, P., & Fayolle, S. (2018). Developing portable reusable apps with SCADE, the FACE Technical Standard, and ARINC 661. *ERTS 2018 Proceedings*, 1-8.
- [3] Bayrakçı, H. C., & Büyükpapat, H. (2021). PLC ve SCADA kontrol yöntemleri ile sıvı dolm otomasyonu. *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, (27), 283-291. <https://doi.org/10.31590/ejosat.877004>
- [4] Cena, G., Bertolotti, I. C., Scanzio, S., Valenzano, A., & Zunino, C. (2011). Evaluation of EtherCAT distributed clock performance. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 8(1), 20-29. <https://doi.org/10.1109/TII.2011.2176750>
- [5] Galloway, B., & Hancke, G. P. (2013). Introduction to industrial control networks. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 15(2), 860-880. <https://doi.org/10.1109/SURV.2012.071312.00124>
- [6] Pereira, F., Smith, J., & Brown, A. (2021). Model-based development of safety-critical systems: A comparative analysis of tools. *Journal of Systems Engineering*, 28(3), 15-30. <https://doi.org/10.1016/j.jse.2021.04.002>
- [7] Smith, R., & Johnson, L. (2021). Advancing safety-critical software development with model-based design. *Journal of Embedded Systems Engineering*, 9(4), 45-56. <https://doi.org/10.1016/j.jese.2021.07.004>
- [8] Thomas, G. (2015). *Introduction to the Modbus Protocol*. Industrial Automation Press.
- [9] Kaya, M., & Yılmaz, H. (2018). Demiryolu Sinyalizasyon Sistemlerinin Güvenilirlik Analizi. *Elektrik, Elektronik ve Bilgisayar Mühendisliği Dergisi*, 27(3), 45-56. <https://dergipark.org.tr/tr/download/article-file/516711>
- [10] Smith, R., & Brown, L. (2020). Leveraging model-based design in critical systems development. *Embedded Systems Journal*, 12(4), 45-60. <https://doi.org/10.1016/j.esj.2020.07.003>
- [11] Çimen, A., Akbaş, A., & Karagöz, T. (2020). Petri ağları ile demiryolu anlaşılan ve sinyalizasyon tasarımı. *Journal of Railway Engineering*, 15(2), 45-60. <https://doi.org/10.1016/j.jre.2020.07.003>
- [12] Clarke, J., Smith, P., & Brown, T. (2019). Industrial communication with open-source libraries: A focus on Modbus and libmodbus. *Journal of Industrial Informatics*, 34(2), 78-90. <https://doi.org/10.1016/j.jii.2019.04.003>
- [13] Kurian, E., Briola, D., Braione, P., & Denaro, G. (2022). Automatically Generating Test Cases for Safety-Critical Software via Symbolic Execution (Version 1). *arXiv*. <https://doi.org/10.48550/ARXIV.2209.11138>

Sabit Kanatlı İnsansız Hava Araçlarında 3 Boyutlu Buluşma Probleminin Optimal Kontrol Yaklaşımı ile Çözümü

Kadir Bulathan Büyükekiz¹, Halit Ergezer²

¹Uçuş ve Görev Yönetimi Tasarımı Bölümü
Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş., Ankara
kadirbulathanbuyukekiz@gmail.com

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Çankaya Üniversitesi, Ankara
halitergezer@cankaya.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, sabit kanatlı insansız hava araçları (İHA) için üç boyutlu bir buluşma problemini çözmek amacıyla doğrusal kuadratik regülatör (LQR) tabanlı bir optimal kontrol yaklaşımı önermektedir. Amaç, hareketli bir hedefin üç ekseninde hassas biçimde izlenmesi ve yasaklı bölgelere girişin önlenmesidir. Uçuş dinamiği, genişletilmiş durum uzayı üzerinden modellenmiş ve LQR denetleyicisiyle kontrol edilmiştir. Ayrıca, buluşma noktası konumuna ait bozuk ölçümleri filtrelemek için bir Kalman filtresi entegre edilmiş; hedefin pozisyon ve hızı bu yolla kestirilmiştir. Yasaklı bölgelere yaklaşımı sınırlamak için kontrol girdilerine ceza tabanlı bir yöntem eklenmiş ve bu yapı üç boyutlu uzaya uyarlanmıştır. Önerilen yöntem MATLAB ortamında simüle edilmiş ve farklı senaryolarda başarıyla doğrulanmıştır. Sonuçlar, LQR temelli kontrol ve Kalman filtreli kestirim yapısının buluşma problemi için etkin ve güvenilir bir çözüm sunduğunu göstermektedir.

Abstract

This study proposes a Linear Quadratic Regulator (LQR)-based optimal control approach to solve a three-dimensional rendezvous problem for fixed-wing unmanned aerial vehicles (UAVs). The objective is to enable accurate tracking of a moving target in three axes and prevent entry into restricted areas. The flight dynamics are modeled using an extended state-space formulation and controlled via an LQR controller. Additionally, a Kalman filter is integrated to estimate the target's position and velocity by filtering noisy measurements of the rendezvous point. A penalty-based method is incorporated into the control input to limit proximity to restricted zones, and this structure is adapted to three-dimensional space. The proposed method is implemented in MATLAB and validated through simulations under various scenarios. The results demonstrate that the LQR-based control and Kalman-filtered estimation structure provide an effective and reliable solution to the rendezvous problem.

1. Giriş

İHA'lar, kullanım alanları artarak askeri, sivil, kamusal vb. alanlarda kendilerine yer bulmaktadır. Kullanım alanları

çeşitlenen İHA'lar, istenen kompleks görevleri gerçekleştirmek için güvenilir algoritmalara ve gürbüz kontrol sistemlerine ihtiyaç duymaktadır. Sürü kabiliyeti, verimli ve uzun süreli uçuşlar, çarpışma önlemek için çevresel farkındalık, yasaklı alan bilgisi ile rota planlaması gibi gereksinimler, bu çalışmanın da konusu olan İHA kontrol ve buluşma görevlerine yönelik daha gelişmiş sistemlerin tasarlanmasını teşvik etmektedir. Bu nedenle, Literatürde İHA'lar için buluşma problemi kapsamlı biçimde ele alınmıştır [1] – [6]. Bu çalışmalardan bazıları çoklu İHA'ların eşzamanlı olarak belirli bir noktada buluşmasını sağlamak üzere farklı yöntemler önermektedir [7]. Kontrol perspektifinden bakıldığında, bu problem; her bir aracın bireysel ve yerel kontrol stratejileri ile aktif iletişim gerektirmeden ortak bir noktaya yönelmesini sağlamayı hedeflemektedir [8]. Problemin erken dönem formülasyonlarından biri [9] tarafından sunulmuş ve sınırlı algılama menziline sahip araçlar için geliştirilmiştir. Bu yaklaşıma dayanan ve “dur-kalk” stratejileri olarak bilinen senkron ve asenkron genişletmeler ise [8] ve [10] tarafından önerilmiştir.

Optimal kontrol teorisi, yakıt tüketimi, zaman veya enerji gibi amaç fonksiyonlarının tanımlanmasına imkân tanıdığı için buluşma problemlerinde en sık başvurulan çerçevelerden biridir [12]. Örneğin [13]'te Pontryagin Maksimum Prensibi (PMP) kullanılarak İHA'lar için analitik olarak optimal yörüngeler elde edilmiştir. Bu yöntem sağlam bir teorik temel sunsa da idealize edilmiş sistem dinamiklerine dayanması ve gerçek dünya bozucularına karşı dayanıksız olması nedeniyle gerçek dünyada kullanım alanı sınırlıdır. Benzer şekilde, [14] çalışmasında dinamik programlama ile zaman minimizasyonu odaklı bir çözüm önermiştir, ancak bu yaklaşımın hesaplama yükü, büyük İHA filolarına ölçeklenmesini zorlaştırmıştır.

Buluşma problemleri için sıkça başvurulan yöntemlerden biri Model Öngörülü Kontrol (MPC – Model Predictive Control) olup, çarpışma önleme ve hız sınırı gibi kısıtları doğrudan modele entegre edebilmesiyle öne çıkar [15], [16]. Ancak yüksek hesaplama yükü nedeniyle, özellikle ölçekli sistemlerde gerçek zamanlı uygulamalarda sınırlamalar taşır [17].

Daha yalın durumlar için kullanılan LQR, önceden tanımlanmış yörüngelerde İHA kararlılığı sağlamak için tercih edilmiştir [18]; fakat doğrusallaştırılmış modellere bağımlılığı, karmaşık sistemlerde etkinliğini azaltmaktadır. Bu nedenle [19], LQR'a doğrusal olmayan kısıtlar ekleyerek yöntemi geliştirmiş ancak bu kez de hesaplama verimliliğiyle doğruluk arasında bir denge problemi oluşmuştur. Alternatif olarak, Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO – Particle Swarm Optimization) ve Genetik Algoritmalar (GA) gibi yöntemler önerilmiş olsa da [20], yavaş yakınsama ve alt-optimal çözümler gibi sınırlamaları vardır [21]. Evrimsel algoritmalarla geliştirilen PTDR (Pull to Desired Region) ve PFFR (Push From Forbidden Region) gibi operatörler, kısıtlı ortamlarda rota planlamasını iyileştirmek için literatüre kazandırılmıştır [22]. Öte yandan oyun kuramına dayalı yöntemler, merkezi olmayan karar verme yeteneği sunmasına rağmen, yüksek modelleme gereksinimi nedeniyle büyük sistemlerde zorlayıcıdır [23]. Geometrik yönlendirme tabanlı yöntemler, özellikle Dubins yolları ve diferansiyel geometri temelli stratejiler, düşük hesaplama maliyetleriyle minimum zaman veya yakıt tüketimi sağlayan çözümler üretmektedir [24], [25]. Ancak bu yöntemlerin çoğu, çevresel değişkenliğe ve platform kısıtlarına uyum sağlamakta yetersiz kalmaktadır. Gerçek zamanlı uygulamalar ise başka bir zorluk oluşturmaktadır. [26] ve [27] gibi çalışmalarda, dinamik ortamlarda çarpışma önleme ve belirsizlik altında optimizasyon ele alınsa da büyük ölçekli İHA filoları için ölçeklenebilir algoritmalara hâlâ ihtiyaç duyulmaktadır.

Bu çalışma, sabit kanatlı İHA'lar için üç boyutlu buluşma problemini düşük hesaplama maliyetli ancak etkin bir kontrol mimarisıyla çözmeyi hedeflemektedir. Yazarların daha önce sundukları çalışmada [30] yalnızca boylamsal (longitudinal) uçuş dinamikleri dikkate alınarak LQR tabanlı bir kontrolcü tasarlanmış ve iki boyutlu bir buluşma senaryosu ele alınmıştır. Bu makalede ise yöntem önemli ölçüde geliştirilmiş; genişletilmiş durum uzayı üzerinden tanımlanan uçuş dinamikleri hem boylamsal hem yanal bileşenleri kapsayacak şekilde üç boyutlu hâle getirilmiş, Kalman filtresi entegrasyonu ile gürültülü GPS ölçümlerinden hedef konum ve hız kestirimi sağlanmış ve potansiyel alan tabanlı ceza mekanizması kullanılarak yasaklı bölgelerden kaçınma performansı iyileştirilmiştir. Böylece konum izleme doğruluğu, kararlılık ve enerji verimliliği artırılmıştır. MATLAB tabanlı simülasyon sonuçları, önerilen yöntemin hedefe başarıyla ulaşabildiğini, yasaklı bölgelerden kaçınarak kısıtlara uyduğunu ve ölçüm belirsizliği altında dahi güvenilir performans sergilediğini göstermektedir. Ayrıca literatürde sıkça kullanılan MPC [15], PSO [21] ve GA [22] ile karşılaştırıldığında, önerilen yaklaşımın daha düşük hesaplama maliyeti, yüksek kestirim doğruluğu ve gerçek zamanlı uygulanabilirliği bakımından önemli avantajlar sunduğu görülmektedir.

2. Problem Tanımı

Bu çalışmada ele alınan problem, sabit kanatlı bir İHA'nın üç boyutlu uzayda, doğrusal bir yörüngede hareket eden hedef bir noktaya minimum sapma ile ulaşmasını sağlamaktır. İHA'nın dinamikleri, genişletilmiş durum uzayında hem boylamsal hem de yanal hareket bileşenlerini içerecek şekilde modellenmiştir.

Kontrol girdileri; irtifa dümeni, itki, kanatçık ve istikamet dümeni olmak üzere dört adet eyleyiciyle sınırlıdır.

Çalışma, pratikte bir İHA'nın yakıt ikmali gibi kritik bir görevi gerçekleştirmek üzere hareketli bir tanker uçağa otonom biçimde yaklaşmasını simüle eden bir senaryoya dayanmaktadır. Bu bağlamda, buluşma noktası agresif manevra kabiliyeti olmayan büyük boyutlu uçaklar olması sebebiyle sabit hızla ilerleyen bir referans hedef olarak tanımlanmakta, ancak konum ve hız bilgileri ölçüm hataları içermektedir. Bu hataların, özellikle düşman ortamında karşılaşılabilecek GPS karıştırma gibi elektronik müdahalelerden kaynaklandığı varsayımı yapılmıştır. Bu tür belirsizlikleri gidermek ve referansın doğru konumunu tahmin edebilmek amacıyla Kalman filtresi entegrasyonu da gerçekleştirilmiştir.

Görev alanında, örneğin yer tabanlı hava savunma sistemlerini (SRSAM – Short Range Surface to Air Missile) temsil eden yasaklı bölgeler tanımlanmıştır. Bu bölgeler üç boyutlu küresel hacimler olarak modellenmiş; İHA bu alanlara yaklaştığında kontrol sistemine ceza terimi uygulanarak kaçınma davranışı sağlanmıştır. Böylece sistem hem güvenli bölge içinde kalarak hem de hedefe etkin biçimde yönelerek görevini tamamlamaya çalışmaktadır.

Amaç, İHA'nın üç ekseninde konum sapmasını minimize ederek ve uçuş kararlılığını koruyarak hareketli hedefe başarılı biçimde ulaşmasını sağlamaktır. Önerilen çözüm, düşük hesaplama maliyeti ile gerçek zamanlı uygulanabilirliğe odaklanmaktadır.

3. Çözüm Yöntemi

Bu bölümde 2. Bölümde bahsedilen problemin çözümü için geliştirilen yaklaşım ve teorik arka plana değinilmiştir.

3.1. Sistem Modeli

Bu çalışmada kullanılan İHA modeli, literatürde yaygın olarak referans alınan ve genel havacılık sınıfında yer alan Navion uçağının doğrusallaştırılmış dinamiklerine dayanmaktadır [28]. Her ne kadar Navion, insanlı bir platform olsa da uçuş zarfı ve kontrol karakteristikleri açısından sabit kanatlı bir İHA'yı temsil edebilecek yeterlilikte olduğu varsayımı yapılmıştır. Bu doğrultuda, Navion'un doğrusallaştırılmış modelinin ayrıştırılmış (decoupled) boylamsal ve yanal dinamikleri birleştirilerek 3 Boyutlu doğrusallaştırılmış modeli elde edilmiştir. Bu şekilde daha gerçekçi ve eksiksiz bir uçuş dinamiği çerçevesi yakalanmıştır.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}_{\text{kontrol}}\mathbf{u}_{\text{kontrol}} \quad (1)$$

$$\mathbf{x} = [u \ w \ q \ \theta \ x_{\text{pos}} \ z_{\text{pos}} \ v \ r \ p \ \phi \ \psi \ y_{\text{pos}}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{u}_{\text{kontrol}} = [\delta_e \ \delta_T \ \delta_a \ \delta_r]^T \quad (3)$$

Burada (1) – (3) X durum vektörü; u, v ve w sırasıyla gövde eksen takımındaki ileri, yan ve dikey doğrusal hız bileşenlerini; p, q ve r uçak gövdesi etrafındaki açılal hızları; ϕ, θ ve ψ ise yuvarlanma, yunuslama ve dönme-sapma açılarını ifade etmektedir. $x_{\text{pos}}, y_{\text{pos}}$ ve z_{pos} , hava aracının dünya koordinat sistemine göre konumunu göstermektedir. Kontrol vektörü $\mathbf{u}_{\text{kontrol}}$ ise sırasıyla irtifa dümeni (δ_e), motor itkisi (δ_T), kanatçık (δ_a) ve istikamet dümeni (δ_r) girişlerini içermektedir.

A matrisi, A_{Lat} ve A_{Lon} matrislerinin birleştirilmiş halidir. (4) – (6)

$$A_{Lon} = \begin{bmatrix} -0.045 & 0.036 & 0 & -0.322 & 0 & 0 \\ -0.370 & -2.02 & 1.76 & 0 & 0 & 0 \\ 0.191 & -3.96 & -2.98 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1.76 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_{Lat} = \begin{bmatrix} -0.254 & -1.76 & 0 & -0.322 & 0 & 0 \\ 2.550 & -0.76 & -0.35 & 0 & 0 & 0 \\ -9.08 & 2.19 & -8.40 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1.76 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_{Lon} & 0 \\ 0 & A_{Lat} \end{bmatrix} \quad (6)$$

Aynı kurgu ile B matrisi de oluşturulmuştur. (7) – (9)

$$B_{Lon} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -0.282 & 0 \\ -11 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$B_{Lat} = \begin{bmatrix} 0 & 0.1246 \\ -0.222 & -4.60 \\ 29 & 2.55 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$B = \begin{bmatrix} B_{Lon} & 0 \\ 0 & B_{Lat} \end{bmatrix} \quad (9)$$

3.2. LQR Kontrolcü Tasarımı

Bu çalışmada, üç boyutlu sabit kanatlı İHA buluşma probleminin çözümü amacıyla, doğrusal hale getirilmiş tam boyutlu uçuş dinamik modeline dayanan bir LQR denetleyicisi tasarlanmıştır. Denetleyici hem boylamsal hem de yanal eksenlerdeki durum değişkenlerini dikkate alan genişletilmiş sistem matrisleri üzerinde çalışmakta ve buluşma görevine uygun kontrol girdilerini üretmektedir.

$$J(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t), t) = \int_0^\infty (\mathbf{x}^T \mathbf{Q} \mathbf{x} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (10)$$

LQR yönteminin tercih edilmesindeki temel motivasyon, gerçek zamanlı uygulamalarda düşük hesaplama yüküyle optimal performans sunmasıdır. Bu bağlamda, kontrol sistemi, İHA'nın üç eksenlerdeki konumunu hedefe göre hassas biçimde düzenlemekte, sistem kararlılığını sağlamakta ve sınırlı eyleyici kapasitesine rağmen minimum sapma ile buluşma noktasına yönlendirmektedir. Bu sayede sabit hızla hareket eden hedef bir noktaya GPS karıştırması gibi ölçüm belirsizliklerinin mevcut olduğu bir senaryo altında dahi, yasaklı bölgelerden kaçınarak güvenli ve enerji etkin bir buluşma gerçekleştirmeye olanak sağlamıştır.

LQR kontrol yöntemi, kontrol girdilerine ayrı ayrı ceza uygulayabilmesi ve durum değişkenlerine öncelik

tanıyabilmesi sayesinde, sistemin belirli eksenlerdeki davranışlarını hassas biçimde yönlendirebilir. Bu çalışmada kullanılan LQR denetleyici, konum hatalarını (x, y, z) ve uçuş kararlılığına ilişkin değişkenleri (Euler açıları vb.) minimize edecek şekilde yapılandırılmıştır. Optimal kontrol problemi, mevcut durum ile referans arasındaki hata vektörü üzerinden tanımlanmış; bu yapı, izleme başarımı ve kontrol maliyetini birlikte minimize etmeyi amaçlamaktadır. (11) – (14)

$$J = \int_0^\infty ((\mathbf{x} - \mathbf{x}_{Ref})^T \mathbf{Q} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_{Ref}) + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (11)$$

$$\hat{\mathbf{X}} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_{Ref} \quad (12)$$

$$J = \int_0^\infty (\hat{\mathbf{X}}^T \mathbf{Q} \hat{\mathbf{X}} + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u}) dt \quad (13)$$

Optimum geri besleme kazancı K 'nın hesaplanması, LQR yaklaşımında tanımlanan kuadratik maliyet fonksiyonunun (15) minimize edilmesiyle başlar. Bu maliyet fonksiyonu, sistemin durum hatalarını temsil eden terimleri Q ağırlık matrisi ile ve kontrol girişlerinin maliyetini temsil eden terimleri R matrisi ile dengelemektedir. Bu optimizasyon problemi çözülerek, sistemin durum sapmaları ile kontrol eforu arasında en uygun dengeyi temsil eden simetrik pozitif tanımlı P matrisi elde edilir. Algebraic Riccati Denklemi (ARE – Algebraic Riccati Equation) olarak bilinen bu denklemin çözümünden sonra, optimal geri besleme kazanç matrisi K (16) ile hesaplanır.

$$\hat{\mathbf{X}} = \begin{bmatrix} u - u_{Ref} \\ w - w_{Ver,Ref} \\ q - q_{Ref} \\ \theta - \theta_{Ref} \\ x - x_{Ref} \\ z - z_{Ref} \\ v - v_{Ref} \\ r - r_{Ref} \\ p - p_{Ref} \\ \phi - \phi_{Ref} \\ \psi - \psi_{Ref} \\ y - y_{Ref} \end{bmatrix} \quad (14)$$

Bu kazanç, sistemin geri beslemeli kontrol yasası (17) içerisinde kullanılarak, sistemin minimum maliyetle ve kararlılık sınırları içerisinde çalışmasını sağlar. Böylece hem referans takibi sağlanmakta hem de kontrol girdileri optimum seviyede tutulmaktadır.

$$A^T P + P A - P B R^{-1} B^T P + Q = 0 \quad (15)$$

$$K = R^{-1} B^T P \quad (16)$$

$$\mathbf{u} = -K \hat{\mathbf{X}} \quad (17)$$

3.3. Buluşma Problemi

Bu çalışmada ele alınan buluşma probleminin temel amacı, İHA'nın hareketli bir hedefi yüksek doğrulukla takip edebilmesini sağlarken, aynı zamanda çeşitli pratik kısıtları da göz önünde bulundurmaktır. Gerçek dünya koşullarını daha iyi yansıtmak ve senaryonun gerçekçiliğini artırmak amacıyla modelde bir dizi yapısal iyileştirme yapılmıştır. Bu iyileştirmeler; hareketli referans noktasının modellenmesi, yasaklı bölgelerden kaçınma, bozucu etkilere karşı dayanıklılık ve kontrol girdilerine sınırlama getirilmesi başlıkları altında özetlenebilir.

Referans buluşma noktası, sabit hızla ilerleyen bir hava aracı gibi modellenmiş ve zamanla değişen konum ve hız bileşenleri

ile tanımlanmıştır. İHA'nın bu hareketli hedefi hem boylamsal hem de yanal düzlemde de eşzamanlı takip etmesi gerekmektedir. Gerçek dünya koşullarını daha iyi temsil edebilmek adına, önceden tanımlı uçuşa yasak bölgeler de modele dâhil edilmiştir. Bu bölgeler, belirli merkez koordinatları ve yarıçaplara sahip küresel alanlar olarak tanımlanmış ve İHA'nın bu alanlara fiziksel olarak yaklaşmasını önleyecek şekilde kontrol algoritmasına entegre edilmiştir.

İHA'nın bu yasaklı bölgelere yaklaşması durumunda rotasını güvenli şekilde yeniden yapılandırabilmesi amacıyla (18)–(19) numaralı denklemlerde tanımlanan ceza tabanlı bir kontrol mekanizması uygulanmıştır. Özellikle irtifa dümeni bileşeni üzerinden tanımlanan bu ceza fonksiyonları, İHA yasaklı bölge sınırına yaklaştıkça dinamik olarak artmakta ve yönlendirici bir kuvvet etkisi oluşturmaktadır. Literatürde bu yaklaşım "potansiyel alan yöntemi" (potential field method) olarak bilinmektedir [29].

$$ceza_e = \lambda_e \cdot \frac{\text{sign}(z - z_r)}{|d_r - d| + \varepsilon} \quad (18)$$

Potansiyel alan tabanlı ceza fonksiyonu uygulanırken, itki girişinin irtifa dümeni üzerindeki etkisinin oldukça düşük olması nedeniyle ihmal edilmiştir. Uçaklarda hızlı yönelim değiştirilmesi için irtifa dümeninin kanatçık ve istikamet dümenine göre daha fazla tercih edilmesi de cezanın sadece irtifa dümenine uygulanmasının nedenidir. Ceza terimi tamamen irtifa dümeni kontrol girdisi üzerine inşa edilmiştir. Bu senaryoda, ceza yönü, İHA ile yasaklı bölge merkezi arasındaki irtifa farkının işaretine göre belirlenmekte; ceza katsayısının büyüklüğü ise bu merkeze olan mesafeye bağlı olarak dinamik şekilde ayarlanmaktadır.

Burada, λ_e ceza katsayısını, z ve z_r sırasıyla İHA'nın ve yasaklı bölge merkezinin irtifa konumlarını, d_r yasaklı bölgenin yarıçapını, d bağlı mesafeyi ve ε sıfıra bölme problemini önlemek amacıyla kullanılan minimum toleransı ifade etmektedir. Tanımlanan $ceza_e$ terimi yalnızca kontrol giriş vektörü u 'nun irtifa dümeni bileşeni için eklenmekte olup, diğer kontrol girdileri bu mekanizmaya dahil edilmemektedir.

$$u_e = -K\tilde{X} + ceza_e \quad (19)$$

Gerçek dünya uygulamalarına daha yakın bir modelleme amacıyla, kontrol girdilerine doğrudan optimal kontrol problemine dahil edilemeyen yumuşak kısıtlamalar uygulanmıştır. Bu kapsamda, dört adet eyleyiciye ilişkin sınırlar belirlenmiş; irtifa dümeni sapması ± 35 derece, kanatçık ve istikamet dümeni sapmaları ± 30 derece, itki ise 0 ile 80 birim (yüzde) arasında sınırlandırılmıştır. Bu yumuşak doygunluk kısıtları, sistemin hem fiziksel gerçekçilik kazanmasını hem de kontrol performansının güvenli sınırlar içinde kalmasını sağlamaktadır.

3.4. Kalman Filtresi

Bu çalışmada, hareketli referans noktasının üç boyutlu konum ve hız bilgilerinin gürültülü ölçümler altındaki doğruluğunu artırmak amacıyla Kalman Filtresi (KF) temelli bir kestirim yapısı önerilmektedir. Referans yörünge, sabit hızla ilerleyen bir hedefe ait olarak modellenmiştir. Gerçek hayattaki ölçüm sistemlerinin gürültü içereceği varsayımıyla, KF algoritması

konum ve hız bileşenlerini içeren altı boyutlu bir durum vektörü üzerinden tasarlanmıştır. Filtreleme sürecinde, ölçüm modeli GPS tabanlı konum verilerini, sistem modeli ise LQR temelli dinamikleri kullanacak şekilde belirlenmiş ve doğrusal sistem varsayımı altında zaman adımı bazlı ayrık yapı uygulanmıştır. Böylece, ölçüm kaynaklı belirsizliklerin etkisi azaltılarak kontrol algoritmasının daha kararlı çalışması hedeflenmiştir.

Bu yapı, yalnızca referans yörüngesinin gerçek zamanlı olarak izlenmesini değil, aynı zamanda gürültülü ölçümler altında bile hedef takibinin güvenilirliğini artırmayı amaçlamaktadır. Bu doğrultuda kullanılan Kalman filtresi, sistemin dinamik modelinden elde edilen tahminleri GPS sensörlerinden alınan ölçümlerle en küçük hata kovaryansı sağlayacak biçimde birleştirmekte ve konum ile hız kestirim doğruluğunu iyileştirmektedir [31],[32]. Çalışmada kullanılan filtrede süreç gürültüsü ve ölçüm gürültüsü, sırasıyla Q ve R kovaryans matrisleri üzerinden modellenmiş ve optimum performans için bu parametreler deneysel olarak ayarlanmıştır. Böylece, referans yörüngesinin izlenmesinde ve dış bozucular altında sistemin hedefe doğru yönlendirilmesinde daha kararlı, güvenilir ve gürbüz bir yapı elde edilmiştir.

$$x_{k+1} = Fx_k + w_k \quad (20)$$

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (21)$$

Burada Δt , hız hesabında kullanılan zaman farkını ifade etmektedir ve bu çalışmadaki simülasyonlar için 0,01 saniyedir.

4. Benzetim Çalışmaları

Bu çalışmada, İHA'nın lineer durum-uzay modeli esas alınarak gerçekleştirilen simülasyon senaryoları kapsamında çeşitli kontrol değişkenleri dikkate alınmıştır. Bu değişkenler genel olarak şu şekilde sınıflandırılabilir: İHA'nın ilk hız, konum ve irtifa gibi başlangıç durumları; buluşma hedefini temsil eden ve zamana bağlı olarak hareket eden referans noktasının dinamik konumu; merkez ve yarıçap bilgileriyle tanımlanan sınırlı bölgeler (yasaklı alanlar); yatay ve düşey yönlerde uygulanan dış bozucular (GPS Karıştırması Kaynaklı); irtifa dümeni, kanatçık, itki ve yön dümeni gibi kontrol girdilerine uygulanan yumuşak kısıtlamalar; LQR kontrolörüne ait ağırlık matrisleri ve performansı optimize etmek amacıyla kontrol girişlerine eklenen ceza terimleri.

Çalışma boyunca Dünya'nın yüzeyi düz olarak kabul edilmiş ve yerel koordinat sisteminde z-ekseni pozitif irtifa yönünde tanımlanmıştır. Bu kabuller altında yapılan simülasyonlar, önerilen kontrol ve kestirim yapısının buluşma görevlerini hem nominal hem de bozucu koşullar altında başarılı şekilde yerine getirdiğini göstermektedir.

4.1. Senaryo

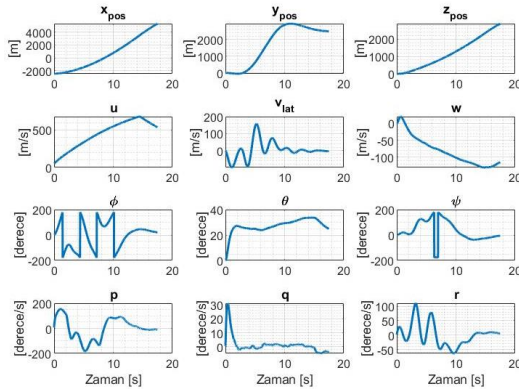
Bu senaryoda, GPS karıştırması bulunan bir ortamda ve göreceli olarak küçük bir yasaklı bölgenin tanımlandığı bir ortamda İHA'nın davranışı incelenmiştir. İHA, buluşma noktasına yakın bir konumdan başlatılmış ve referans

noktasının hareket yönüyle aynı doğrultuda olacak şekilde yönlendirilmiştir.

Buluşma hedefi, sabit hızla ilerleyen bir tanker uçağı olarak modellenmiştir; pozisyon ve hız bilgileri ölçüm gürültüsü altında Kalman filtresi ile kestirilmiştir. Yasaklı bölge, İHA'nın öngörülen rotasına yakın bir konuma yerleştirilmiş ve küresel bir bölge olarak modellenmiştir. Bu senaryonun amacı, İHA'nın hem dinamik olarak güncellenen hedefi doğru biçimde takip edebilme yeteneğini hem de potansiyel alan tabanlı kaçınma yöntemi ile engellerden etkin biçimde uzaklaşabilme performansını değerlendirmektir. Simülasyon sonuçları, kontrol yapısının bu koşullar altında başarılı bir şekilde çalıştığını göstermiştir.

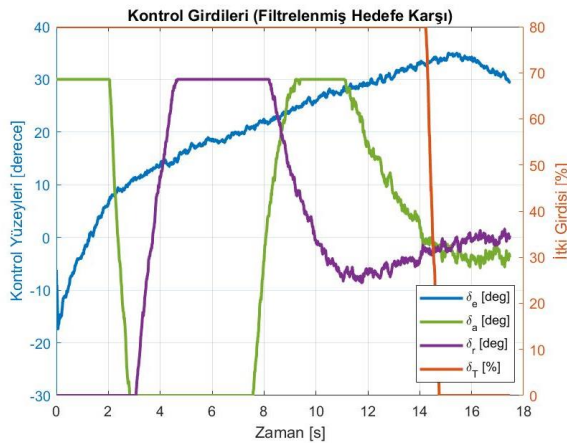
Şekil 1 İHA'nın durumlarının zamana göre değişimi göstermektedir. Grafikte ceza fonksiyonunun engeli aşmak için agresif kontrol girdileri yaptığı görülmektedir. Bu durumun engelin aşımından sonra düzeldiği görülmektedir.

İHA Durum Değişkenlerinin Zamanla Değişimi



Şekil 1: İHA Durum Değişkenlerinin Zamanla Değişimi

Şekil 2 İHA'nın kontrol girdilerini göstermektedir. Referansa yapılan kalman filtresi kestirim nedeniyle kontrol girdilerinde minimum düzeyde düzeltmeler gözükmemektedir.

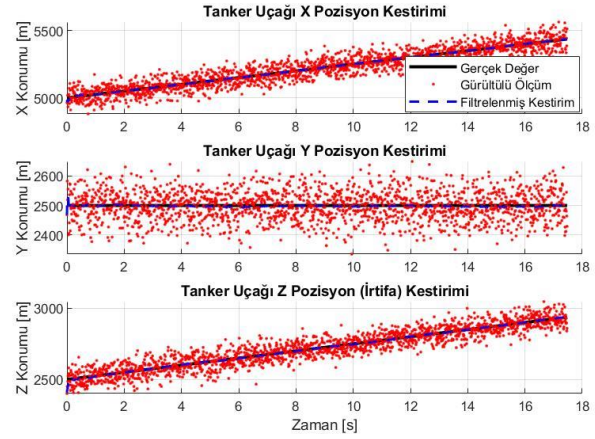


Şekil 2: Kontrol Girdileri

Şekil 3'te Kalman filtresi ile elde edilen konum kestirim performansı görsel olarak sunulmaktadır. Kalman filtresi uygulandıktan sonra konum kestirim hatası toplamda $RMSE \approx$

6.14 m ve $MAE \approx 2.19$ m seviyelerine düşürülmüştür. Bu sonuç, önerilen yaklaşımın ölçüm belirsizliği yüksek senaryolarda dahi güvenilir kestirim sağladığını göstermektedir.

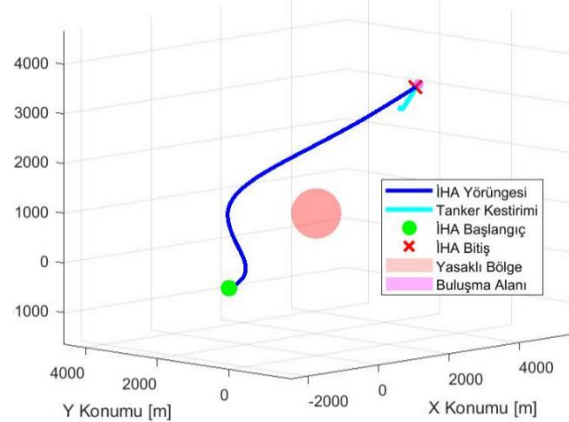
Kalman Filtresi Pozisyon Kestirim Performansı



Şekil 3: Kalman Filtresi Pozisyon Kestirim Performansı

Şekil 4 İHA'nın ve Tanker Uçağın hareketi ile yasaklı bölgeyi göstermektedir. Şekilde görüldüğü üzere İHA LQR kontrolcüsü ve ceza fonksiyonu sayesinde başarılı ve gürbüz bir şekilde buluşma noktasına ulaşmaktadır.

3D İHA Randevu Yörüngesi ve Tanker Kestirimi



Şekil 4: 3D İHA Buluşma Yörüngesi ve Tanker Kestirimi

5. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada, sabit kanatlı bir İHA'nın üç boyutlu uzayda hareketli bir hedefe minimum sapmayla ulaşmasını sağlayan, LQR tabanlı bir kontrol stratejisi sunulmuştur. Uçağın doğrusallaştırılmış ve eksenel olarak ayrıştırılmış (decoupled) dinamik modeli üzerinden tasarlanan kontrol yapısı, düşük hesaplama maliyetiyle gerçek zamanlı uygulamaya elverişli olacak şekilde yapılandırılmıştır. GPS karıştırması gibi senaryolarda bozulan konum ve hız verilerinin etkisini azaltmak amacıyla sisteme Kalman filtresi entegre edilmiş; yasaklı bölgeler ise ceza terimi yaklaşımı ile modellenerek sistemin güvenli bölgede kalması sağlanmıştır.

MATLAB ortamında gerçekleştirilen senaryo tabanlı simülasyonlar, önerilen LQR tabanlı kontrol yapısının üç ekseninde yüksek hassasiyetle hedef izleme performansı sergilediğini ortaya koymuştur.

Bununla birlikte, çalışmada kullanılan ceza terimleri sabit ve yönsüzdür; bu da sistemin bazı durumlarda hedef odaklı hareket kabiliyetini sınırlandırabilmektedir. Bu nedenle, Görüş Hattı (Line of Sight - LOS) bilgisine dayalı yönlü ceza mekanizmalarının entegrasyonu, yasaklı bölgeden uzaklaşırken hedefe daha verimli yönelim sağlaması açısından önemli bir geliştirme potansiyeli taşımaktadır. Ayrıca, mevcut durumda deneysel olarak seçilen Q ve R matrislerinin, optimizasyon algoritmaları veya MPC tabanlı yöntemlerle otomatik olarak belirlenmesi, sistemin farklı senaryolara adaptasyonunu ve performans kararlılığını artırabilir.

Sonuç olarak bu çalışma, üç ekseninde hedef buluşma probleminin düşük hesaplama maliyetli ve gerçek zamanlı bir kontrol yapısıyla yüksek görev başarımına ulaşabildiğini göstermiştir. Gelecek çalışmalar, sistemin çevresel koşullara adaptasyonu ve çoklu hedef koordinasyonu doğrultusunda genişletilebilir.

6. Kaynakça

- [1] A. Rucco, P. B. Sujit, A. P. Aguiar, J. B. de Sousa and F. L. Pereira, "Optimal Rendezvous Trajectory for Unmanned Aerial-Ground Vehicles," in *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 54, no. 2, pp. 834-847, April 2018, doi: 10.1109/TAES.2017.2767958.
- [2] T. McLain and R. Beard, "Trajectory planning for coordinated rendezvous of unmanned air vehicles," *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conf. and Exhibit*, Aug. 2000, doi: 10.2514/6.2000-4369.
- [3] H. Oh, S. Kim, H.-S. Shin, B. A. White, A. Tsourdos, and C. A. Rabbath, "Rendezvous and standoff target tracking guidance using differential geometry," *Journal of Intelligent & Robotic Sys.*, vol. 69, no. 1-4, pp. 389-405, Aug. 2012, doi: 10.1007/s10846-012-9751-0.
- [4] Y. Yoon, M. Kim, and Y. Kim, "Three-Dimensional path planning for aerial refueling between one tanker and multiple UAVs," *International Journal of Aeronautical and Space Sciences*, vol. 19, no. 4, pp. 1027-1040, Nov. 2018, doi: 10.1007/s42405-018-0098-z.
- [5] B. Burns, P. Blue, and M. Zollars, "Autonomous Control for Automated Aerial Refueling with Minimum-time Rendezvous," *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*, Jun. 2007, doi: 10.2514/6.2007-6739.
- [6] A. Tsukerman, M. Weiss, T. Shima, D. Löbl, and F. Holzapfel, "Optimal Rendezvous Guidance Laws with Application to Civil Autonomous Aerial Refueling," *Journal of Guidance Control and Dynamics*, vol. 41, no. 5, pp. 1167-1174, Apr. 2018, doi: 10.2514/1.g003154.
- [7] A. Tiwari, J. Fung, J.M. Carson, A framework for Lyapunov certificates for multi-vehicle rendezvous problem, in: *Proceedings of the 2004 American Control Conference*, 2004.
- [8] J. Lin, A.S. Morse, B.D.O. Anderson, The multi-agent rendezvous problem-Part 1: the synchronous case, *SIAM Journal on Control and Optimization* 46 (6) (2007) 2096-2119.
- [9] H. Ando, Y. Oasa, I. Suzuki, M. Yamashita, Distributed memoryless point convergence algorithm for mobile robots with limited visibility, *IEEE Transactions on Robotics and Automation* 15 (5) (1999) 818-828.
- [10] J. Lin, A.S. Morse, B.D.O. Anderson, The multi-agent rendezvous problem-Part 2: the asynchronous case, *SIAM Journal on Control and Optimization* 46 (6) (2007) 2120-2147.
- [11] J. Cortés, S. Martinéz, F. Bullo, Robust rendezvous for mobile autonomous agents via proximity graphs in arbitrary dimensions, *IEEE Transactions on Automatic Control* 51 (8) (2006) 1289-1298.
- [12] H. Ergezer and K. Leblebicioğlu, "Online path planning for unmanned aerial vehicles to maximize instantaneous information," *International Journal of Advanced Robotic Systems*, vol. 18, no. 3, May 2021, doi: 10.1177/17298814211010379.
- [13] Zarchan, P., & Musoff, H. (2013). *Fundamentals of Kalman Filtering: A Practical Approach*.
- [14] Bellman, R. (1957). *Dynamic Programming*. Princeton University Press.
- [15] L. Persson, "Model Predictive Control for Cooperative Rendezvous of Autonomous Unmanned Vehicles," PhD, KTH Royal Institute of Technology, 2021.
- [16] Q. Li, J. Yuan, B. Zhang, and C. Gao, "Model predictive control for autonomous rendezvous and docking with a tumbling target," *Aerospace Science and Technology*, vol. 69, pp. 700-711, Jul. 2017, doi: 10.1016/j.ast.2017.07.022.
- [17] Hoffmann, G. M., & Tomlin, C. J. (2008). *Model Predictive Control for UAV Path Planning*.
- [18] Bryson, A. E., & Ho, Y. C. (1975). *Applied Optimal Control: Optimization, Estimation, and Control*.
- [19] Richards, A., & How, J. P. (2002). *Aircraft Trajectory Optimization Using Mixed Integer Linear Programming*.
- [20] H. Ergezer, "Multi-Objective Trajectory planning for Slung-Load quadrotor system," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 155003-155017, Jan. 2021, doi: 10.1109/access.2021.3129265.
- [21] Zhao, X., & Zhang, Y. (2015). *A PSO-Based Rendezvous Strategy for UAV Networks*.
- [22] H. Ergezer and K. Leblebicioğlu, "Planning unmanned aerial vehicle's path for maximum information collection using evolutionary algorithms," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 44, no. 1, pp. 5591-5596, Jan. 2011, doi: 10.3182/20110828-6-it-1002.02977.
- [23] Basar, T., & Olsder, G. J. (1999). *Dynamic Noncooperative Game Theory*. SIAM.
- [24] S. Lee and M. Kim, "Analysis of rendezvous guidance laws for autonomous aerial refueling for non-maneuvering and identical speed targets," *Aerospace Science and Technology*, vol. 121, p. 107359, Jan. 2022, doi: 10.1016/j.ast.2022.107359.
- [25] H. Oh, S. Kim, H.-S. Shin, B. A. White, A. Tsourdos, and C. A. Rabbath, "Rendezvous and standoff target tracking guidance using differential geometry," *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 69, no. 1-4, pp. 389-405, Aug. 2012, doi: 10.1007/s10846-012-9751-0.
- [26] Schouwenaars, T., & How, J. P. (2004). *Safe Trajectory Planning in Dynamic Environments*.
- [27] Zhou, D., & Liu, Y. (2021). *Robust UAV Rendezvous Under Uncertainty: A Scalable Approach*.
- [28] A. E. Bryson, *Applied Linear Optimal Control: Examples and Algorithms*, Cambridge University Press, 2002, pp. 343-345.
- [29] Zhang, Jialong, et al. "Collision Avoidance in Fixed-Wing UAV Formation Flight Based on a Consensus Control Algorithm." *IEEE Access*, vol. 6, 2018, pp. 43672-43682, https://doi.org/10.1109/access.2018.2864169. Accessed 28 July 2020.
- [30] [1] K. B. Büyükekiz and H. Ergezer, "Optimal fixed-wing UAV rendezvous via LQR-based longitudinal control," 2025 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), pp. 769-776, May 2025. doi:10.1109/icuas65942.2025.11007853
- [31] Kalman, R. E., "A New Approach to Linear Filtering and Prediction Problems," *Journal of Basic Engineering*, vol. 82, no. 1, pp. 35-45, 1960.
- [32] Grewal, M. S., & Andrews, A. P., "Kalman Filtering: Theory and Practice with MATLAB," 3rd Edition, Wiley, 2008.

Uzaktan Kumandalı Ot Biçme Makinesi Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Design and Implementation of a Remote-Controlled Lawn Mower

Harun Sümbül¹, Ahmet Böğrek², Abdurrahman Tunçer³, Kenan Yıldırım⁴

¹Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
harun.sumbul@omu.edu.tr

² Hibrid ve Elektrikli Taşıtlar Teknolojisi Programı
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
ahmet.bogrek@omu.edu.tr

³Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
abdurrahman.tuncer@omu.edu.tr

⁴ Matematik Öğretmeni
Hüseyin ve Mustafa Hösükoğlu İ.H.O., Gaziantep
frekanskenan@hotmail.com

Özetçe

Bu çalışmada, tarım arazilerinde ve dar alanlarda operatör bağımlılığını azaltmak amacıyla uzaktan kumandalı elektrikli bir ot biçme makinesi tasarlanmış ve prototipi geliştirilmiştir. Geleneksel yöntemlerin dezavantajlarına (iş gücü ihtiyacı, gürültü kirliliği, kene kaynaklı hastalık riskleri) çözüm sunan sistem, 2.4 GHz RC kumanda ile kontrol edilmekte ve lityum polimer batarya ile çalışmaktadır. Prototip testleri başarılı olmuş olup, tarım sektöründe dışa bağımlılığı azaltma ve sürdürülebilirliği artırma potansiyeli taşımaktadır. Proje, TEKNOFEST 2024 Tarım Teknolojileri Yarışması'nda finalist olmuştur.

Abstract

This study presents the design and implementation of a remote-controlled electric lawn mower to reduce operator dependency in agricultural fields and narrow areas. Addressing limitations of conventional methods (labor-intensive operation, noise pollution, tick-borne disease risks), the system utilizes a 2.4 GHz RC controller and lithium-polymer batteries. Successful prototype tests demonstrate its potential to enhance agricultural sustainability and reduce import dependency. The project was selected as a finalist in the TEKNOFEST 2024 Agricultural Technologies Competition.

1. Giriş

Türkiye'nin 78 milyon hektar olan yüzölçümünün yaklaşık olarak üçte birini teşkil eden 24 milyon hektar alan ekilebilir tarım arazisidir [1]. Ülkemizde atıl durumda olan 3 milyon hektarlık tarım arazisi bulunmaktadır [2]. Bu tarım arazilerinde tarımsal toprak işleme yöntemlerinde kullanılan alet ve makineler genellikle traktör ile kullanılan tarım aletleridir. Şekil 1' de traktör ile birlikte kullanılan ot biçme aletleri görülmektedir. Traktörlerin yüksek iş kapasitesi avantajının yanı sıra dar arazilerde çalışamaması, dar alanlarda verimsiz kullanım ve insan gücü ihtiyacından dolayı dezavantajları vardır.



Şekil 1: Tarım traktörleri ve ot biçme aletleri

Ayrıca park ve bahçelerde, küçük tarım alanlarında kullanılan ot biçme makineleri insan gücü ile hareket ettirilen ve genellikle içten yanmalı motor kullanan tarım aletleridir. Şekil 2' de görülen mobil tırpanlar ve biçme makinelerinin çalışabilmesi için mutlaka bir operatöre ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yöntem insanı yoran ve gürültü kirliliğine sebep olan bir yaklaşımdır.



Şekil 2: Mobil ot biçme makine örnekleri

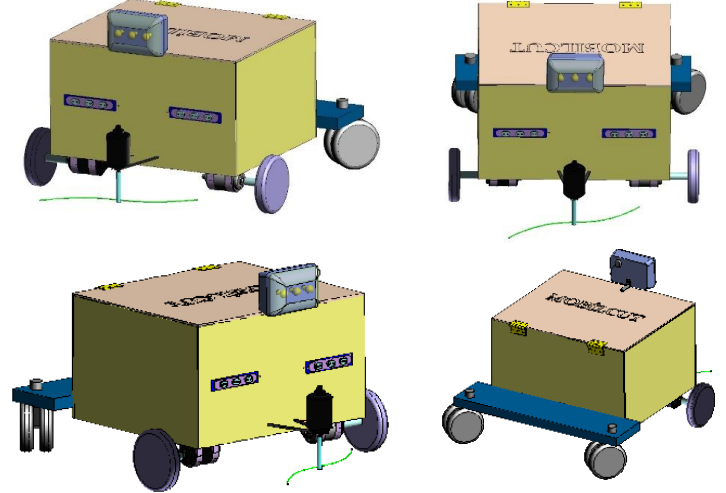
İster traktörle, isterse de mobil ot biçme aletleri ile yapılan işlem sırasında mutlaka bir operatöre ihtiyaç duyulmaktadır. Ayrıca otlak arazilerde çalışma çeşitli riskleri de beraberinde getirmektedir. Özellikle yaz döneminde ülkemizde görülen KKKA (Kırım Kongo Kanamalı Ateşi) hastalığı kene türevi bir böceğin insan vücuduna bulaştırdığı bir hastalık olup genellikle otlak arazilerde çalışan tarım işçileri en yüksek risk grubunda yer almaktadır [3]. Bu sebeple ot biçme sürecinde otonom ve uzaktan kumandalı bir tarım aleti kullanılması kene gibi haşerat kaynaklı hastalık ve ölüm riskini azaltmaktadır. Ayrıca dar kesitli arazilerde çalışırken otonom ve uzaktan kullanım imkanları sayesinde tarım işçilerinin iş gücü kapasitesi ve iş konforu artacaktır. İlâveten elektrikli motor kullanımı, petrol kökenli yakıt kullanan içten yanmalı motor azaltacaktır. Bu sayede yakıtlardan kaynaklı olarak arazide ortaya çıkabilecek yangın riski azalacak, hem de arazide üretim ve işleme sırasındaki karbon salınımı azaltılabilecektir.

Bununla beraber günümüzde tarım teknolojileri sektörüne yapılan yatırımlar da giderek artmakta ve üretimde mekanizasyon oranı da giderek yükselmektedir. Köyden kente doğru yaşanan göç, tarımsal üretimde çalışacak genç işgücünün azalması, terk edilen arazilerin ekilmeyen boş kalması, tarımda üretim ve verimin düşmesi, kırsal yoksulluğun artması gibi birçok sorunu da beraberinde getirmektedir [4]. Tarımda giderek yaşanan ve tarım dışına kayan bir üretici sorunu yaşanmaktadır [5]. Tarım sektöründeki istihdam oranının azalması tarımsal faaliyetlerin azalmasına neden olmakta ve gıda enflasyonunun yükselmesine neden olmaktadır. Bu bağlamda ihtiyaç duyulan tarım ürünleri ithalat yolu ile temin edilerek dış ticaret açığının artmasına neden olmaktadır. Tarımsal mekanizasyon, toprağın kalitesini veya diğer üretim faktörlerini bozmadan insan zamanı ve emeğinin verimliliğini artırmak için alet ve makine kullanımını içerir ve çevresel, ekonomik ve sosyal konularla doğrudan ilişkili olması nedeniyle sürdürülebilirliği etkiler [6]. Ayrıca tarımda kullanılan makinelerin ithal ürünlerden oluşması yine dış ticaret açığının artmasına neden olmaktadır.

Tarım ve orman bakanlığı, teknolojik gelişmelere paralel olarak Tarım 4.0 uygulamalarının (tarımdaki nesnelerin interneti, A-IoT), önümüzdeki yıllarda çiftçilerin dünya gıda taleplerini karşılamasına yardımcı olacağı düşünülmektedir [7]. Bunu sürdürülebilir kılmak içinde hayvancılıkta kaba yem grupları arasında yer alan ot ve saman vb. zirai ürünlerin, uygun dönemlerde biçilmesi gerekmektedir [8]. Bu amaçla yukarıda vurgulandığı gibi kullanılan geleneksel ot biçme makineleri genellikle traktörlere ilave ekipmanlar olarak tasarlanmıştır. Buna rağmen yeşil ot alanları engebeli ve dar arazilerden oluşabilmekte ve hasat için gerekli zaman ve maliyet yükselmektedir. Ot ve çayır biçme konusunda var olan teknolojilerin yabancı menşeli oluşu ve düşük işleme kapasitesi nedeniyle bu alanda eksiklerin ve dışa bağımlılığın olduğu söylenebilir. Bu açıdan tarımda sürdürülebilirlik ve kalkınma için yerli-milli imkânlar ile geliştirilecek teknolojik tarım ürünlerinin desteklenmesi gerekmektedir.

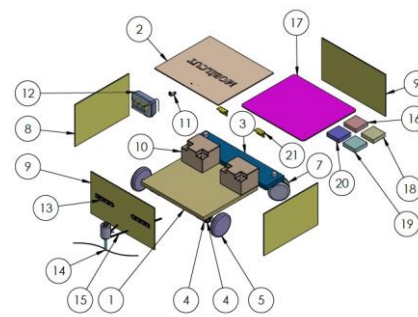
2. Yöntem

Tasarlanan ve gerçekleştirilen uzaktan kumandalı ot biçme makinesi 4 tekerlekli olup, harici olarak 2 tekerlekten tahrikli olacak şekilde tasarlanmıştır. Akü, kumanda tablası, regülatör, sürücü, iletişim kartı ve kontrol kartı gövde içerisinde yerleştirilmiştir. Biçme özelliği elektrik motoru ile tahrik edilen bir tırpan ile sağlanmaktadır. Şekil 3' te ot biçme makinesinin Solidworks programında çizilmiş katı model genel görünümü yer almaktadır.



Şekil 3: Ot biçme makinesi genel görünümü

Ot biçme makinesi ana gövdesi arka kısmında, gövde dengesini sağlayabilmek için 2 adet serbest salımlı tekerlek mevcuttur. Tırpan yüksekliği ana gövde üzerine farklı yüksekliklerde takılabilecek şekildedir. Tekerlek tahrik motorları 24 VDC gerilim ile desteklenmiştir. Sürücü ve regülatör elektrik motorlarına gerilim yönlendirilmesi sırasında kullanılacaktır. Şekil 4' de ot biçme makinesinin genel bileşenleri gösterilmektedir.



ÖGE NO.	PARÇA NUMARASI	MIKT.
1	Ana Gövde	1
2	Üst Kapak	1
3	Arka Teker Tutucu	1
4	Elektrik Motoru	3
5	Çekış Tekerleği	2
6	Motor Kelebeği	4
7	Arka Teker	2
8	Yan Panel	2
9	Ön ve Arka Paneller	2
10	Akü	2
11	Üst Far Ayacı	1
12	Üst Far	1
13	Ön Ledler	2
14	Misina Tutucu Başlık	1
15	Tırpan Tutucu Kızak	2
16	İletişim Kartı	1
17	Kumanda Tablası	1
18	Sürücü	1
19	Kontrol Kartı	1
20	Regülatör	1
21	Menteşe	2

Şekil 4: Ot biçme makinesi genel bileşenleri (patlatılmış montaj görünümü)

Tahrik tekerleklerine ana gövde içerisinde yerleştirilen 2 adet elektrik motorundan kayış vasıtası ile hareket iletilmektedir. Biçme motoruna (tırpan), misina veya zincirli biçme başlığı takılabilmektedir.

2.1. Kumanda ve Alıcı

Bir kara aracını hareket ettirmek ve yön vermek için en az 2 kanala sahip bir uzaktan kumanda gereklidir. RC kumandalarda dünyada ve ülkemizde en sık kullanılan ve bu projede de araca yön verme ve biçme motorunu kontrol etmekte kullanılan kumanda Şekil 5’de görülmektedir. Günümüzde, RC uzaktan kumandaların neredeyse hepsi 2.4 GHz frekansta çalışmaktadır. Bu sayede anten boyları kısalmış ve frekansın birbiri ile karışma olasılığı neredeyse yok olmuştur, çünkü 2.4 GHz kumandalar, eski 35 MHz veya 72 MHz kumandaların aksine dijital haberleşme yaparlar ve alıcı ile kumanda bir şifreleme ile birbirine eşleşir. Bu eşleşme işlemi sadece bir kez yapılır ve daha sonra o kumanda sadece kendi şifresini tanıyan alıcılar ile haberleşebilir. 2.4 GHz sistemler, menzil konusunda ise en az 500m civarında bir performans gösterirler. Bu mesafe, orta boyutlu bir bahçenin biçilmesi için fazlasıyla yeterlidir.



Şekil 5: Ot biçme makinesi kontrol kumandası

2.2. Batarya grubu

Ot biçme makinesi şehir şebekesinden bağımsız çalışacağından bu çalışmada kullanılan piller lityum polimer (li-po) tipteki pillerdir. Bu piller ağırlık ve boyutlarına oranla oldukça fazla enerji verebilme yeteneğine sahiptir. Lityum polimer pillerin her bir hücresi, nominal olarak 3,7V, tam dolu olduklarında ise 4,2V gerilime sahiptir. Bu hücreler, birbirine paralel ve seri bağlanarak bataryanın kapasitesinin veya geriliminin artımı sağlanır. Örneğin 3S diye tabir edilen bir lityum batarya, $3 \times 3,7V = 11,1V$ nominal gerilime; tam şarjlı iken ise 12,6V gerilime sahiptir. Lityum bataryaların miliamper saat (mAh) cinsinden kapasiteleri üzerlerinde belirtilir. Ayrıca bu kapasiteye oranla ne kadar akım verebildikleri üzerinde yazan “C” değerine bağlıdır. Çalışmada kullanılan batarya grubu Şekil 6’da verilmiştir.

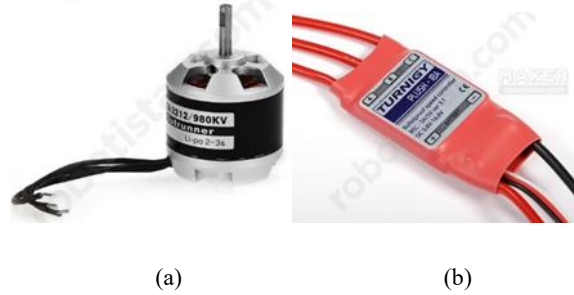


Şekil 6: Ot biçme makinesi motor grubuna enerji sağlayacak batarya

2.3. Motorlar ve Motor Sürücüler (ESC)

Ot biçme mekanizmasında ot kesme başlığının takılacağı mekanizmada Fırçasız DC motor olarak bilinen motorlar

tercih edilmiştir. Bu tipte motor kullanılmasının sebebi, fırçasız motorların fırçalı motorlara göre çok daha verimli olması ve aşınan parça sayısının az olmasıdır. Fırçasız motorların kullanılabilmesi için mutlaka sürüye ihtiyaçları vardır. RC model dünyasında bu sürücüye Electronic Speed Control ya da kısaca ESC denilmektedir. ESC Akım ve çalışma gerilimleri motorlara uygun seçilmiştir. Biçme mekanizmasında kullanılan motor ve sürücü Şekil 7’de verilmiştir.



Şekil 7: Ot biçme mekanizmasında kullanılan motor(a) ve sürücü(b)

2.4. Tekerlekler ve Hareket Elemanı Bağlantıları

Ot biçme makinesi gövdesini istenilen doğrultuda hareket edebilmesi için ayrı ayrı tahrik edilebilen 2 adet ön tekerlek ve gövde dengesinin sağlanabilmesi için 2 adet takipçi tekerlek kullanılmıştır. Ön tekerlekler elektrik motoru ile flanş ve kama bağlantısı yapılmıştır. Takipçi tekerlek montajında manevra sürtünmesinin azaltılabilmesi için aksiyal rulman kullanılmıştır. Şekil 8’de çekiş tekerlekleri ve takipçi tekerleklerine ait genel görünüm yer almaktadır.



Şekil 8: Ot biçme makinesi arka(a) ve ön tekerleği(b)

Ön tekerleklerin tahrik edilebilmesi için 24V gerilim beslemeli, düşük devirli DC motor kullanılmıştır. Şekil 9’da kullanılacak motor ve sürücüsü görülmektedir.



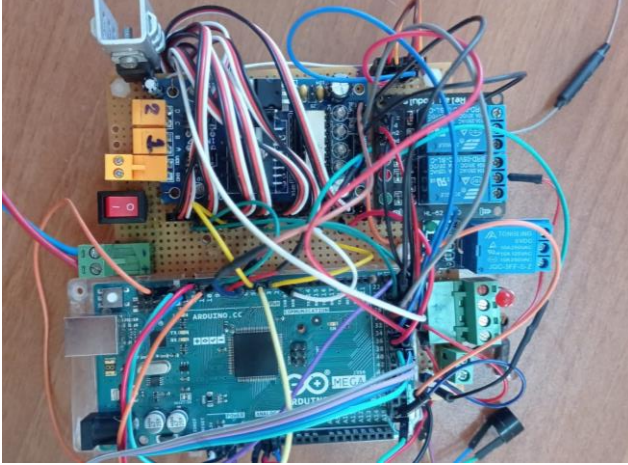
Şekil 9: Ot biçme makinesi tahrik motoru (a) ve sürücüsü (b)

2.5. Algılayıcılar

Araç üzerinde; önüne bir engel geldiğinde aracı ve biçme mekanizmasını, kumanda komutuna rağmen otomatik durdurma amaçlı ultrasonik mesafe sensörü (HC-SR04) mevcuttur. Böyle bir engel durumunda veya araç geriye doğru giderken çevreyi bilgilendirme amaçlı sesli uyarı sistemi (12mm devreli 5V Aktif Buzzer) devreye girmektedir. Ayrıca araç üzerinde engebeli arazilerde aşırı eğimlerde motor gücünü kesip aracın devrilmesini engelleyen İvmeölçer (ADXL345), gece çalışma modu için gerekli üst far ve ön ledler ve çeşitli sınırlandırıcı (Micro Switch) donanımlar da bulunmaktadır. İleride yapılacak çalışmalarda araç üzerine güvenlik ve koruma amaçlı; motorlar aşırı yüklenirse sistemi otomatik durduracak akım sensörleri (ACS712), motorlar aşırı ısındığında uyarı verme ve sistemi kapatma amaçlı sıcaklık sensörü (LM60BIM3 Sot23 Smd) ve işlevselliğini artırma amaçlı da kamera (5 megapiksel OV5647 sensörü), pan-tilt modül, lazer ışık kaynağı (istenmeyen otların imhasında kullanılmak amaçlı), servo motorlar vs.) yerleştirilmesi amaçlanmaktadır. Bunun yanında gerçek zamanlı olarak kumanda kanal değerlerini, motor durumunu ve hata mesajlarını gösterme amaçlı LCD veya OLED Ekran montajı da düşünülmektedir.

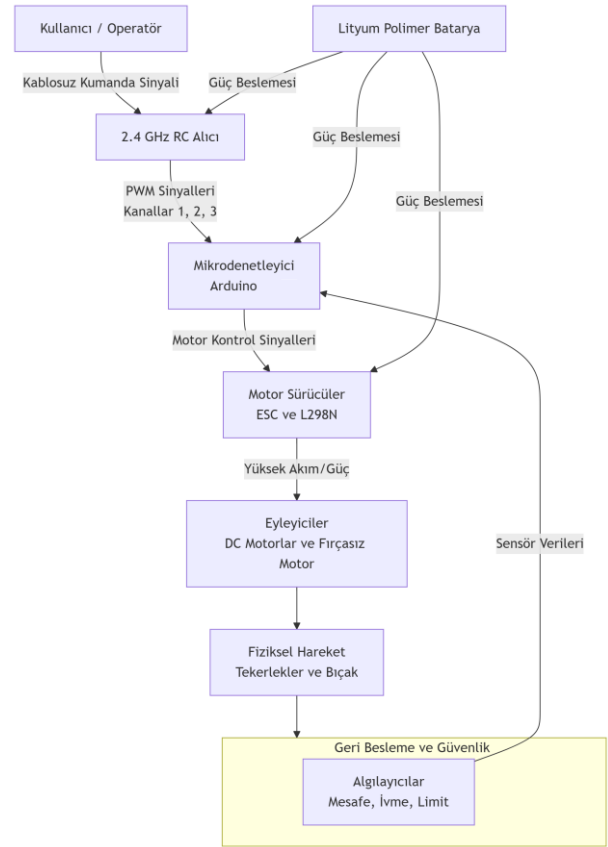
2.6. Cihaz Kontrol Sistemi ve Blok Şeması

Cihazda Arduino mikrodeneleyici ile yerli-milli alıcı kart tasarımı ve yazılım geliştirilmiştir (Şekil 10). Kumandadan gelecek sinyaller, bu yazılım ile çözülmüş ve alıcı kartta yorumlanarak gerekli donanımlar aktifleştirilmiştir.



Şekil 10: Ot biçme makinesi kontrol devresi

Şekil 11, sistemin ana bileşenlerini, alt sistemler arasındaki etkileşimi ve veri/komut/güç akışlarını kapsamlı bir şekilde göstermektedir.



Şekil 11: Ot biçme makinesi kontrol mimarisi

2.7. Sözde Kod (Pseudocode)

Sözde kod, bilgisayar bilimi ve yazılım mühendisliği alanında temel bir araçtır. Bir algoritmanın veya programın mantığını açıklamak için yapılandırılmış bir format sağlayarak doğal dil ile programlama dilleri arasındaki boşluğu doldurur [9]. Aşağıda, araçtaki gömülü sistem yazılım kodlarının sözde kodları bulunmaktadır.

```
VARIABLES:
  channel1, channel2, channel3: LONG
  ENA = 10, ENB = 11, INA = 12, INC = 13 # Drive motors
  ENK = 6, INK = 8, INL = 7 # Blade height motor
  speed = 0

FUNCTION setup():
  SET_PIN_MODES:
    INPUT: 2 (channel1), 3 (channel2), 9 (channel3)
    OUTPUT: 4 (back LED), 5 (forward LED)
    OUTPUT: All motor control pins (ENA, ENB, INA, INC, ENK, INK, INL)
  INIT_SERIAL(9600)
  STOP_ALL_MOTORS()

FUNCTION loop():
  WHILE TRUE:
    # Read RC receiver signals
    channel1 = PULSE_IN(2, HIGH) # Steering
    channel2 = PULSE_IN(3, HIGH) # Throttle
    channel3 = PULSE_IN(9, HIGH) # Blade height
    # STEERING CONTROL (channel1)
    IF channel1 <= 1400:
      SET_MOTOR(INA=HIGH, INC=LOW) # Right turn
      PWM(ENA=255, ENB=255)
    ELIF channel1 >= 1600:
      SET_MOTOR(INA=LOW, INC=HIGH) # Left turn
      PWM(ENA=255, ENB=255)
```

```
# THROTTLE CONTROL (channel12)
IF channel12 <= 1400:
    SET_MOTOR(INA=HIGH, INC=HIGH) # Forward
    PWM(ENA=255, ENB=255)
    DIGITAL_WRITE(5, HIGH) # FWD LED
ELIF channel12 >= 1600:
    SET_MOTOR(INA=LOW, INC=LOW) # Reverse
    PWM(ENA=255, ENB=255)
    DIGITAL_WRITE(4, HIGH) # REV LED
ELSE:
    STOP_DRIVE_MOTORS()
    LEDS_OFF()
# BLADE CONTROL (channel13)
IF channel13 >= 1600:
    SET_MOTOR(INK=HIGH, INL=LOW) # Raise blade
    PWM(ENK=255)
ELIF channel13 <= 1400:
    SET_MOTOR(INK=LOW, INL=HIGH) # Lower blade
    PWM(ENK=255)
ELSE:
    STOP_BLADE_MOTOR()
```

3. Sonuçlar

Yukarıda belirtilen aksamlar bir araya getirilerek tasarım, teknolojik bir tarım ürününe dönüştürülmüştür. Bu amaçla ilk prototip elde edebilme adına proje ekibi ile yaptığımız atölye çalışmalarına ait görseller Şekil 12’ de verilmiştir.



Şekil 12: Proje ekibi ile yapılan atölye çalışmalarına ait görseller

Bu kapsamda yapılan ön çalışmalar neticesinde ürünün bir prototipi ortaya çıkmış ve ilk test sürüş denemeleri başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Ortaya çıkan ürünün başarılı bir şekilde işlevsel olduğu ve kullanılabilirliği belirgin bir şekilde görülmüştür. İlk test sürüşüne ait görseller Şekil 13’ de görülmektedir. Ürünün geliştirilme çalışmaları devam etmektedir.



Şekil 13. İlk test sürüşüne ait görseller

Yapılan çalışma, ticari bir ürüne dönüştüğü takdirde çiftçiler, tarım makinasi imalatçıları, ilgili bakanlık ve belediye birimleri, özel müteşebbisler gibi birçok sektörden teveccüh göreceğine inanılmaktadır.

Literatür araştırması yapıldığında görülen, ülkemizde henüz benzer bir tasarıma sahip ve ticarileşmiş bir ürünün olmadığıdır. Ürün bu anlamda yurt dışı ve yurt içi pazara hızlıca açılabilme potansiyelindedir. Saha araştırmasında bir takım çiftlik sahipleri ile yapılan ön görüşmelerde de böyle bir ürün çıktığı anda alabilecekleri belirtilmiştir. Bu anlamda ürün pazarı hazırdir.

Yerli imkanlarla geliştirilecek olan ot biçme makinesi bu alandaki dışa bağımlılığın azaltılmasına yardımcı olacaktır.

Bunun yanı sıra tarımsal faaliyetlerdeki iş yükünün hafifletilmesine katkı sağlayacaktır. Çiftçilerin personel eksikliğinden dolayı kullanamadıkları zira alanlar yeniden işlenebilir hale getirilecek ve tarım ekonomisine kazandırılacaktır. Ayrıca traktör vb. hasat makinelerinin dar arazilerde çalışması hem verimsiz olduğundan, park ve bahçelerdeki otların biçilmesi daha ekonomik ve pratik hale gelecektir. Çalışmaya ait Swot (Strengths, Weaknesses, Opportunities, Threats, Güçlü yönler, Zayıf yönler, Fırsatlar, Tehditler) analiz görseli Şekil 14' de görülmektedir.



Şekil 14: Çalışmaya ait SWOT analizi

Tartışma

Günümüzde tarım teknolojileri sektörüne yapılan yatırımlar giderek artmakta ve üretimde makineleşme oranı da giderek yükselmektedir. Teknoloji kullanarak tarımdaki problemlere yönelik çözümler oluşturması amaçlı yapılan bu projede, ileride yapılacak çalışmalarda, projeye ek donanımlar (GPS, Lidar vb.) sağlanarak biçme aracının, biçilecek alanı haritalandırması, tam otonom bir şekilde biçme işlemini gerçekleştirebilmesi ve yapay zekâ ve mobil desteklerde ilave edilerek çalışmanın daha akıllı hale getirilmesi amaçlanmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma, Ondokuz Mayıs Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü (Proje No: BAP08-2025-6004) tarafından desteklenmiştir. Desteklerinden dolayı teşekkür ederiz. Ayrıca çalışmamız, TEKNOFEST 2024 Tarım Teknolojileri Yarışması Üniversite ve Üzeri Seviyesi kategorisinde finalist olarak seçilmiş ve maddi destek alma hakkı kazanmıştır. İlgili birimlere teşekkür ederiz

Kaynakça

- [1] Anonim, DSİ 2022 Faaliyet Raporu. 2022, Türkiye Cumhuriyeti Tarım ve Orman Bakanlığı Devlet Su İşleri Genel Müdürlüğü.
- [2] Çevik, M. Çiftçilik yapmak isteyenlere arazi devletten. 2019; Available from: <http://www.turktarim.gov.tr/Haber/353/ciftcilik-yapmak-isteyenlere-arazi-devletten>.
- [3] Anonim, Kırım Kongo Kanamalı Ateşi (KKKA). 2023, Türkiye Cumhuriyeti Sağlık Bakanlığı.
- [4] Yalçın, G.E. and F. Öcal Kara, Kırsal Göç ve Tarımsal Üretime Etkileri. Harran Tarım ve Gıda Bilimleri Dergisi, 2016. 20(2): p. 154-158.

[5] Sav, O., Sayin, C., Tarımda Kalma Eğilimini Etkileyen Başlıca Faktörlerin Genel Bir Değerlendirmesi. Tarım ve Doğa Dergisi, 2018. 21: p. 190 – 197.

[6] Evcim, H., et al., Advancements and transitions in technologies for sustainable agricultural production. Economic and Environmental Studies 1642-2597, 2012. 12: p. 459-466.

[7] Anonim, Tarım 4.0. 2024, T.C. Tarım ve Orman Bakanlığı.

[8] Anonim. Küçükbaş Hayvan Beslenmesi ve Rasyon Planlaması. 21.05.2024; Available from: <https://tarimsalkrediegitimi.subu.edu.tr/blog/kucukbas-hayvan-beslenmesi-ve-rasyon-planlamasi>.

[9] Sümül, H. (2025). Design of A Novel IoT Based Mobile ECG Data Transmission System using ESP8266. European Journal of Technique (EJT), 15(1), 15-20. <https://doi.org/10.36222/ejt.1496616>

Gerçek Sistem ve Doğrusal Olmayan Model İçin Karşılaştırma Kabul Kriteri Belirleme

Obtaining Acceptance Criteria for Real Sytem and Nonlinear Model Comparison

Semih Aktaş

TUSAŞ Motor Sanayii A.Ş. , Eskişehir
semih.aktas@tei.com.tr

Özetçe

Doğada bulunan doğrusal olmayan karmaşık sistemlerin modelleri kontrol sistemi tasarımı için diferansiyel denklemlerin Taylor seri açılımı ve sistem tanımlama gibi yöntemlerle elde edilebilir. Doğrusallaştırılmış modele karşı elde edilen kontrolcü gerçek sistemde test edilmeden önce bilgisayar simülasyonunda gerçeğe yakın doğrusal olmayan model ile test edilmektedir. Bilgisayar simülasyonlarında alınan sonuçların gerçek sistemlerde de benzer çıkması için doğrusal olmayan detaylı modellerin gerçek sistemi yansıtmaları gerekmektedir. Bu çalışmanın amacı bilgisayar simülasyonları için oluşturulan doğrusal olmayan modeller için doğruluk kriteri belirlemektir. Bu çalışmada kontrol tasarımında kullanılan kararlılık kriterleri olan faz kazanç payının genel bir kural olarak 45 derece - 6dB olduğundan bahsedilmiştir. Birbirinden farklı, faz kazanç payları 45 derece – 6dB olan 3. mertebe transfer fonksiyonları analitik olarak elde edilmiştir. Bu transfer fonksiyonlarına farklı kazanç ve faz kombinasyonları eklenerek kararlılık analizleri yapılmıştır. Bu sayede 45 derece faz payı 6dB kazanç payı kriterine göre tasarlanmış kontrol sisteminin gerçek modelde ne kadarlık bir belirsizliği tolere edebildiği analiz edilmiştir.

Abstract

Systems in nature, which have generally nonlinear and complicated model can be linearized by Taylor series expansion of differential equations and system identification etc. Controller, which is designed with respect to linearized model, has to be tested with detailed nonlinear models in simulation environment. In order to have a similar result in real system operation compared to simulations, detailed nonlinear model has to behave like real system. This study aims to determine a acceptance criteria for similarity of nonlinear systems and the real system. As a rule of thumb control system has to have 45 degrees phase and 6dB gain margin. In this study, different transfer functions, which have 6dB gain and 45 degrees phase margin, have been obtained analytically. Different magnitude and combinations of phase and gain have been added to these transfer functions and checked their stabilities. In this way it is obtained that how much of an uncertainty can a controller handle before it goes to instability.

1. Giriş

Doğada bulunan sistemlerin büyük çoğunluğu, doğrusal olmayan ve karmaşık yapılar sergilemektedir. Buna karşın, özellikle havacılık endüstrisinde yaygın olarak kullanılan kontrol sistemi teorisi, yoğunlukla doğrusal ve zamandan bağımsız sistem varsayımlarına dayanmaktadır. Bu nedenle, doğrusal olmayan sistemlerin kontrol sistemine entegrasyonu genellikle doğrusallaştırma yoluyla gerçekleştirilmekte; bu süreçte transfer fonksiyonları ya da durum uzay modelleri elde edilmektedir.

Doğrusallaştırma işlemleri; diferansiyel denklemlerin Taylor serisi açılımı, pertürbasyon yöntemleri, ayrıntılı doğrusal olmayan modellerin sistem tanımlaması ya da test edilebilir fiziksel sistemlerin deneysel tanımlaması aracılığıyla gerçekleştirilebilmektedir [1].

Bazı uygulamalarda, kontrol edilecek sistemin tasarımı ile kontrol sisteminin tasarımı farklı ekipler tarafından yürütülmektedir. Bu tür durumlarda, sistem tasarımından sorumlu taraf, kontrol sistemini geliştirecek ekibe ayrıntılı bir sistem modeli sağlayarak, kontrolcü tasarımı ve doğrulama faaliyetlerinin bu modele dayalı olarak gerçekleştirilmesini talep edebilmektedir.

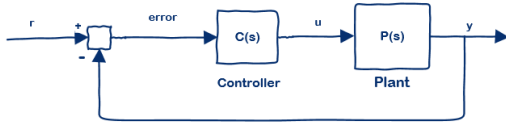
Kontrolcünün doğrudan fiziksel sistem üzerinde test edilmesinin yüksek maliyetli ya da riskli olduğu durumlarda — özellikle sertifikasyon gerektiren projelerde— detaylı doğrusal olmayan modeller üzerinden bilgisayar tabanlı simülasyonlar yapılmakta, böylece kontrol sisteminin performansı ve kararlılığı sanal ortamda değerlendirilmektedir. Bu simülasyonlar sonucunda elde edilen veriler doğrultusunda, kontrolcünün gerçek sistem üzerindeki testleri gerçekleştirilmekte ve benzer davranışların gözlenmesi beklenmektedir.

Bu bağlamda, gerçek sistem ile kontrol sistemi tasarımı ve doğrulamasında kullanılan modelin belirli bir benzerlik düzeyine sahip olması büyük önem taşımaktadır. Gerçek sistem ve detaylı model, aynı çalışma koşullarında ve aynı giriş sinyalleri altında uyarılarak, sistem tanımlama süreci ile elde edilen çıktılar karşılaştırılmakta ve modelin doğruluğu değerlendirilmektedir. Bu değerlendirmede, kontrol sistemlerinin kararlılık analizinde yaygın olarak kullanılan **6 dB kazanç payı** ve **45 derece faz payı** kriterleri referans alınmaktadır [2]. Söz konusu kriterler, sistemdeki modelleme hataları ve belirsizlikler karşısında kontrol sisteminin kararlı çalışmasını güvence altına almak amacıyla kullanılmaktadır.

Bu çalışmada, 6 dB kazanç ve 45° faz payına sahip çeşitli transfer fonksiyonları oluşturulmuş; ardından bu fonksiyonlara farklı oranlarda faz ve kazanç değişiklikleri uygulanarak sistem kararlılıkları test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar doğrultusunda, kararlılığı sağlayan bölge güvenlik amacıyla kısıtlanmış ve bu sayede kontrol sisteminin, gerçek sistemdeki belirsizliklere karşı dayanıklılığı gösterilmiştir. Sonuç olarak, gerçek sistem ile matematiksel model arasında izin verilebilir maksimum faz ve kazanç farklarının sınırları belirlenmiş ve bu farkların kontrolcü kabul kriteri açısından yeterli olup olmadığı ortaya konulmuştur.

2. Faz & Kazanç Payı Analizi Kullanarak Karşılaştırma Kriteri Belirleme

Faz ve kazanç payları, kapalı çevrim bir kontrol sisteminin, açık çevrim transfer fonksiyonundaki faz ve kazanç belirsizliklerine rağmen hangi sınırlar içerisinde kararlılığını koruyabileceğini belirlemekte kullanılan temel kararlılık ölçütleridir. Şekil 1'de gösterilen kapalı çevrim kontrol sisteminin açık çevrim transfer fonksiyonunun analizi ile bu kararlılık payları hesaplanabilmektedir.



Şekil 1 Kapalı çevrim kontrol sistemi blok modeli

Şekil 1'deki sistem için kapalı çevrim ve açık çevrim transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

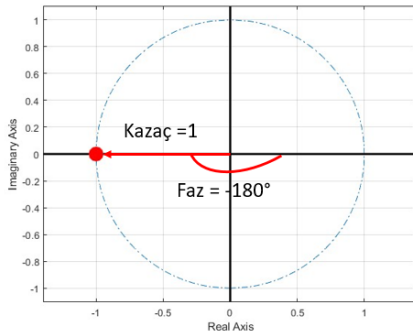
Kapalı çevrim transfer fonksiyonu:

$$\frac{CP}{1 + CP} \quad (1)$$

Açık çevrim transfer fonksiyonu:

$$G(s) = CP \quad (2)$$

Kapalı çevrim sistemin kararsız olması için denklemin payda kısmının 0 olması gerekmektedir. Bu sebeple açık çevrim transfer fonksiyonunun -1 olması gerekmektedir. [3] Şekil 2'de görüldüğü üzere -1 değeri kazanç olarak 1 ve faz olarak -180 dereceye denk gelmektedir.



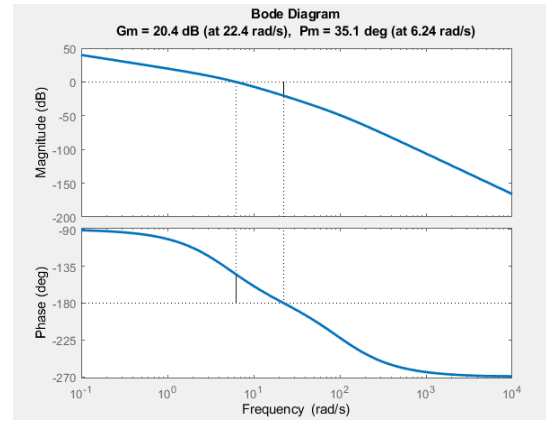
Şekil 2 Kompleks düzlemde -1'e denk gelen faz ve kazanç

Logaritmik (Bode) düzlemde ise kazanç değeri 1, 0 dB seviyesine karşılık gelmektedir. [4] Bu bilgiler ışığında, bir sistemin açık çevrim transfer fonksiyonunun Bode diyagramı üzerinden faz ve kazanç payları şu şekilde belirlenebilir:

- Açık çevrim transfer fonksiyonunun genlik (kazanç) eğrisinin 0 dB'yi kestiği frekansta, fazın -180° ile arasındaki fark faz payı olarak tanımlanır.
- Faz eğrisinin -180°'yi kestiği frekansta, kazancın 0 dB ile arasındaki fark ise kazanç payıdır.

Bu durumu daha iyi açıklamak amacıyla, aşağıda verilen açık çevrim transfer fonksiyonu için faz ve kazanç payı analizi Şekil 3'de gösterilmiştir:

$$G(s) = \frac{5000}{s(s+5)(s+100)} \quad (3)$$



Şekil 3 Örnek faz kazanç payı analizi

2.1. Faz ve Kazanç Belirsizliklerinin Birlikte Oluşması

Faz ve kazanç payı analizleri, tanım gereği yalnızca fazda ya da kazançta tekil (bağımsız) bir belirsizlik söz konusu olduğunda geçerlidir. Önceki bölümde de ifade edildiği üzere, kazanç payı; sistemin faz eğrisinin -180°'yi kestiği frekanstaki kazanç değeri ile ilgilidir. Bu noktada, faz zaten -180° olduğundan, sisteme ilave bir faz belirsizliği uygulanması durumunda kararlılık bozulur ve dolayısıyla faz payı tanımı bu durumda geçerli olmaz.

Benzer şekilde, faz payı da sistemin kazanç eğrisinin 0 dB'yi kestiği frekanstaki faz değeri esas alınarak hesaplanır. Ancak, bu frekansta sistem kazancı zaten 0 dB ise ve sisteme ilave kazanç uygulanırsa, sistemin kararlılığı tehlikeye gireceğinden kazanç payı da sıfırlanır. [5]

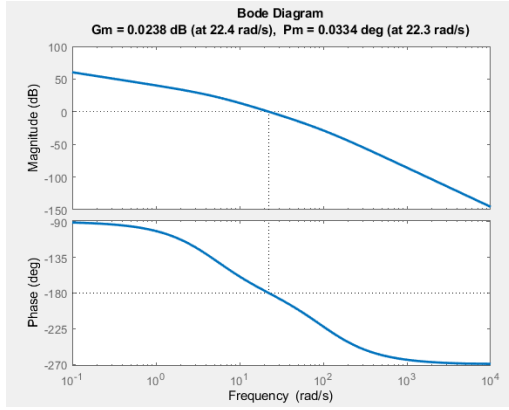
Örneğin, Şekil 3'de verilen transfer fonksiyonuna 20.4 dB kazanç eklendiğinde, sistemin faz ve kazanç payları eş zamanlı olarak 0 olmaktadır. Bu durum Şekil 4'te açıkça gözlemlenmektedir.

İlgili kazanç değeri aşağıdaki denklemlerle hesaplanmıştır:

$$20 \log K = 20.4 \text{ dB} \quad (4)$$

$$K = 10.4 \quad (5)$$

Şekil 4'de K x G transfer fonksiyonunun faz kazanç payı analizi görülmektedir.



Şekil 4 20.4dB kazanç ekleniş örnek tranfer fonksiyonu faz kazanç payı analizi

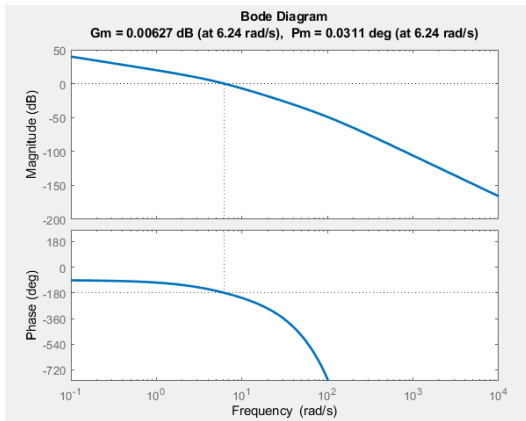
Benzer şekilde, Şekil 3'teki sistem modeline 35.1° faz eklendiğinde, sistem yine hem kazanç hem de faz açısından sıfır güvenlik payı ile çalışmakta, dolayısıyla kararlılığın sınırına ulaşmaktadır. Bu duruma ait analiz sonuçları Şekil 5'te sunulmuştur.

İlgili faz kaymasının gecikme süresi olarak karşılığı aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$T = \frac{(35.1)(2)(\pi)}{(360)(6.24)} \quad (6)$$

$$T = 0.0982 \quad (7)$$

Şekil 5 Şekil 4'de e^{-sT} x G(s) transfer fonksiyonunun faz kazanç payı analizi görülmektedir.



Şekil 5 35.1 derece faz eklenen örnek transfer fonksiyonu faz kazanç payı analizi

Bu bulgular, faz ve kazanç belirsizliklerinin aynı anda sistemde mevcut olduğu durumlarda, klasik 6 dB kazanç payı ve 45° faz payı kriterlerine göre tasarlanmış kontrolcülerin yeterli güvenlik payı sağlayamayabileceğini göstermektedir. Dolayısıyla bu tür tasarımlarda eş zamanlı çoklu belirsizlikler

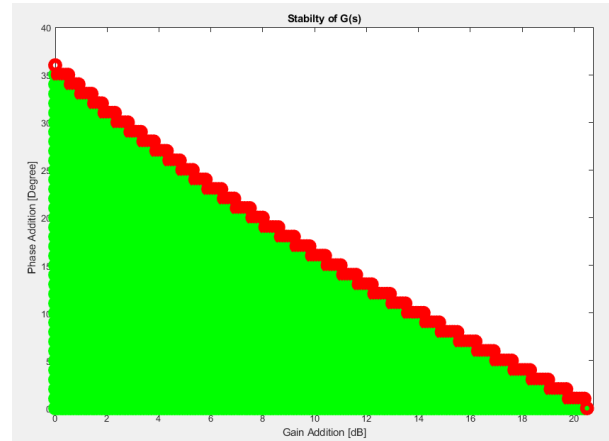
için daha gelişmiş kararlılık analiz yöntemlerinin kullanılması gereklidir.

2.2. Farklı Kombinasyonlardaki Faz ve Kazanç Belirsizliklerinin Kararlık Üzerine Etkileri

Bir önceki bölümde, faz ve kazanç payı kavramlarının tanım gereği yalnızca tekil belirsizlikler (yalnızca faz veya yalnızca kazanç) için geçerli olduğu ifade edilmiştir. Ancak gerçek sistemlerde, bu iki belirsizlik türü genellikle eş zamanlı olarak ortaya çıkabilmektedir. Bu nedenle, hem faz hem de kazanç belirsizliğinin aynı anda uygulanması durumunda sistemin kararlılık durumu, sayısal bir iteratif analiz yöntemi kullanılarak incelenmiştir.

Bu kapsamda, Bölüm 2.1'de tanımlanan referans transfer fonksiyonuna, kazanç payı sınırına kadar (0 dB'den başlayarak artan adımlarla) çeşitli kazanç değerleri; buna paralel olarak da faz payı sınırına kadar (0°'den başlayarak artan adımlarla) farklı faz gecikmeleri eklenmiştir. Oluşturulan bu faz-kazanç kombinasyonları, sistemin kararlılık durumunu test etmek amacıyla ayrı ayrı değerlendirilmiştir.

Her bir kombinasyon için sistem kararlı kalıyorsa ilgili nokta yeşil, sistem kararsız hale geliyorsa kırmızı renkle gösterilmiştir. Bu yöntemle oluşturulan örnek kararlılık bölgesi Şekil 6'da sunulmaktadır.



Şekil 6 Farklı miktarda faz ve kazanç kombinasyonları eklenen örnek sistemin kararlılık analizi

Şekil 6'da:

- Y eksen: Sisteme eklenen faz gecikmesini (°) göstermektedir.
- X eksen: Sisteme eklenen kazanç değişimini (dB) göstermektedir.

Sadece faz belirsizliği eklendiğinde sistemin kararsız hale geçtiği nokta, faz payını; sadece kazanç değişimi uygulandığında kararsızlık sınırı ise kazanç payını temsil etmektedir. Her iki tür belirsizlik aynı anda uygulandığında oluşan kararsızlık sınırı, kırmızı eğri ile görselleştirilmiştir.

Bu analiz yöntemi, klasik faz ve kazanç payı tanımlarının eş zamanlı belirsizlikler karşısında yetersiz kaldığını göstermektedir. Dolayısıyla, kontrolcü tasarımı ve sistem doğrulama süreçlerinde çok boyutlu kararlılık analizlerine ihtiyaç duyulmaktadır.[6]

2.3. 6dB Kazanç ve 45 Derece Faz Payına Sahip Transfer Fonksiyonu Elde Edilmesi

Önceki bölümlerde, örnek bir transfer fonksiyonu üzerinden sistem kararlılığını değerlendirmek amacıyla kullanılacak karşılaştırma kriterlerinin belirlenme yöntemi açıklanmıştır. Bu bağlamda, kontrol sistemlerinin 6 dB kazanç payı ve 45° faz payı gibi standart kararlılık kriterlerini karşılayıp karşılamadığı analiz edilmiştir. Şimdi ise, bu değerlere sahip sistemlere farklı oranlarda faz ve kazanç belirsizlikleri uygulandığında sistem kararlılığının nasıl etkileneceği incelenmektedir. Bu amaçla, öncelikle 6 dB kazanç payı ve 45° faz payı sağlayan transfer fonksiyonlarının elde edilmesi gerekmektedir.

Farklı sistemlerin karşılaştırılabilir olması için aynı kazanç ve faz payına sahip birden fazla transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Böylece, bu sistemlerin aynı oranda bozulmaya (örneğin faz gecikmesi veya kazanç artışı) maruz kaldıklarında benzer kararlılık davranışları sergileyip sergilemedikleri değerlendirilebilecektir.

Bu kapsamda, üçüncü mertebeden genel bir sistem aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$G(s) = \frac{K}{s(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (8)$$

Bode diyagramına geçiş için; [1]

$$s = j\omega \quad (9)$$

Denklemleri aşağıdaki adımları takip ederek payda kompleks ifadelerden kurtarılabilir.

$$G(j\omega) = \frac{K}{j\omega(-\omega^2 + 2\zeta\omega_n j\omega + \omega_n^2)} \quad (10)$$

$$G(j\omega) = \frac{K}{-\omega^3 j - 2\zeta\omega_n \omega^2 + \omega_n^2 j\omega} \quad (11)$$

$$G(j\omega) = \frac{K}{-2\zeta\omega_n \omega^2 + (\omega_n^2 \omega - \omega^3)j} \quad (12)$$

$$G(j\omega) = \frac{K(-2\zeta\omega_n \omega^2 - (\omega_n^2 \omega - \omega^3)j)}{4\zeta^2 \omega_n^2 \omega^4 + (\omega_n^4 \omega^2 - \omega^6)} \quad (13)$$

Elde edilen transfer fonksiyonunun 6dB kazanç payı ve 45 derece faz payı kriterini sağlaması için aşağıdaki eşitlikler kurulmuştur.

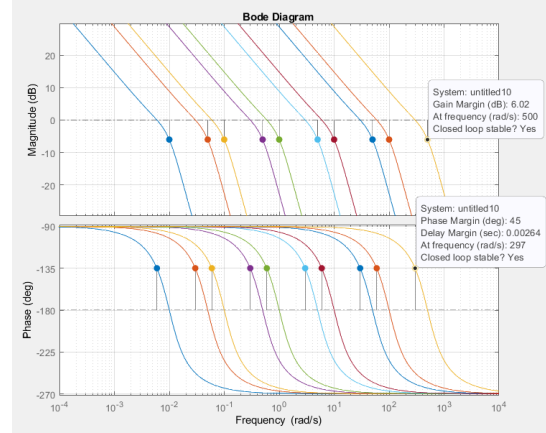
$$|G(j\omega)| = 0dB \text{ for } \omega = \omega_{gc} \quad (14)$$

$$|G(j\omega)| = -6dB \text{ for } \omega = \omega_{pc} \quad (15)$$

$$\angle G(j\omega) = -180^\circ \text{ for } \omega = \omega_{pc} \quad (16)$$

$$\angle G(j\omega) = -135^\circ \text{ for } \omega = \omega_{gc} \quad (17)$$

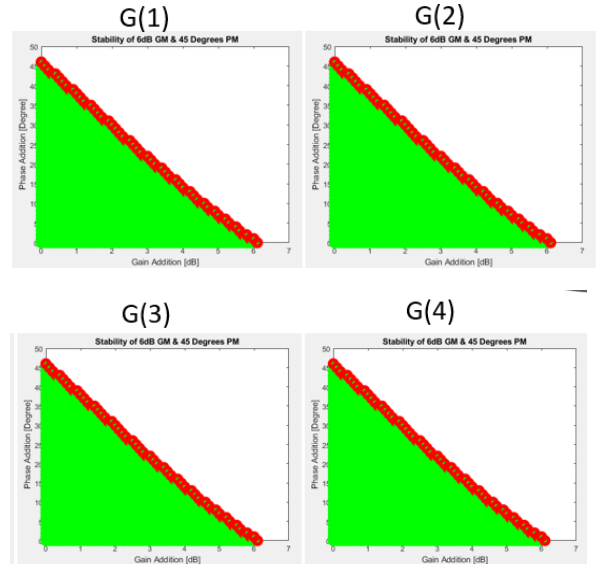
Bu sistem 5 bilinmeyen (ω_{gc} , ω_{pc} , ω_n , ζ ve K) ve yalnızca 4 denklem içerdiğinden çözüm tekil değildir. Bu nedenle, çözümleme sürecini sadeleştirmek amacıyla K=1 kabul edilerek parametreler belirlenmiştir. Elde edilen 10 farklı transfer fonksiyonun bode diyagramları Şekil 7'de görülmektedir.

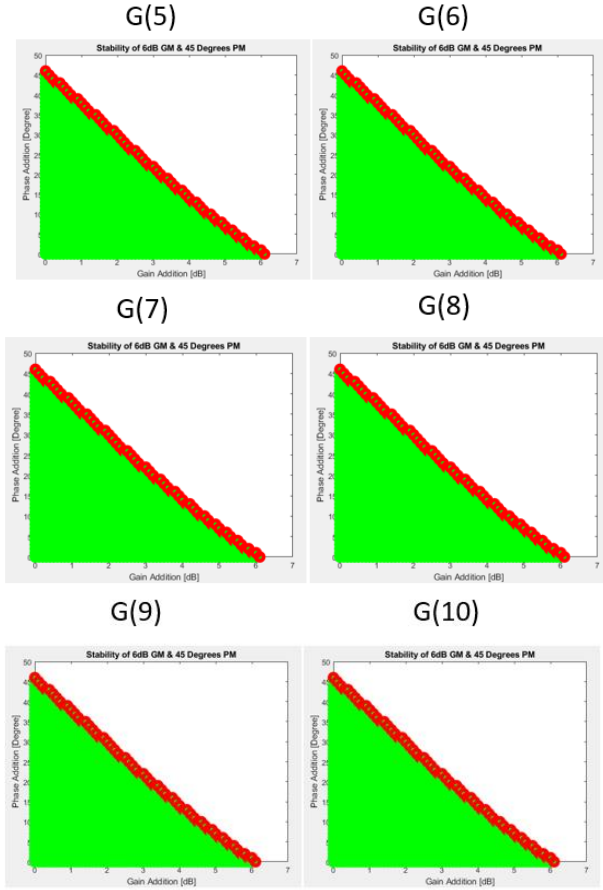


Şekil 7 6dB kazanç ve 45 derece faz payına sahip farklı transfer fonksiyonlarının bode diyagramları

2.4. Karşılaştırma Kriterinin Belirlenmesi

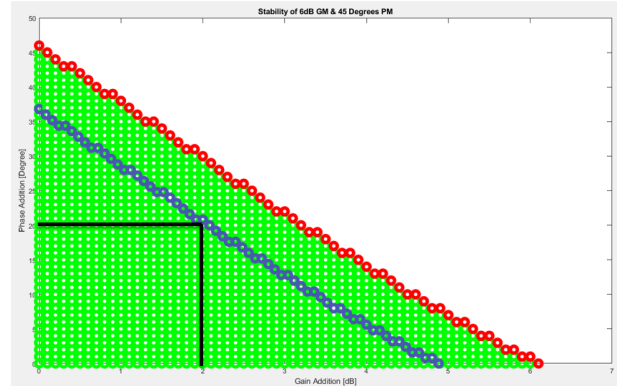
6dB kazanç ve 45 derece faz payına sahip 10 adet transfer fonksiyonuna farklı kombinasyonlarda faz ve kazanç eklendiğinde kararsızlığa geçtiği noktaların bire bir örtüştüğü Şekil 8'de görülmektedir.





Şekil 8 6dB kazanç ve 45 derece faz payına sahip farklı transfer fonksiyonlarının faz ve kazanç eklendiğindeki kararlılık durumları

Bu durumdan yola çıkarak, doğrusal olmayan detay modellere göre ve 6dB kazanç ve 45 derece faz payı gözeterek tasarladığımız kontrolcülerin gerçek sistemde de beklendiği gibi çalışması için detay modellerin gerçek sistemlere benzerliği kırmızı kararlılık çizgisi üzerinde bir yerde olabilir. Fakat bu durum ekstra belirsizlikleri de hesaba katmak için de bir güvenlik faktörü (0.8) ile çarpılarak Şekil 9'daki mavi eğri elde edilmiştir. Yalnızca fazda ve yalnızca kazançta belirsizlik olması diğerine de olumsuz etki ettiğinden mavi eğrinin içinde en geniş kare çizilerek bu alan içerisinde kalan bölge karşılaştırma için kabul kriteri olarak kabul edilmiştir. Şekil 9'da görüldüğü üzere 2dB kazanç ve 20 derece faz farkının kabul için üst limit olduğu belirlenmiştir.



Şekil 9 Karşılaştırma kabul kriteri bölgesi

3. Sonuçlar

Kontrol sistemi geliştirirken en önemli noktalardan biri de kontrol edilecek sistemin iyi tanınması başka bir deyişle gerçeğe yakın bir modelinin bulunmasıdır. Bu modellerin kontrol tasarımı için gerçek sistemi ne kadar yansıtmaları gerektiği de tasarım ve doğrulama aşamalarında önemli bir faktördür. Bu çalışma sistem modeline karşı tasarlanan kontrolcünün (C) değişmediğini varsayarak, sistem modelinin (G) ne kadar gerçekten farklı olduğunda açık çevrim transfer fonksiyonunun (C x G) hala kararlı bölgede kaldığını analiz etmiştir. Genel kural olarak 6dB kazanç ve 45 derece faz payı gözetilerek tasarlanan kontrolcünün (C), güvenlik faktörleri de göz önünde bulundurularak sistem modelindeki 2dB kazanç ve 20 derece faz belirsizliğini tolere edebildiği ortaya konulmuştur. Farklı faz ve kazanç payı gereksinimleri gözetilerek tasarlanan kontrolcüler için 2.3. numaralı başlıktaki çalışma tekrar edilerek ilgili faz ve kazanç payına sahip transfer fonksiyonları elde edilmelidir.

Kaynakça

- [1] Ogata, K. (2010). *Modern Control Engineering* (5th ed.). Prentice Hall.
- [2] AC 25.1329-IC – Approval of Flight Guidance Systems, Including change
- [3] Dorf, R. C., & Bishop, R. H. (2017). *Modern Control Systems* (13th ed.). Pearson.
- [4] Kuo, B. C., & Golnaraghi, F. (2009). *Automatic Control Systems* (9th ed.). Wiley.
- [5] Franklin, G. F., Powell, J. D., & Emami-Naeini, A. (2019). *Feedback Control of Dynamic Systems* (8th ed.). Pearson.
- [6] Skogestad, S., & Postlethwaite, I. (2005). *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design* (2nd ed.). Wiley.

Sabit Kanatlı Bir Hava Aracında Yanal Eksen İçin Çift Katmanlı Bozucu Gözleyici Tabanlı Kontrolcünün Tasarlanması ve Analiz Edilmesi

Design and Analysis of a Dual Layer Disturbance Observer Based Controller for Lateral Axis in a Fixed Wing Aircraft

Merve Demiroğlu^{1,2}, Yusuf Sincak², İlker Üstoğlu¹

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
ormanci18@itu.edu.tr
ustoglui@itu.edu.tr

²İnsansız Hava Araçları Başkanlığı
Türk Havacılık ve Uzay Sanayii, Ankara
yusuf.sincak@tai.com.tr

Özetçe

Kontrol sistemlerinde dış bozucuların ve modelleme belirsizliklerinin etkilerini minimize etmek, sistemin kararlılığını ve performansını artırmak için kritik bir gerekliliktir. Bunu sağlamak amacıyla bu çalışmada, sabit kanatlı bir hava aracının yanal eksenini için, çift katmanlı Bozucu Gözleyici (DOB) destekli bir PID kontrolcü ile otopilot sistemi tasarlanmış ve performansı analiz edilmiştir. Kontrol yapısı, iç ve dış bozucuların etkisini azaltmak amacıyla iç içe geçmiş iki DOB katmanı ile güçlendirilmiş PID kontrolcülerden oluşmaktadır. İç döngüde klasik DOB yöntemi minimum fazlı sistemler için; dış döngüde ise gelişmiş DOB yapısı minimum fazlı olmayan (NMP) sistemler için uygulanmıştır. Her iki döngüde de PID denetleyicilerle desteklenen yapı, bozucu etkiler karşısında sistemin kararlılığını ve referans takip başarımını artırmayı amaçlamaktadır. Tasarım ve tüm analizler Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Rüzgar etkisi ve model belirsizliği gibi bozucu senaryolarda yapılan analizler, önerilen yapının klasik PID kontrolcülere göre daha yüksek referans takip başarımı, daha kısa toparlanma süresi ve daha düşük kontrol işareti dalgalanması sağladığını göstermiştir.

Abstract

Minimizing the effects of external disturbances and modeling uncertainties is essential for enhancing the stability and performance of control systems. To address this, autopilot architecture was designed in this study for the lateral axis of a fixed-wing aircraft with a dual-layer Disturbance Observer (DOB)-based PID controller. The proposed scheme includes two nested DOB layers: a classical DOB in the inner loop for minimum phase systems, and an advanced DOB in the outer loop for non-minimum phase (NMP) systems. Both loops are supported by PID controllers, forming a robust structure capable of effectively rejecting both internal and external

disturbances. The design and all analyses were carried out in the Matlab/Simulink environment. Simulation studies carried out under disturbance scenarios such as wind effects and model uncertainties demonstrate that the proposed method achieves superior reference tracking performance, faster recovery time, and reduced control signal fluctuations compared to conventional PID controllers.

1. Giriş

Havacılık teknolojileri, artan uçuş güvenliği ve görev başarımı gereksinimleri doğrultusunda sürekli olarak gelişmekte olup, kontrol sistemleri bu sürecin temel yapı taşlarından birini oluşturmaktadır. Sabit kanatlı hava araçlarında görev boyunca karşılaşılan aerodinamik değişimler, modelleme belirsizlikleri ve atmosferik bozucular, uçuş performansını ve sistem kararlılığını doğrudan etkileyen önemli faktörlerdir. Bu tür bozucu etkilerin gerçek zamanlı olarak bastırılması, yalnızca görev başarımı açısından değil, aynı zamanda uçuş güvenliği açısından da kritik bir gerekliliktir [1,2].

Modern uçuş kontrol sistemleri, sadece temel yönlendirme işlevlerini yerine getirmekle kalmaz; aynı zamanda uçuş sırasında karşılaşılan beklenmeyen durumlara da müdahale ederek sistemin kararlılığını korumayı hedefler. Bu bağlamda, otopilot sistemleri hava aracının çevresel değişimlere karşı daha hassas yanıtlar üretebilmesini sağlar. Özellikle sabit kanatlı insansız hava araçlarında (İHA), dış bozucuların etkisiyle oluşabilecek sapmalar, sistemin kontrolsüz hale gelmesine ya da görev başarısızlığına yol açabilir. Bu tür durumların önüne geçilebilmesi için, bozucu bastırma kabiliyeti yüksek kontrol sistemlerinin geliştirilmesine ihtiyaç duyulmaktadır [3].

Geleneksel kontrol yaklaşımlarından biri olan PID denetleyiciler, endüstride yaygın olarak kullanılmakta olup basit yapısı ve kolay uygulanabilirliği ile öne çıkmaktadır [4]. Ancak, dış bozucular ve model belirsizlikleri karşısında sınırlı direnç gösterebilmeleri nedeniyle, tek başına kullanıldığında karmaşık sistemlerde yeterli performansı sağlayamayabilirler.

Bu nedenle, PID kontrol yapılarının gürbüz hale getirilmesi için gözleyiciler gibi ileri düzey tamamlayıcı yöntemlerin entegrasyonu araştırma konusu haline gelmiştir [5].

Gözleyiciler, bir sistemdeki bilinmeyen ve gözlemlenemeyen durum değişkenlerini veya harici bozucuları tahmin ederek kontrol sisteminin bu bozucuları kompanse etmesine ve sistemin daha hassas bir şekilde yönetilmesine olanak tanır. Kontrol algoritmaları, yalnızca doğrudan gözlemlenebilen verilere dayanırsa, bu tür değişkenleri göz ardı edebilir ve bu da kontrol performansını zayıflatır. Bu nedenle, gözleyiciler sistemi etkileyen bilinmeyen veya ölçülemeyen durumları tahmin ederek, kontrol algoritmalarının daha hassas çalışmasına olanak sağlar [6,7]. Bu bağlamda, modern insansız otopilot sistemleri ve gelişmiş kontrol stratejileri, gözleyicilerin sağladığı tahmin gücünden faydalanarak karmaşık uçuş senaryolarına başarıyla uyum gösterebilir.

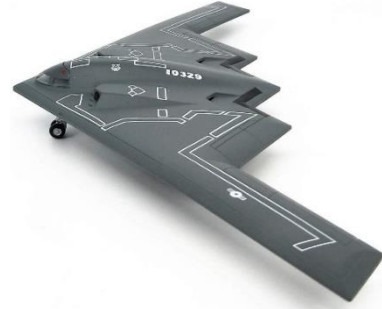
Bu çalışmada, sabit kanatlı bir hava aracının yanal eksen için tasarlanan otopilot sisteminde, PID denetleyicilere entegre edilmiş çift katmanlı DOB yapısı önerilmektedir. Sistem mimarisi, iç döngüde klasik DOB yaklaşımıyla minimum fazlı sistemler için, dış döngüde ise gelişmiş DOB yaklaşımıyla NMP sistemler için bozucu bastırma hedeflemektedir. Bu yapı ile hem iç hem de dış kaynaklı bozulalara karşı sistemin kararlılığı ve referans takip başarımı artırılmaktadır.

Bu çalışma kapsamında, sabit kanatlı bir hava aracı modeli üzerinden yanal eksen için geliştirilen DOB destekli PID kontrolcü ile tasarlanmış otopilot mimarisinin tasarım adımları sunulmakta; önerilen yöntemin, model belirsizliği ve rüzgar gibi bozucu etkiler altındaki performansı Matlab/Simulink ortamında yapılan benzetimlerle değerlendirilmektedir. Önerilen yaklaşımın, geleneksel PID denetleyicilere kıyasla referans takip başarımında artış, toparlanma süresinde azalma ve kontrol sinyalinde dalgalanma azaltımı gibi avantajlar sağladığı gösterilmiştir.

Çalışmanın sonraki bölümü 2’de sabit kanatlı hava aracının özelliklerine yer verilmiş, kullanılan PID kontrolcü mimarisine değinilmiş ve bozucu etkileri ve belirsizlikleri bastırmak için kullanılan hem klasik hem de gelişmiş DOB yapısı detaylı olarak anlatılmıştır. Bölüm 3’te hava aracı yanal kontrolü için otopilot tasarımına ve kurulan mimariye yer verilmiştir. Bölüm 4’te çalışma kapsamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile havacılıkta frekans analizi kararlılık kriterlerine ve Nichols grafiğine yer verilmiştir. Bölüm 5 ise test sonuçları üzerinden sistemin performansı değerlendirilmiştir.

2. Materyal ve Yöntem

Bu çalışmada otopilot sistemi tasarımı ve benzetim analizleri için, sabit kanatlı bir hava aracı olan B-2 Spirit’in 1:32 ölçekli modeli kullanılmıştır. B-2 Spirit, ucan kanat mimarisine sahip stratejik bir bombardıman uçağıdır. Düşük radar görünürlüğüne sahip bu platform, dikey kuyruk içermeyen özgün tasarımıyla öne çıkmaktadır. Bu nedenle, yanal eksende yönelme kontrolü sağlamak üzere kanat uçlarında yer alan ve iki ayrı yüzeyin farklı yönlerde hareket etmesiyle çalışan Ayırık Sürüklenme Dümeni (Split Drag Rudder-SDR) kullanılmaktadır. Bu yüzeyler, oluşturdukları farklı sürüklenme kuvvetleri ile savrulma momenti üretmekte ve yönelme kontrolünü mümkün kılmaktadır. Çalışma kapsamında irtifa 250 m ve hız 25 m/s düz uçuş denge koşulu kullanılmıştır. Yanal model için seçilen durumlar $[v, p, r, \Phi]^T$ ’dir. Girdiler ise $[\text{kanatçık}, \text{istikamet dümeni}]$ şeklindedir. Denge koşulunda elde edilen yanal doğrusal model denklem 1’de verilmiştir.



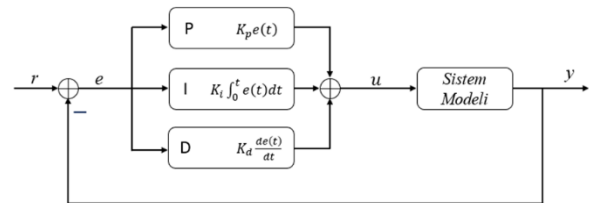
Şekil 1: B2-Spirit hava aracı.

$$A = \begin{bmatrix} -0.161 & 1.511 & -24.954 & 9.788 \\ -2.375 & -20.517 & 5.669 & 0 \\ 0.558 & -1.707 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0.061 & \approx 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & \approx 0 \\ -227.541 & 0 \\ -15.488 & -4.3545 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2.1. PID Kontrolcü

PID kontrol, mühendislik uygulamalarında en yaygın kullanılan geri besleme denetim stratejilerinden biridir ve basitliği, kolay uygulanabilirliği ve güvenilir performansı nedeniyle uzun yıllardır tercih edilmektedir. PID kontrolcüsü, sistemin mevcut hata sinyalini analiz ederek üç farklı bileşen aracılığıyla kontrol sinyali üretir: oransal (P) bileşen, hata büyüklüğüne bağlı olarak anlık bir tepki sağlar; integral (I) bileşen, geçmiş hata değerlerini göz önünde bulundurarak sistemin uzun vadeli doğruluğunu artırır; türev (D) bileşen ise sistemin gelecekteki davranışlarını tahmin ederek ani değişimlere karşı tepki verir. Ancak, PID denetleyicilerinin en büyük dezavantajlarından biri, modelleme belirsizlikleri ve dış bozulalara karşı duyarlılık göstermesidir. Özellikle hızlı değişen sistemlerde ve doğrusal olmayan dinamiklerde, geleneksel PID denetleyicisinin performansı yetersiz kalabilir. Bu nedenle, PID kontrolcülerinin DOB gibi ek bir yöntemle birleştirilerek daha dayanıklı hale getirilmesi çalışma kapsamında önerilmektedir.



Şekil 2: PID kontrolcü genel şeması.

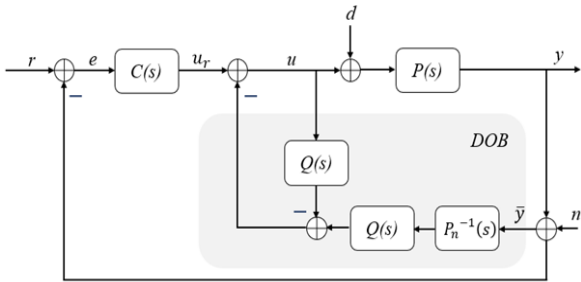
PID kontrolörün zaman alanında formülü denklem 2’de verilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(t) dt + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (2)$$

2.2. Klasik Bozucu Gözleyici Yöntemi

Klasik DOB yöntemi kontrol sistemlerinde dışsal bozucuların ve modelleme belirsizliklerinin etkilerini tahmin etmek ve telafi etmek amacıyla kullanılan dikkate değer yöntemlerden biridir. Sistemin gerçek modeli ($P(s)$) ile oluşturulan nominal model ($P_n(s)$) arasındaki fark, bir iç bozucu olarak değerlendirilir. Bu farkı hesaplamak için sistemin kararlılığını sağlamak ve cebirsel döngüleri önlemek için nominal modelin ters transfer fonksiyonu ($P_n^{-1}(s)$), genellikle alçak geçiren bir filtre ($Q(s)$) ile birlikte kullanılır. Bu fark ve dışsal kaynaklı bozucuların etkisinin toplamı ile total bozucu etkisi hesaplanır ve bu hesaplama, bozucu etkisini bastırmak için bir iptal sinyali olarak geri beslenir. Bu sayede DOB, dayanıklı kontrol için bir yöntem olarak kabul edilir. Başka bir ifade ile DOB, dayanıklı olmayan temel geri besleme kontrolörünü dayanıklı hale getirir. Temel kontrolör, dış bozucular, gürültüler veya belirsizlikler içermeyen nominal plant modeli için tasarlanır. DOB, iç geri besleme döngüsüne eklendiğinde, temel kontrolör ve nominal plant tarafından elde edilecek nominal kararlılık ve performans, bozucuların ve belirsizliklerin varlığında yaklaşık olarak geri kazanılabilir [8].

Bir SISO plant için genel DOB yapısı Şekil 3'te gösterilmiştir. Burada r referans komutu girişini, u_r kontrol girdisini, d dış bozucu girdisini, y model çıktısını ve n ise sensör gürültüsünü temsil etmektedir. $P(s)$, kontrol edilecek fiziksel plant'i, ($P_n(s)$) nominal plant modelini ve $C(s)$ geri besleme kontrolörünü ifade eder. Son olarak, $Q(s)$, cebirsel döngüleri önlemek için kullanılan genellikle alçak geçiren filtre olarak tasarlanan bir transfer fonksiyonudur [9,10].



Şekil 3: Klasik DOB genel yapısı.

DOB, $P_n^{-1}(s)$ ters nominal plant modelini kullanarak u 'yu tahmin etmeye dayanır. u_r ile u arasındaki farkı doğrudan geri besleyerek, yani bu farkın total bozucunun bir tahmini olduğu varsayılarak, bozucu reddi gerçekleştirilir. Ancak, bozucu sinyalinin tahmininin (\hat{d}) doğrudan geri beslemesi gerçekleştirilemez çünkü ters plant modelini kullanmak doğru bir yaklaşım değildir. Ayrıca, doğrudan geri besleme bir cebirsel döngüye de yol açar. Bu nedenle, $Q(s)$ filtresi kullanılmaktadır. Bu yaklaşım ile DOB tasarımı, $Q(s)$ filtresinin tasarımına indirgenebilir. Ancak $Q(s)$ 'nin seçimi, bozucu reddi ve gürültü reddi arasında bir tasarım dengesi gerektirdiğinden tasarımı dikkatli yapmak gerekir.

Bozucu Gözleyici çevrim davranışı sistemin girişleri ile çıkışı arasındaki ilişkiye ait denklemler 3-6'da verilen transfer fonksiyonları incelenerek analiz edilebilir.

$$y = G_{yr}(s) u_r + G_{yd}(s) d + G_{yn}(s) n \quad (3)$$

$$G_{yr}(s) = \frac{P(s) P_n(s)}{P_n(s) + (P(s) - P_n(s))Q(s)} \quad (4)$$

$$G_{yd}(s) = \frac{P(s) P_n(s)(1 - Q(s))}{P_n(s) + (P(s) - P_n(s))Q(s)} \quad (5)$$

$$G_{yn}(s) = \frac{P(s) Q(s)}{P_n(s) + (P(s) - P_n(s))Q(s)} \quad (6)$$

Denklem 5'te $Q(s) \approx 1$ olduğunda;

Çıkıştaki $G_{yd}(s)$ terimi yok olur ve $y \approx P_n(s) u_r + n$ haline gelir. Bu durum Bozucu Gözleyicinin bozucuları reddettiğini ve model uyumsuzluğunu telafi ettiğini gösterir.

Kontrol uygulamalarında, bozucular genellikle düşük frekanslarda baskınken, sensör gürültüsü yüksek frekanslarda baskındır. Bu durum ve Şekil 3'teki DOB'nin uygulanabilir olması için, $Q(s)$ filtresinin aşağıdaki 3 özelliğe sahip olması gerekmektedir.

$$\text{I. } \lim_{\omega \rightarrow 0} Q(j\omega) = 1$$

$Q(s)$ düşük frekanslarda 1'e giden (bozucu reddetme) ve yüksek frekanslarda 0'a giden (gürültü reddetme) yapıda olmalıdır. Bu da birim kararlı bir kazanca sahip bir alçak geçiren filtre olması gerektiği anlamına gelmektedir.

$$\text{II. } r(Q(s)) \geq r(P_n(s))$$

$Q(s)$ 'nin bağıl derecesi $P(s)$ 'nin bağıl derecesine eşit veya daha büyük olmalıdır.

III. $P(s) \cong P_n(s)$ olduğu durumda yani model belirsizliği minimal düzeyde olduğunda denklem 4-6'da verilen bozucu iç çevrim transfer fonksiyonları aşağıdaki hale dönüşür.

$$G_{yr}(s) = P(s) \quad (7)$$

$$G_{yd}(s) = P(s) (1 - Q(s)) \quad (8)$$

$$G_{yn}(s) = Q(s) \quad (9)$$

Denklem 8'de verilen $G_{yd}(s)$ transfer fonksiyonundan, $1 - Q(s)$ 'nin tüm frekanslar için maksimum kazancının küçük olması gerektiği sonucu çıkarılabilir. Ancak, $G_{yn}(s)$ transfer fonksiyonundan, $Q(s)$ 'nin de küçük olması gerektiği sonucuna varılır. Bu, birbiriyle çelişen bir gerekliliktir. Bundan dolayı $Q(s)$ 'nin seçimi, bozucu reddi ve gürültü reddi arasında bir tasarım dengesi gerektirir.

2.3. Gelişmiş Bozucu Gözleyici Yöntemi

DOB yöntemi bozucuları bastırmada etkin bir yöntem olmasına karşın minimum fazlı olmayan sistemlere uygulamada birtakım problemler yaşanmaktadır. Kullanılan nominal modelin ($P_n(s)$) sağ tarafta kararsız sıfırlarının olması durumunda Bozucu Gözleyici iç döngüsünde geri besleme yolunda nominal modelin ters transfer fonksiyonu ($P_n^{-1}(s)$) kullanıldığından kararsız sıfırlar kararsız kutuplara dönüşmektedir. Bu durum da bozucu gürültü tahmini ve sistem cevabı sonsuza gitmektedir. Bu durumu ortadan kaldırmak ve bu tarz sistemlere de Bozucu Gözleyici yöntemini uygulayabilmek adına verilen sisteme paralel yeni bir filtre eklenerek klasik Bozucu Gözleyici yöntemi değiştirilmektedir [11]. V-Filtresi olarak adlandırılan

The diagram illustrates a DOB-based control system. The reference r is compared with the output y to produce the error e . The error e is processed by the controller $C(s)$ to produce the control signal u_r . The control signal u_r is compared with the output y to produce the control signal u . The control signal u is the input to the plant $P(s)$. The plant output y is also the input to the disturbance observer DOB' . Inside DOB' , the control signal u is processed by $Q(s)$ and compared with the disturbance d to produce $V(s)$. The signal $V(s)$ is processed by $(P_n + V)^{-1}(s)$ to produce \bar{y} . The signal \bar{y} is compared with y to produce n . The signal n is processed by $Q(s)$ and compared with u to produce the final output y .

Bu yeni yapının asıl özelliği, DOB iç döngüsünde geri besleme yolundaki paralel bağlantıyı ($P_n(s) + V(s)$) minimum fazlı sisteme dönüştürecek şekilde yeni bir V-Filtre tasarlanmasıdır. Minimum fazlı olmayan sistemler için tasarlanan Bozucu Gözleyici çevrim davranışı sistemin girişleri ile çıkışı arasındaki ilişkiye ait denklem 10-13'te verilen transfer fonksiyonları incelenerek analiz edilebilir.

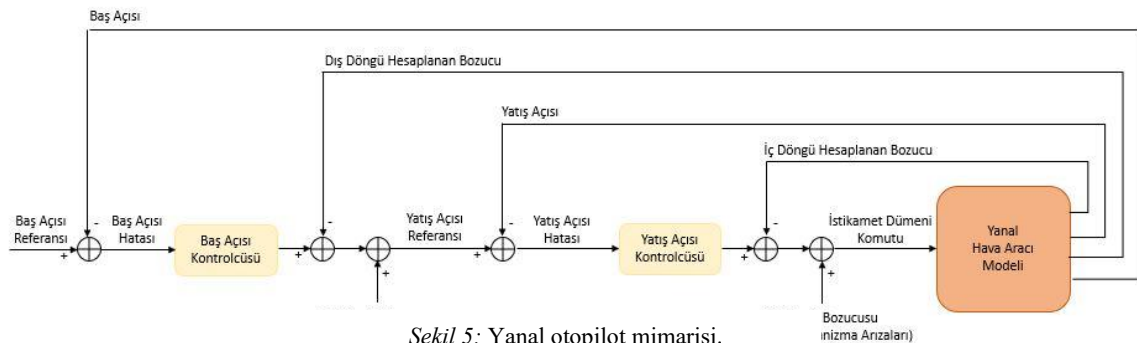
$$G_{yn}'(s) = \frac{P(s) Q(s)}{(P_n(s) + V(s))(1 - Q(s)) + (P(s) + V(s))Q(s)} \quad (13)$$

V-Filtre tasarlarken öncelikli koşul sistemin kullanılan kontrolcü ile kararlı hale getirilebilmesidir. Bu ön koşul ile sistem ve kontrolcü denklem 14'teki şekilde yazılabilir.

Sistemin kapalı çevrim karakteristik transfer fonksiyonu ise denklem 15'teki şekilde elde edilir.

Kabul edilen varsayım altında denklem 15'teki transfer fonksiyonunun sıfırları sol yarı düzlemde yer aldığı durumda denklem 16'daki transfer fonksiyonunun da sıfırları sol yarı düzlemde yer alır. Bu durumda $P(s)$ modeli PID kontrolcü $C(s)$ ile kararlı hale getirilirse ve $V(s) = C^{-1}(s)$ olarak seçilirse, $P(s) + V(s)$ sisteminin minimum fazlı olacağı anlamına gelir.

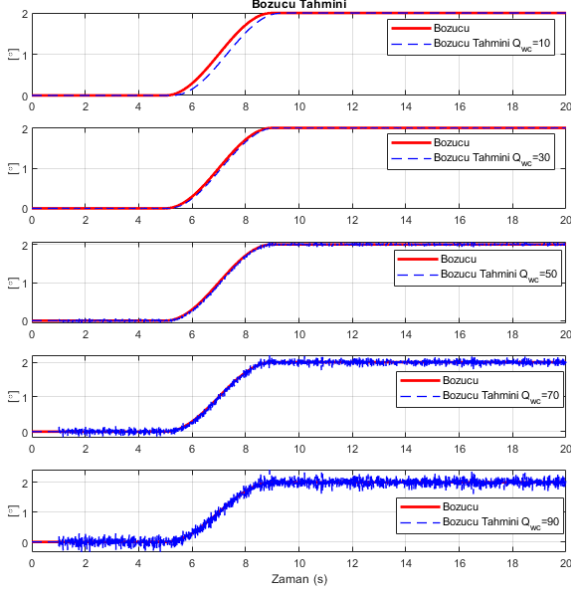
Bozucu Gözleyici yöntemini içeren yanal otopilot mimarisi Şekil 5’de verilmiştir.



60

4. Benzetim Çalışmaları

Önerilen yöntemin geçerliliğini sınamak amacıyla Matlab/Simulink ortamında tasarım ve benzetim çalışmaları yürütülmüştür. Bu bağlamda iç döngüde yunuslama açısı kontrolü için önce PID kontrolcü tasarlanmış daha sonra klasik bozucu gözleyici yapısı eklenmiştir. DOB sisteme entegre edilirken $Q(s)$ filtre kesim frekansı bozucu tahmini ve gürültü geçirgenliği dengesi gözetilerek seçilmiştir.



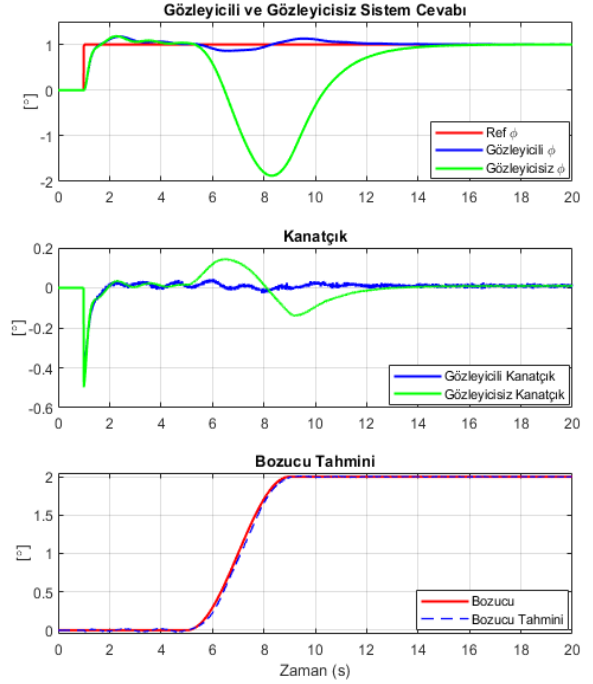
Şekil 6: İç döngü kontrolcü ve DOB performansı.

Sistemin performansını değerlendirebilmek için $P_n(s)$ modeli C_l, C_m ve C_n katsayıları %25 değiştirilerek yeniden lineer model elde edilmiş ve oluşan yeni model $P(s)$ olarak sisteme eklenmiştir. Yatış açısı geri besleme sinyaline 0.2° beyaz gürültü verilmiş ve iç bozucu olarak da servoda 5. Saniyede başlayan zamanla 2° derecelik bir sıkışma meydana geldiği varsayılarak sistem test edilmiştir. İç döngü performans incelemesi Şekil 7'de gösterilmektedir.

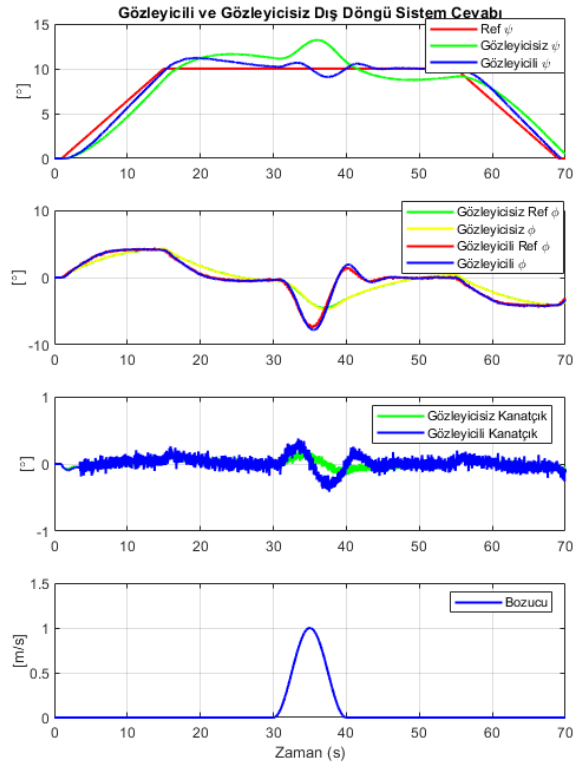
Dış döngüde ise iç döngüde tasarlanmış olan yatış açısı kontrolcüsünün referans sinyali üretilmektedir. Dış döngüde baş açısı kontrol edilmek istenmekte böylece uçuşun istenen safhasında hava aracına etkileyen yanal ani rüzgar bozucularının baş açısına etkisi ve DOB yapısının toparlayıcı etkisi incelenmek istenmektedir. Bunun için ilk olarak PI kontrolcü tasarlanmıştır. Bozucu gözleyici tasarımı yapılırken dış döngüde elde edilen $P_n(s)$ modeli minimum olmayan fazlı sistem olduğundan dolayı bozucu gözleyici yapısına V-Filtre eklenmiştir. V-Filtre tasarımı yapılırken performans kriterleri göz önünde bulundurularak PID filtre kullanılmasına karar verilmiştir. Minimum fazlı olmayan sistem kullanılarak kararlılık sınırında kalacak şekilde maksimum K_p, K_i ve K_d ile bir PID kontrolcü tasarlanır. Bu değerler ile elde edilen kontrolcünün tersi alınarak V-Filtresi elde edilir. Ancak bu elde edilen filtre sistemi fazla hızlandırabileceğinden salınımlı bir referans sinyal üretilmesine neden olabilir. Bundan dolayı istenen cevaba, salınım miktarına ve bozucu tahmin durumuna göre elde edilen katsayılar sıfırlar sağa geçmeyecek şekilde büyütülerek test edilir.

Sistemin performansını değerlendirebilmek için baş açısı geri besleme sinyaline 0.2° beyaz gürültü verilmiş ve dış bozucu

olarak da dış döngü Bozucu Gözleyici yapısı sisteme dahil değilken yatış açısında 5° bozulmaya neden olacak şekilde 30. Saniyede hava aracına etki edip 40. Saniyede etkisini yitiren 1 m/s şiddetinde rüzgar darbesi verilmiştir. Dış döngü performans incelemesi Şekil 8'de gösterilmektedir.

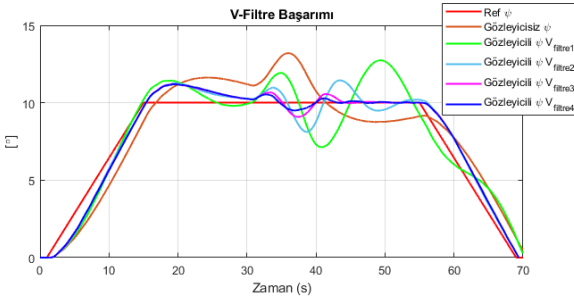


Şekil 7: İç döngü kontrolcü ve DOB performansı.



Şekil 8: Dış döngü kontrolcü ve DOB performansı.

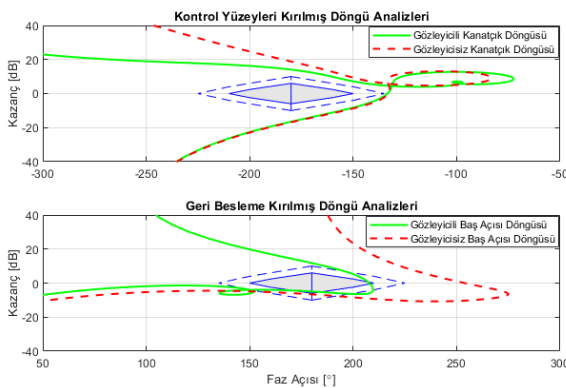
V-Filtre katsayı seçimlerinin etkisini vurgulamak amacı ile dış döngü Bozucu Gözleyicisiz ve Bozucu Gözleyicili farklı V-Filtre K_p , K_i ve K_d katsayılarına bağlı olarak bozucu altında baş açısı tutma başarımı Şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 9: Farklı V-Filtreler ile baş açısı sistem cevapları.

Havacılık uygulamalarında, frekans bölgesinde yapılan kararlılık analizlerinde iki temel kriter dikkate alınmaktadır: kazanç payı ve faz payı. Sistem kararlılığının sağlanabilmesi için kazanç payının en az 6 dB olması beklenir. Bu kriter, sistemin girişine etki eden bir bozucunun genliği iki katına çıksa dahi sistemin kararlılığını sürdürebileceğini göstermektedir. Diğer yandan, faz payının en az 35° olması gereklidir. Bu değer, sistemin geçiş frekansı ve bant genişliği göz önüne alındığında, zaman gecikmesi gibi olası kararsızlık kaynaklarına karşı yeterli bir telafi kabiliyeti sunduğunu ve sistemin kararlılığını koruyabileceğini ifade eder. Frekans analiz yöntemi genellikle Nichols grafiği kullanılarak kırılmış döngü fonksiyonunun çizdirilmesi ile gerçekleştirilir.

Dış döngü tasarımı da tamamlandıktan sonra kararlılık analizlerini gerçekleştirebilmek ve karşılaştırma yapabilmek için hem gözleyicili sistem hem de gözleyicisiz sistem döngüleri kanatçıktan ve dış döngü geri beslemesinden (baş açısı) kırılmıştır. Yapılan kararlılık analizlerinde sisteme eklenen DOB yapısının sistemin kazanç ve faz marjlarında kaymaya neden olduğu görülmüş fakat her iki durumda da kararlılık payını ifade eden çokgenin dışında kalınmış ve ilgili ölçüt sağlanmıştır. Şekil 10'da verilen kararlılık analizi Nichols grafiğine yer verilmiştir.



Şekil 10: Nichols grafiği yanal kararlılık analizi sonucu.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, sabit kanatlı bir hava aracının yanal ekseninde karşılaşılabileceği iç ve dış bozucuların etkilerini azaltmak amacıyla, çift katmanlı DOB destekli bir PID kontrol yapısı

önerilmiş ve otopilot sistemine entegre edilmiştir. İç döngüde minimum fazlı sistemler için klasik DOB, dış döngüde ise minimum fazlı olmayan sistemler için gelişmiş DOB yapısı kullanılmıştır. Tasarlanan kontrol mimarisi Matlab/Simulink ortamında modellenmiş ve 1:32 ölçekli B-2 Spirit hava aracı üzerinde test edilmiştir.

Gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında, önerilen yapı klasik PID kontrolcüye kıyasla bozucu bastırma konusunda üstün performans göstermiş; özellikle rüzgar etkisi ve model belirsizliği gibi bozucu senaryolarda daha hızlı toparlanma süresi, daha başarılı referans takibi ve daha düşük kontrol işareti dalgalanması sağlamıştır. Ayrıca, DOB filtre parametrelerinin sistem kararlılığı ve bozucu tahmin başarımı üzerindeki kritik etkileri ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Literatürde sabit kanatlı hava araçları için çift katmanlı DOB destekli kontrol mimarisine yönelik örneklerin sınırlı olması nedeniyle, bu çalışmanın hem yöntemsel hem de uygulama açısından özgün katkılar sunduğu değerlendirilmektedir.

Kaynakça

- [1] Liang-Liang Xie and Lei Guo. "How much uncertainty can be deal with by feedback?" *IEEE Transactions on Automatic Control*, Cilt: 45, No: 12, s:2203–2217, 2000.
- [2] Gunter Stein. "Respect the unstable", *IEEE Control Systems Magazine*, Cilt: 23, No: 4, s:12-25, 2003.
- [3] Kemin Zhou and John Comstock Doyle. "Essentials of Robust Control", Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1998.
- [4] H. Jiang, "Overview and development of PID control", *Applied and Computational Engineering*, Cilt: 66, No: 1, s:187-191, 2024.
- [5] A. Ramdedović, Š. Džakmić, and N. Viteškić, "Synchronization of Velocity and Position using PI, PID and DOB controllers" 2023 IEEE International Conference on Automatic Control and Intelligent Systems (I2CACIS), s:275–280, 2023
- [6] Wen-Hua Chen et al, "Disturbance-observer-based control and related methods—an overview", *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63.2, 2016.
- [7] Shihua Li, Jun Yang, Wen-Hua Chen and Xisong Chen, "Disturbance Observer-Based Control: Methods And Applications", CRC Press, 2014.
- [8] İ. E. Akyol and M. T. Söylemez, "Analysis of Disturbance Observer-Based Control Systems via Spherical Polynomials", *International Journal of Control*, 2023.
- [9] E. Schrijver and J. van Dijk, "Observers for Rigid Mechanical Systems: Equivalence, Stability, and Design", *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Cilt: 124, No: 4, s:539-548, 2002.
- [10] R. Bickel and M. Tomizuka, "Passivity-Based Versus Disturbance Observer Based Robot Control: Equivalence And Stability", *ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control*, Cilt : 121, s:41-47, 1999.
- [11] H. Shim, Y.-I. Son, N.H. Jo, "Disturbance Observer (DOB) can be applied to non-minimum phase systems", Technical Report of CDSL, Seoul National University, 2007.
- [12] H. Shim, Y.-I. Son, N.H. Jo, "Design of Disturbance Observer for Non-Minimum Phase Systems Using PID Controllers", *SICE Annual Conference*, 2007.

Turbofan Motorlarındaki Değişken Stator Kanatçık Sisteminin Frekans Uzaı Sistem Tanımlaması, Doğrusal Parametrelı Değişken Sistem Modellemesi ve Kazanç Planlama Tabanlı Kontrolör Tasarımı

Frequency Domain System Identification, Modeling of Linear Parameter Varying System and Gain Scheduling Based Controller Design of Variable Stator Vanes System at Turbofan Engines

Yusuf Dikmen^{1,2}

¹Sistem Dinamiği ve Kontrol Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
dikmen24@itu.edu.tr

²TEI (TUSAŞ Motor Sanayii A.Ş.), Eskişehir
Yusuf.Dikmen@tei.com.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir turbofan motorunda kompresör giriş kademelerinde bulunan ve stator kanatçıklarının açısını değiştirerek motorun içine giren havanın debisini ve stator kanatçıkları ile oluşturduğu hücum açısını ayarlayan elektrohidrolik servo valf ve hidrolik eyleyici ile kontrol edilen değişken stator kanatçık sisteminin frekans uzayında sistem tanımlamasının yapılarak, elde edilen doğrusal modellerin birleştirilmesi yöntemiyle doğrusal parametrelı değişken sistem şeklinde modelinin elde edilmesi ve kazanç planlama tabanlı oransal kontrolör tasarımı anlatılmaktadır.

Bu çalışma sayesinde servo valf ve hidrolik eyleyici modellemede kullanılan akış ve hareket denklemleri, süreksizlik noktaları ve histerezis içeren matematiksel ifadeler kullanılmadan sistemin girişı ve çıkışı arasındaki karakteristiğini ifade eden doğrusal modeller elde edilmiştir ve gerçek sistem cevabı ile zaman uzayında karşılaştırılarak doğrulanmıştır.

Dinamik karakteristik anlaşıldıktan sonra gereksinimlere göre bir kontrolör tasarlanmış olup sistemin kapalı çevrim kontrolü yapılarak kontrolör doğrulama faaliyetleri icra edilmiştir.

Abstract

This paper describes the system identification in frequency domain of a variable stator vane system controlled by electrohydraulic servo valve and hydraulic actuator located in the compressor inlet stages of a turbofan engine and which adjust the flow rate of the air entering the engine by changing the angle of the stator vanes and the angle of attack formed by the air with the stator vanes and the design of a gain scheduled

based proportional controller by combining the linear models obtained.

Thanks to this study, without using mathematical expressions including flow and motion equations, discontinuity points and hysteresis used in servo valve and hydraulic actuator modeling, linear dynamic models expressing the characteristic between the input and output of the system and verified by comparing with the real system response in time domain. Once the dynamic characteristic is understood, a controller is designed according to the requirements and closed loop control of the system is performed to validate the controller.

1. Giriş

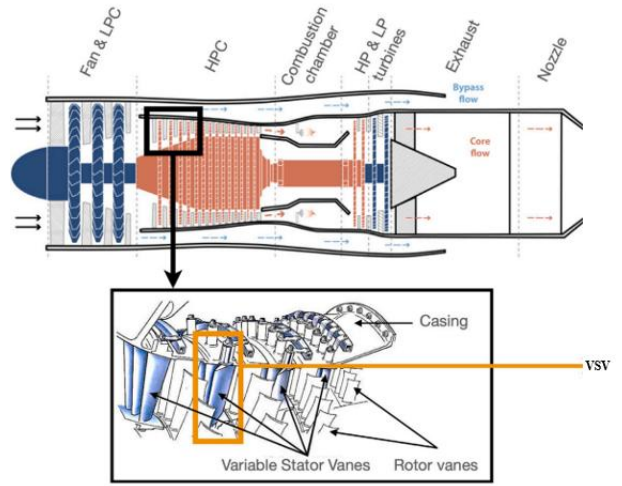
Turbofan motorlarda kompresör stator kanatçıklarının açılarını değiştiren değişken stator kanatçık sistemi yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu sistem kompresör girişindeki stator kademelerinde bulunur ve kompresör verimini ve performansını artırmaya çalışır. Stator kanatçıklarının açısının değişmesi ile kompresör, motorun hızına bağlı olarak çektiği havanın debisini düzenleyerek doğru miktarda havanın motora girmesini ayarlamaktadır ve hava akışının tekdüze olmasını sağlayarak motor emniyetini sağlamaktadır [1].

Değişken stator kanatçık sisteminin kontrolü, elektrohidrolik servo valf, hidrolik eyleyici, hidrolik manifold ve pozisyon sensörü (LVDT) ile sağlanmaktadır. Çalışma şekli, servo valfe uygulanan akımın valf içinde oluşan basınç farkına göre hidrolik manifold üzerinden eyleyici hatlarına akışı yönlendirmesi, akış debisinin miktarını ve yönüne göre hidrolik eyleyicilerin konum kontrolünün yapılarak, değişken stator kanatçık mekanizmasının saat yönünde veya saat yönünün tersinde döndürülerek stator açılarının kontrol edilmesi prensibine dayanmaktadır [2]. Bu sayede motorun

hızlanmasına veya yavaşlamasına bağlı bir pozisyon referans haritasına göre değişken kanatçık mekanizması eyleyici pozisyonu üzerinden kontrol edilebilmektedir. Sistemin kapalı çevrim kontrol edilmesi için öncelikle dinamik sistemi oluşturan bileşenlerin iyi bir şekilde anlaşılması gerekmektedir. Aşağıda sistem bileşenleri tanımlanmıştır:

- Elektrohidrolik servo valf akım ile çalışan uygulanan girdiye milisaniye mertebesinde tepki veren hidrolik valflerdir. Valfe uygulanan akımın büyüklüğüne ve valfte oluşan basınç farkına bağlı olarak içinden geçen akışın miktarı ayarlanabilmektedir. Bu basınç farkı ise valfin besleme hattı geri dönüş hattı arasındaki farka dayanmaktadır. Akış yönü ise akımın polaritesine göre değişmektedir.
- Hidrolik manifold, servo valfin oluşturduğu akışı hidrolik hatlara yönlendiren bileşendir.
- Hidrolik eyleyici akışın yönüne bağlı uzama veya kısalma şeklinde doğrusal hareket etmektedir. Eyleyiciye gelen akışın miktarı bu hareketin hızını etkilemektedir.
- Değişken stator kanatçık mekanizması, birçok mekanik parçalardan oluşan, doğrusal hareketi döner harekete çevirerek kompresör stator kanatçıklarının açılarının ayarlanmasına yarayan mekanik bir sistemdir.

Bu sistemi oluşturan yapılar dikkate alındığında yapısında birçok hidrolik ve mekanik bileşen olduğu anlaşılmaktadır [3]. Dolayısıyla sistemin kontrolü için doğru bir matematiksel model ihtiyacı doğmaktadır. Literatür incelemelerine göre Rydberg Karl-Erik, çalışmasında sistemi oluşturan bileşenleri, asimetrik alanlı hidrolik eyleyici, elektrohidrolik servo valf ve mekanik yüklerin, denge noktası etrafındaki akış ve hareket denklemlerini doğrusal ve parametrik olarak modellemiştir [4]. Syed Abu Nahian ve arkadaşları detaylı bir şekilde elektrohidrolik servo eyleyici sisteminin analizini ve kontrolünü yapmıştır, çalışmalarında kullanılan sıvıların sıkıştırılabilirlik ölçüsünün modelleme ile ilişkisini, sistemde bulunan sürtünmelerin ve sensör hata durumlarının kontrole olan etkisini araştırmışlardır [5]. M.Z. Fadel ve arkadaşları, bir hava aracının uçuş yüzeylerinin kontrolünde kullanılan elektrohidrolik servo eyleyici sisteminin doğrusal olmayan matematiksel modelini ve PID ile kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Modellemeye simetrik alanlı hidrolik eyleyicinin ve servo valfin açıklık – debi ilişkisini lineer olmayan akış ve hareket denklemleri ile ele alarak karmaşık bir dinamik model ortaya koymuşlardır [6]. M. G. Rabie, kitabında detaylı bir elektrohidrolik servo sistem analizine yer vermiştir. Kullanılan tüm bileşenleri doğrusal olmayan akış ve hareket denklemlerine göre modellemiştir. Oluşturduğu matematiksel modeldeki tüm parametrelerin değerleri bilinmektedir. Daha sonra modelini uygun çalışma noktasında doğrusallaştırarak transfer fonksiyonu elde etmiştir ve bir PID kontrolör tasarlayarak modelini kapalı çevrim kontrol etmiştir [7]. Kulikov [8] çalışmasında pnömatik bir eyleyicinin sistem tanımlamasını yapmıştır. Sistem tanımlama değişken stator kanatçık sisteminin açısını çıkış ve pnömatik eyleyici sürme sinyalini girdi olarak kullanmıştır. Literatür taramalarından elde edilen sonuca göre değişken kanatçık sisteminin çeşitli yöntemler ile matematiksel modellerinin oluşturulduğu anlaşılmaktadır. Bu çalışmada ise farklı olarak dinamik karakteristiği bilinmeyen hidrolik tahrikli bir sistem ele alınmıştır.



Şekil 1: Değişken stator kanatçık sistemi şematığı [9]

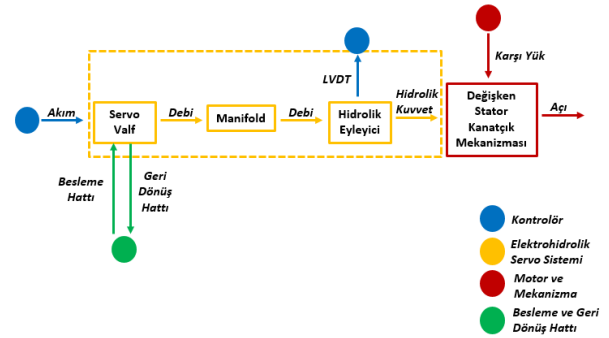
Dokümanda sunulan tüm zaman, frekans ve diğer fiziksel büyüklükler uygun referans değerler kullanılarak boyutsuzlaştırılmıştır.

2. Dinamik Model Geliştirme

Bu bölümde, sistem mimarisi, sistem tanımlama yöntemi, sistem tanımlama girdi sinyali seçimi, sinyalin genlik ve frekansının belirlenmesi, girdi sinyalinin uygulanması ve elde edilen frekans cevaplarından doğrusal modellerin geliştirilmesi ve doğrulanması ile bu modellerin birleştirilmesi ele alınmıştır.

2.1. Sistem Mimarisi

Değişken stator kanatçık sistemini oluşturan hidrolik bileşenler ve mekanizma özet bir blok diyagram halinde aşağıda verilmiştir.



Şekil 2: Değişken stator kanatçık sistemi blok diyagramı

2.2. Sistem Tanımlama Yöntemi

Sistem tanımlama, dinamik karakteristiği hiç bilinmeyen veya bazı parametreleri bilinen sistemler için uygulanan giriş ve çıkış arasındaki ilişkiyi anlamaya yönelik kullanılan bir yöntemdir. Literatüre bakıldığında hem zaman uzayında hem de frekans uzayında yapılabilmektedir.

Sistem tanımlamanın daha az sayıda zaman uzayı verisi içerebilmesi, gürültü etkilerinin azaltılabilmesi ve istenilen frekanslarda analiz yapabilme avantajları sayesinde frekans uzayında sistem tanımlama etkili bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır.

Sistem tanımlama testi basit yapıda bir konum kontrolcüsü devredeyken yapılmıştır. Mekanizmayı tahrik eden hidrolik eyleyici integral tip olduğu için ve herhangi bir denge noktasına sahip olmadığından açık çevrim teste uygun değildir. Dolayısıyla test, kapalı çevrim olarak gerçekleştirilmiştir.

2.2.1. Sistem Tanımlama Girdi Sinyali Seçimi

Literatür incelendiğinde, impulse, sinestream, chirp (sweep sine), multisine (schroeder) gibi birçok sistem tanımlama girdi sinyali bulunmaktadır fakat eyleyici dinamiklerinden ötürü bu sinyallerden bazıları üretilememektedir [10]. Ayrıca sinyallerin uzunlukları sebebiyle belirlenen test sürelerini aşması ve işlemci yükünü artırması gibi sebeplerle girdi sinyalinin seçimi önemli olmaktadır. Yukarıda bahsedilen sebeplerden dolayı aynı genlikte, baz frekansın harmoniklerinden oluşan ve farklı faz değerlerine sahip sinüs ve kosinüs sinyallerinin toplamı ile ifade edilebilen, test süresini kısaltması ile multisine sinyali, sistem tanımlama girdi sinyali olarak belirlenmiştir. Aşağıda bu sinyalin matematiksel ifadesi görülmektedir.

Schroder multisine sinyali [8]:

$$u(t) = \sum_{k=1}^F A \cos(i(k)2\pi f_0 t + \phi(k)) \quad (1)$$

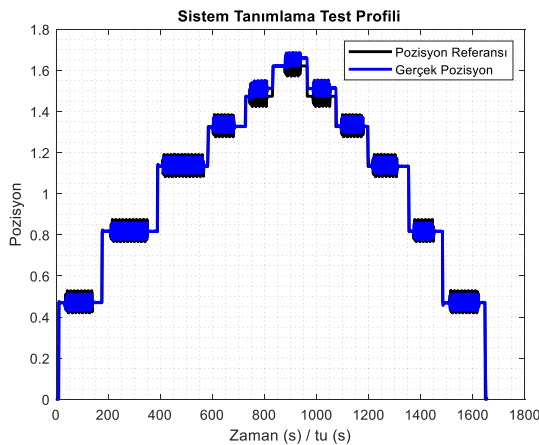
f_0 : Baz frekans

$$\text{Schroeder Fazı: } \phi(k) = -\frac{k(k-1)\pi}{F}$$

F : Toplam harmonik sinyali
 $i(k) \in N$

2.2.2. Girdi Sinyalinin Frekansının ve Genliğinin Belirlenmesi

Turbofan motorlardaki aksesuar (değişken stator kanatçık sistemi, yakıt ölçüm valfi vb.) olarak adlandırılan alt sistemlerin band genişlikleri 0 ile 10 hertz arasında olabilmektedir [11]. Sinyalin salınım frekansı yukarıdaki aralığa uygun şekilde seçilmiştir. Salınımın genlik miktarı ise doğrusallaştırma yapılan bölgelere girmeyecek şekilde belirlenmiştir. Aşağıda sistem tanımlama profili görülmektedir.



Şekil 3: Sistem tanımlama test profili

2.3. Sistem Tanımlama Sinyalinin Uygulanması ve Frekans Cevabının Elde Edilmesi

Sistem tanımlama profili basit bir kapalı çevrim kontrolör aktifken eyleyicinin pozisyon referansından LVDT geri besleme sinyaline olacak şekilde planlanmıştır. Buna göre hidrolik eyleyici, sistem tanımlama profiline göre belirlenen pozisyonlara sırasıyla getirilir ve girdi sinyali bu pozisyon referansının üstüne daha önceden belirlenen frekansta ve genlikte eklenir ve LVDT değişimi ile birlikte aynı örnekleme zamanında senkron bir şekilde kaydedilir. Bu işlem sırasında servo valfe uygulanan akım, hidrolik eyleyicilerin hızı vb. sinyaller de filtrelenmeden ve herhangi bir limite takılmadan kaydedilir.

Veri kayıt sıklığının nizami olması frekans uzayında sistem tanımlama için bir gerekliliktir. Bu sayede kaydedilen ayrıntı zamandaki veriler ayrıntı frekans uzayına dönüştürülebilmektedir. Bu işlem ayrıntı fourier dönüşümün özelleştirilmiş hali olan hızlı fourier dönüşümü (FFT) ile yapılmaktadır. Zaman uzayında kaydedilen sinyaller $u(t)$ ve $y(t)$ bu işlem sayesinde $u(j\omega)$ ve $y(j\omega)$ formunda elde edilmiştir.

Çıkış sinyalinin giriş sinyaline bölünmesi ile sistemin frekans cevabı elde edilmektedir. Burada her bir denge noktası için ayrı ayrı frekans cevapları elde edilmiştir. Bu frekans cevapları karmaşık sayı içerdiği için transfer fonksiyonlarına ya da durum – uzay formuna dönüştürülerek anlamlandırılması gerekmektedir.

Aşağıda ayrıntı fourier dönüşümü ve euler hali gösterilmiştir [10].

$$x(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\frac{2\pi mn}{N}} x(k) = \{x(0), x(1), x(N-1)\} \quad (2)$$

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \left[\cos\left(\frac{2\pi mn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi mn}{N}\right) \right] \quad (3)$$

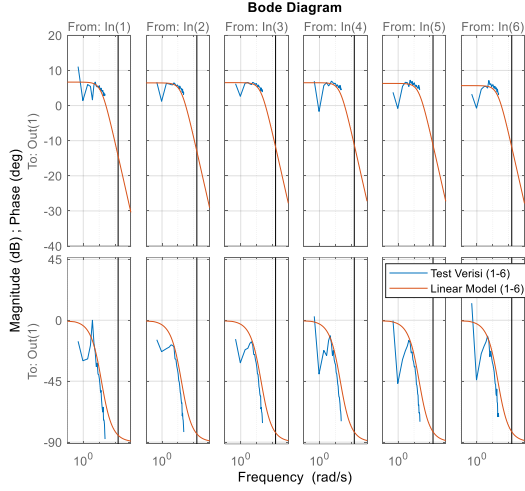
2.4. Frekans Cevabından Doğrusal Modellerin Elde Edilmesi

Sistem tanımlama yapılırken kontrolör tasarlamak ve dinamik model geliştirmek için gerekli sinyallerin kaydedildiği bir önceki bölümde anlatılmıştır. Buna göre sistemin matematiksel olarak modellenmesi için girişi servo valf akımı, çıkışı ise hidrolik eyleyicinin hızı olacak şekilde modellenmesi gerekmektedir. Bu iki parametre arasında sınırlı girişe karşılık sınırlı bir çıkış ilişkisi kurulabilmektedir.

Kontrolörün çıkış sinyali veya servo valfe uygulanan akım girdisinden hidrolik eyleyicinin hızına farklı denge noktalarında sistem tanımlama yapılarak transfer fonksiyonları bulunmuş olup bir serbest integratör ile çarpılarak hidrolik eyleyicinin pozisyon cevabı da elde edilmiştir.

Değişken stator kanatçık mekanizmasının açılarının ölçümünde herhangi bir sensör kullanılmadığı ve kontrolün hidrolik eyleyiciler üzerinden yapıldığı için sistem tanımlama yukarıda anlatıldığı şekilde yapılmış olup mekanizma, hidrolik eyleyiciye bağlı olduğu için sistem tanımlama da elde edilen transfer fonksiyonları mekanizma ataleti, sürtünme gibi etkileri de içermektedir. Aşağıda sistem tanımlama ile elde edilen deneysel transfer fonksiyonlarının formatı ve bode diyagramlarının karşılaştırılması görülmektedir.

$$\frac{(VSV \text{ Pozisyon})_n}{(Akım)_n} = \frac{K_n}{s(s + p_n)} \quad n = 1, 2, \dots, n \quad (4)$$



Şekil 4: Test verisi bode grafikleri ile sistem tanılama bode grafiklerinin karşılaştırılması

Bode diyagramları incelendiğinde mavi renkli eğriler (1' den 6' ya), karmaşık sayı ($y(j\omega)/u(j\omega)$) içeren faz ve kazanç grafiklerini gösterirken, kırmızı renkli eğriler (1' den 6' ya) ise MATLAB tfest komutu kullanılarak elde edilen transfer fonksiyonlarının frekans cevabını göstermektedir. Grafikten de anlaşılacağı üzere toplamda altı farklı denge noktasında sistemin frekans cevabı elde edilmiştir. Her denge noktasındaki test verisi ve lineer model bode grafiği, uygulan multisine sinyalinin frekans aralığında üst üste oturmaktadır. Kazanç grafiğine göre kesim frekansları yakalanmıştır ve faz eğrisinin eğimleri ise birbirleri ile çakışmaktadır.

2.5. Doğrusal Parametrelı Değişken Sistem Modelinin Geliştirilmesi

Elde edilen doğrusal modeller (transfer fonksiyonları) farklı faz ve kazanç paylarına sahip olduğu ve band genişliklerinin doğrusallaştırma yapılan noktaya göre değişmesi sebebi ile bu modellerin birleştirilerek değişken parametrelı bir dinamik modelinin geliştirilmesi gerekmektedir.

Transfer fonksiyonlarının başlangıç değerleri sıfır olduğu için ve doğrusal parametrelı değişken bir sistemin farklı başlangıç koşulları olması gerektiğinden bu transfer fonksiyonları durum – uzay modellerine dönüştürülerek ve başlangıç koşullarını da içermek şartı ile aşağıdaki denklemlere göre MATLAB/Simulink kullanılarak birleştirilmiştir [11].

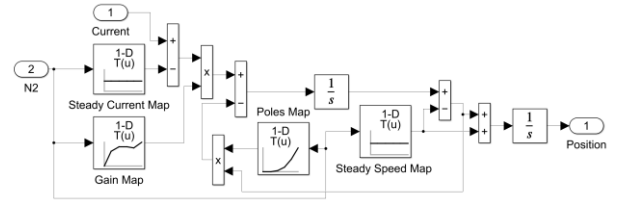
$$\dot{x}(t) = \dot{x}_0(f) + A(f)(x(t) - x_0(f)) \quad (5)$$

$$\dot{x}(t) = \dot{x}(t) + B(f)(u(t) - u_0(f)) \quad (6)$$

$$y(t) = y_0(f) + C(f)(x(t) - x_0(f)) \quad (7)$$

$$y(t) = y(t) + D(f)(u(t) - u_0(f)) \quad (8)$$

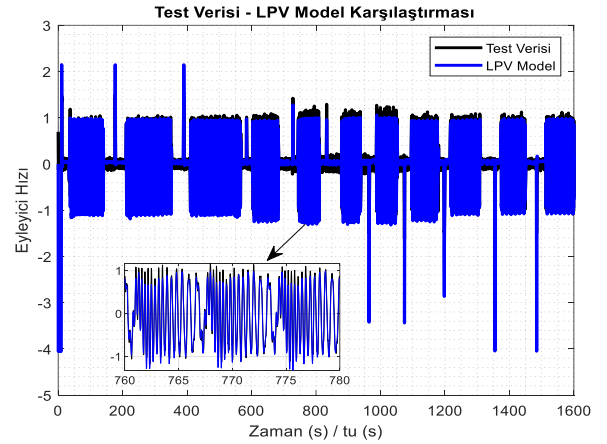
$$x(0) = x_{Başlangıç} \quad (9)$$



Şekil 5: Doğrusal parametrelı değişken sistem simulink modeli

2.6. Doğrusal Parametrelı Değişken Sistem Modelinin Doğrulanması

Doğrusal parametrelı değişken sistem modelini (LPV) doğrulamak için test kayıt verileri kullanılmıştır. Buna göre modelin girişine sistem tanımlama yapılan noktada kayıt alınan akım sinyali verilerle elde edilen eyleyici hız cevabı ile yine aynı noktada kayıt alınan hız sinyali karşılaştırılarak çıkışlarının örtüşmeleri incelenmiştir. Aşağıda yapılan doğrulama faaliyetinin bir çıktısı görülmektedir. Şekil 6' ya göre kayıt alınan veri ile doğrusal parametrelı değişken sistem modelinin çıkışı büyük oranda uyushmaktadır. Bu karşılaştırma sistem tanımlamanın doğru yapıldığı göstermektedir.



Şekil 6: LPV modelin kayıt verileri ile karşılaştırılması

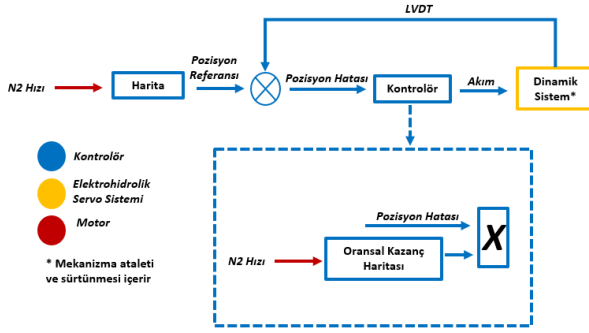
3. Kontrolör Tasarım

Bu bölümde, kontrol blok diyagramı, kontrolör gereksinimleri, kontrolör tip seçimi, kazanç planlama yöntemi ve kapalı çevrim test sonuçları yer almaktadır.

3.1. Kontrol Blok Diyagramı

Değişken kanatçık sisteminin servo valf ve hidrolik eyleyici ile kontrol edildiği daha önceki bölümlerde bahsedilmişti. Kontrol blok diyagramına göre kontrolör, kontrol sinyali olan akım değerini hidrolik eyleyicinin çekirdek motor hızına bağlı bir harita yardımıyla elde edilen pozisyon referansı ile geri beslemesi (LVDT) arasında oluşan hatanın farkına göre hesaplar. Buna göre servo valf sinyalin polaritesine ve büyüklüğüne göre içinden akış geçirerek manifold üzerinden hidrolik hatlara yönlendirir. Bu akışın yönüne bağlı hidrolik

eyleyici doğrusal hareketini gerçekleştirir. Aşağıda kontrol blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 7: Kontrol blok diyagramı

3.2. Kontrolör Tip Seçimi

Elde edilen doğrusal modeller incelendiğinde akımdan hidrolik eyleyici pozisyonuna olan karakteristiği, payda kısmında serbest integratör dahil edildiğinde ikinci mertebeden olduğu anlaşılmaktadır. Aşağıdaki kontrol sistemi sınıflandırma tanımına göre elde edilen doğrusal sistemler, tip – 1 sistem olarak ifade edilebilmektedir. Dolayısıyla tasarlanacak olan kontrolörün oransal bir kontrolör olması kapalı çevrim cevabında durağan halde pozisyon hatasının teorik olarak sıfır yapacaktır.

Kontrol sistemlerinin sınıflandırılması [12]:

$$G(s) = \frac{K(T_a s + 1)(T_b s + 1) \dots (T_m s + 1)}{s^N (T_1 s + 1)(T_2 s + 1) \dots (T_p s + 1)} \quad (10)$$

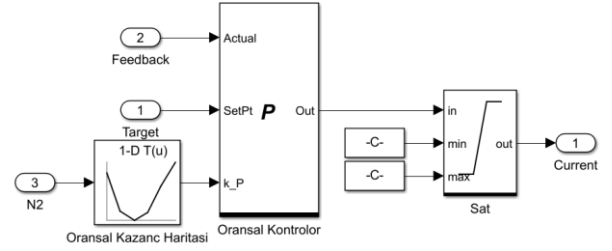
3.3. Kontrolör Tasarım Gereksinimleri

Aşağıda kapalı çevrim kontrolörün tasarım kriterleri verilmiştir.

- Kararlı hal hatası < % 0.5
- Band genişliği >1.5 Hz
- Kazanç Marjı > 6 dB
- Faz Marjı > 45 derece

3.4. Kazanç Planlama Yöntemi

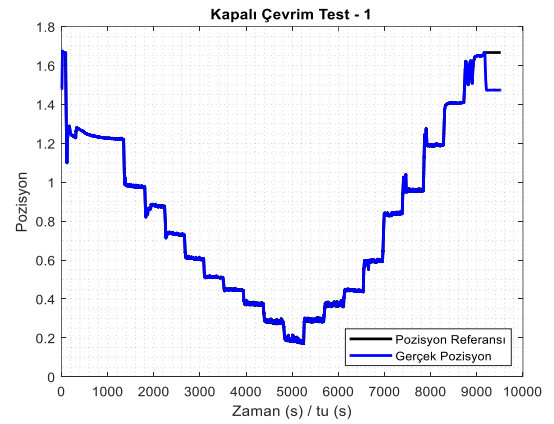
Tasarlanan kontrolörün kazançları, kazanç planlama yöntemi ile bir boyutlu haritalara aktarılmıştır. Bu yöntemin kullanılmasındaki amaç ise elde edilen transfer fonksiyonlarının band genişliklerinin farklı olmasıdır ve tek bir kazanç değeri ile her bir denge noktası için kontrolör tasarım kriterleri karşılanamamaktadır [11]. Bu sebeple her transfer fonksiyonu için farklı kazançlar hesaplanmış ve bu kazançlar gaz jeneratör devrine göre ölçeklendirilmiştir. Aşağıda kontrolör simulink modeli gösterilmektedir.



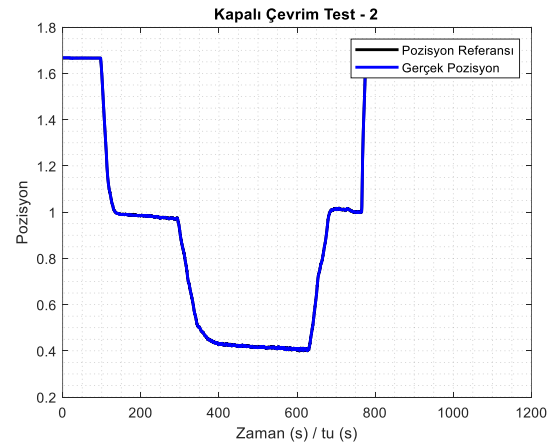
Şekil 8: Kontrolör simulink modeli

3.5. Kapalı Çevrim Testler ve Sonuçlar

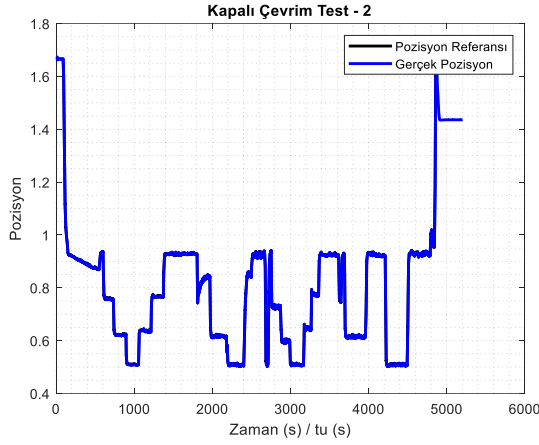
Şekil 9, şekil 10 ve şekil 11’de, gerçek dinamik sistem ile test edilen kazanç planlama tabanlı kontrolörün kapalı çevrim cevapları görülmektedir.



Şekil 9: Kapalı çevrim test sonucu – 1

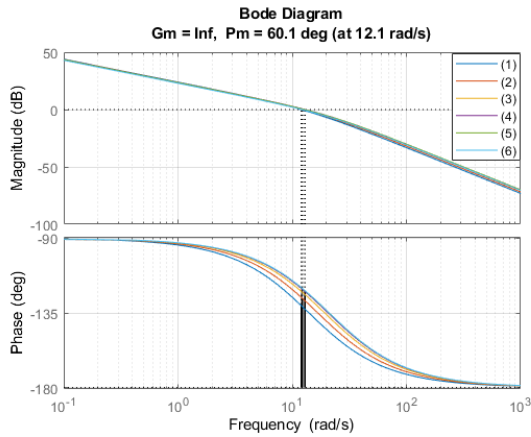


Şekil 10: Kapalı çevrim test sonucu – 2



Şekil 11: Kapalı çevrim test sonucu – 3

Kapalı çevrim test sonuçlarına göre ortalama 70 ms gecici hal gecikmesi ve minimum % 0.06 ile maksimum % 0.35 arasında değişen durağan hal hatası elde edilerek gereksinimler sağlanmıştır. Teorik olarak sıfır olması beklenen kalıcı hal hatasının sıfırdan farklı olarak ölçülmesi gerçek sistemin doğrusal modellerden farklı olarak süreksizlik, histerezis vb. doğrusal olmayan dinamiklere sahip olmasıdır.



Şekil 12: Kapalı çevrim frekans cevabı

Şekil 12’ deki bode grafiği, kazanç planlama tabanlı kontrolörün ve doğrusallaştırma yapılan farklı noktalardaki dinamik modellerin frekans cevabını göstermektedir. Gereksinimlerde belirtilen faz ve kazanç paylarının, ilgili kazanç kesim frekansı ile sağlandığı açıkça görülmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, dinamik karakteristiği bilinmeyen değişken stator kanatçık sisteminin, frekans uzayında sistem tanımlama yöntemi ile farklı denge noktalarında doğrusallaştırılması, elde edilen doğrusal modellerin simulik ortamında birleştirilmesi, zaman uzayında kayıt verileri ile karşılaştırılarak doğrulanması

ve bu modeller için gereksinimler dahilinde bir kontrolör geliştirilerek gerçek sistem üzerinden test edilerek yapılan kapalı çevrim doğrulama faaliyetleri ele alınmıştır.

Bu çalışma, turbofan motorlarda kritik rol üstlenen aksesuarların dinamik modellerinin geliştirilmesi ve kontrol edilmesi faaliyetlerine ışık tutacaktır.

Teşekkür

Bu çalışmayı gerçekleştirmemi sağlayan TUSAŞ Motor Sanayii A.Ş.’ ye teşekkürlerimi sunarım.

Kaynakça

- [1] P. P. Walsh & P. Fletcher. Gas Turbine Performance. John Wiley & Sons. 2008.
- [2] Y. Ji et al., “Force analysis of variable stator vane system of commercial aircraft engine,” Journal of Physics: Conference Series, vol. 2965, no. 1, p. 012006, Feb. 2025. doi:10.1088/1742-6596/2965/1/012006.
- [3] S. Kim and T. Ki, “Variable guide vane scheduling method based on the kinematic model and dual schedule curves,” Applied Sciences, vol. 10, no. 19, p. 6643, Sep. 2020. doi:10.3390/app10196643.
- [4] Rydberg, Karl-Erik, Hydraulic Servo Systems: Dynamic Properties and Control. Linköpings universitet, Fluida och mekatroniska system Linköpings universitet, Tekniska fakulteten Linköping, 2016.
- [5] S. A. Nahian, D. Q. Truong, P. Chowdhury, D. Das, and K. K. Ahn, “Modeling and fault tolerant control of an electro-hydraulic actuator,” International Journal of Precision Engineering and Manufacturing, vol. 17, no. 10, pp. 1285–1297, Oct. 2016. doi:10.1007/s12541-016-0153-2.
- [6] M. Z. Fadel, M. G. Rabie, and A. M. Youssef, “Motion control of an aircraft electro-hydraulic servo actuator,” IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, vol. 610, p. 012073, Oct. 2019. doi:10.1088/1757-899x/610/1/012073.
- [7] M. G. Rabie, Fluid Power Engineering. New York: McGraw-Hill, 2024.
- [8] G. G. Kulikov, Dynamic Modelling of Gas Turbines Identification, Simulation, Condition Monitoring and Optimal Control. London: Springer London, 2004.
- [9] M. Harnafi, P.-A. Guidault, P.-A. Boucard, and C. Paleczny, “A simplified model for the wear prediction of plain bearings in the Tribology International, vol. 196, p. 109667, Aug. 2024. Doi: 10.1016/j.triboint.2024.109667.
- [10] L. Ljung, System Identification Theory for the User Lennart Ljung. Upper Saddle River, NJ u.a: Prentice Hall, 2007.
- [11] L. C. Jaw and J. D. Mattingly, Aircraft Engine Controls: Design, System Analysis, and Health Monitoring. Reston, VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2009.
- [12] K. Ogata, Modern Control Engineering. Upper Saddle River, N.J: Prentice – Hall, 2002.

Raylı Sistemlerde FBG-DAS Tabanlı Otonom İzleme ve Kontrol Mekanizmalarının Geliştirilmesi

Development of FBG-DAS-Based Autonomous Monitoring and Control Mechanisms in Railway Systems

Cem Şengül¹, Serhat Boynukalin²

¹Elektrik-Elektronik Fakültesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü,
İstanbul Teknik Üniversitesi
sengulc21@itu.edu.tr

²Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Raylı Sistemler Mühendisliği Bölümü,
İstanbul Teknik Üniversitesi
boynukalin@itu.edu.tr

Özetçe

Raylı sistemlerde araçların ve altyapının durumu, ulaşım güvenliği ve işletme verimliliği açısından kritik öneme sahiptir. Geleneksel algılama yöntemleri çevresel etkilere karşı hassas olup uzun mesafeli izleme konusunda sınırlamalar taşımaktadır. Fiber Optik Sensörler (FOS), elektromanyetik girişimlere dayanıklılıkları, pasif çalışma prensipleri ve yüksek algılama hassasiyetleri sayesinde raylı sistemlerde yenilikçi bir çözüm olarak öne çıkmaktadır. Bu bildiride, Dağıtık Akustik Algılama (DAS) ve Fiber Bragg Izgaraları (FBG) teknolojilerini birleştiren hibrit bir yapı önerilmiştir. OptiSystem platformunda simüle edilen sistem, 150 kilometreye kadar konum tespiti, frekans kayması analizi ve hat durumu değerlendirmesi görevlerini gerçekleştirebileceği ön görülmektedir. Ayrıca sistemin, süpürme treni görevlerini otomatik şekilde yerine getirebilecek doğrulukta çalışabildiği gözlemlenmiştir. Bu teknoloji, düşük maliyetli, güvenilir ve afet sonrası müdahale süreçlerini destekleyebilecek etkin bir kontrol aracı potansiyeli taşımaktadır.

Abstract

Monitoring the condition of both vehicles and infrastructure in railway systems is vital for ensuring transportation safety and operational efficiency. Conventional detection methods are often vulnerable to environmental disturbances and face limitations in long-range applications. Fiber Optic Sensors (FOS), with their immunity to electromagnetic interference, passive operation, and high sensitivity, present a novel solution for such applications. This paper proposes a hybrid structure integrating Distributed Acoustic Sensing (DAS) and Fiber Bragg Grating (FBG) technologies. The system simulated on the OptiSystem platform is projected to perform tasks such as position detection, frequency shift analysis, and line condition assessment over distances of up to 150 kilometers. Furthermore, the system demonstrated sufficient accuracy to autonomously fulfill track inspection train functionalities. This technology offers a low-cost, reliable, and effective control

mechanism with significant potential for post-disaster response and decision support in railway networks.

1. Giriş

Raylı sistemler, sürdürülebilir ulaşım altyapısının temel bileşenlerinden biri olarak hem şehir içi hem de şehirler arası yolcu ve yük taşımacılığında kritik bir rol oynamaktadır. Bu sistemlerin güvenli, verimli ve kesintisiz bir şekilde işletilebilmesi için tren konumlarının ve hat altyapısının gerçek zamanlı izlenmesi gerekmektedir. Mevcut izleme ve kontrol sistemleri çoğunlukla elektromanyetik temelli teknolojilere dayandığından, çevresel etkilere kolayca etkilenebilmekte ve uzun menzilli uygulamalarda sınırlı performans sergileyebilmektedir. Son yıllarda Fiber Optik Sensör (FOS) teknolojileri, elektromanyetik girişimlere karşı bağımsızlıkları, pasif çalışma prensipleri ve yüksek duyarlılıkları sayesinde raylı sistemlerde umut vadeden alternatifler arasında yerini almıştır (Hartog, 2017). FOS sistemleri; trenin konum, hız ve yön bilgisini, aynı zamanda raylardaki titreşim ve yapısal bozulmaları yüksek çözünürlükte algılayabilmektedir. Bu bağlamda, özellikle Dağıtık Akustik Algılama (DAS) ve Fiber Bragg Izgaraları (FBG) gibi fiber optik temelli algılama yöntemleri, uzun mesafe izleme ve çoklu parametre ölçümü açısından dikkat çekici çözümler sunmaktadır.

Raylı sistemlerdeki operasyonel güvenliğin artırılması için yalnızca algılama değil, bu verilerin kontrol sistemlerine entegre edilerek tepki mekanizmalarının tetiklenmesi de gereklidir. Süpürme treni uygulamaları, hat güvenliğinin doğrulanmasında kritik bir işlev üstlenmektedir. Ancak mevcut yöntemler, insan müdahalesine bağlı oldukları için zaman alıcıdır ve hataya açık olabilirler. Bu çalışma, FOS tabanlı bir sistemin yalnızca gerçek zamanlı izleme değil aynı zamanda otomatik karar destek ve kontrol işlevi üstlenebileceğini göstermeyi amaçlamaktadır. Bildiride, FOS teknolojilerinin raylı sistemlerdeki uygulamaları kapsamlı şekilde incelenmiş, DAS ve FBG temelli hibrit bir sistemin tasarımı, simülasyonu ve performans analizi sunulmuştur. Önerilen bu hibrit yapı,

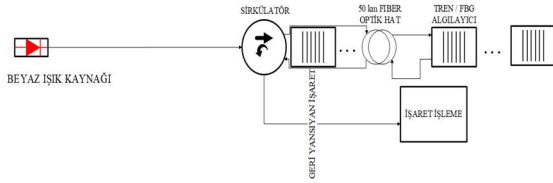
OptiSystem yazılımında modellenmiş ve 100 kilometreye kadar olan hatlarda konum tespiti, frekans kayması izleme, hat durumu değerlendirmesi ve süpürme treni işlevlerinin gerçekleştirilmesinde başarılı sonuçlar elde etmiştir. Ayrıca sistemin 150 kilometreye kadar başarıyla çalışacağı ön görülmektedir.

2. Yöntem

Bu bölümde, geliştirilen hibrit fiber optik algılama sisteminin yapısı, uygulanan işaret işleme teknikleri, sistemin simülasyon ortamındaki modellemesi ve konumlandırma stratejileri açıklanmaktadır.

2.1. Algılama Yapısının Genel Bileşenleri

Hibrit sistem, hem Dağıtık Akustik Algılama (DAS) hem de Fiber Bragg Izgaraları (FBG) teknolojilerini birleştirecek şekilde tasarlanmıştır. DAS bileşeni, uzun mesafeli izleme için geniş bantlı akustik verileri kullanarak hareketli objeleri algılayarak (Liu et al., 2016) FBG, noktasal ölçümlerle yüksek hassasiyetli yer belirleme ve frekans kayması tespiti sağlar. DAS, Rayleigh saçılması prensibine dayalı olarak fiber hattı boyunca geri saçılan sinyalleri analiz eder. FBG ise belirli dalga boylarına duyarlı yansıtıcı yapılar sayesinde sıcaklık, basınç veya titreşim kaynaklı değişimleri yansıyan ışık üzerinden algılar (Kinet et al., 2014).



Şekil 1: Modülatörlü FOS tasarımı

Şekil 1’de, modülatörlü bir fiber optik sensör (FOS) sistemi gösterilmektedir. Beyaz ışık kaynağından çıkan sinyal, sirkülatör aracılığıyla fiber optik hatta yönlendirilir. Işık, FBG algılayıcıya ulaştıktan sonra geri yansıyan bileşen yine sirkülatörle ayrıştırılır ve işaret işleme birimine gönderilir. Bu yapı, yansıyan sinyalin spektral içeriğinden faydalanarak çevresel değişkenlerin (sıcaklık, gerinim vb.) algılanmasını sağlar.

2.2. Sinyal İşleme ve Kodlama Yaklaşımı

DAS sistemlerinde elde edilen geniş bantlı sinyaller, zaman-frekans düzleminde analiz edilerek olayların konumu ve türü belirlenirken (Zeng et al., 2024), FBG sensörleri ise Bragg dalga boyundaki spektral kaymalar üzerinden gerinim veya sıcaklık ölçümleri gerçekleştirir (Lee et al., 2010). FBG tabanlı sistemlerde uygulanan PN-kodlama yöntemi, gönderilen sinyalin geri yansıyan zayıf bileşenleri arasından korelasyon temelli olarak ayrıştırılmasını sağlamış ve böylece yüksek hassasiyetli konum tespiti mümkün olmuştur (Boynukalın et al., 2023a). Sinyal-gürültü oranını (SNR) artırmak amacıyla alçak

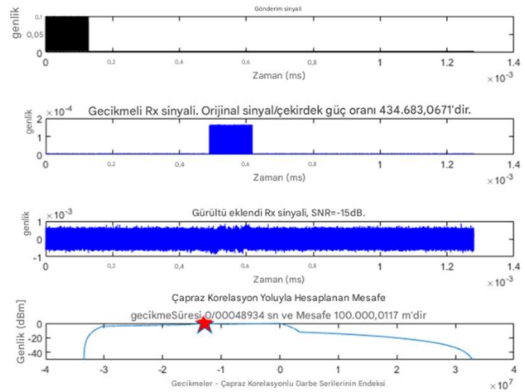
geçiren filtre, dalgaçık tabanlı filtreleme ve adaptif filtreleme yöntemleri uygulanmıştır. Bu filtreler, tren hareketi, çevresel titreşimler ve zemin kaynaklı gürültülerin etkilerini minimize etmektedir.

2.3. Simülasyon Ortamı ve Parametreler

Sistem modeli, OptiSystem yazılımı üzerinde yapılandırılmıştır. Simülasyonda kullanılan fiber tipi SMF-28 standardında olup, 1550 nm dalga boyunda düşük kayıplı iletim hedeflenmiştir. Modülatör, ışık kaynağı, yansıtıcı FBG yapıları ve detektör blokları, sistemin optik transfer fonksiyonuna göre yapılandırılmıştır. Toplam fiber uzunluğu 100 km’ye kadar çıkarılarak hem DAS hem FBG performansları başarılı bulunmuştur. Ayrıca uzunluğun 150 km’ye kadar uzatılması ve menzilin artırılması durumuyla ilgili çalışmalar devam etmekte ve sonuçların başarılı olacağı değerlendirilmektedir.

2.4. Konumlandırma Stratejisi

Algılayıcıların yerleştirilmesi, farklı demiryolu hat tiplerine göre optimize edilmiştir. Şehirlerarası hatlarda FBG’ler balast bölgesine gömülü olarak konumlandırılmış, şehir içi metro hatlarında ise tavan fiber kanalları tercih edilmiştir. DAS uygulamaları ise mevcut haberleşme altyapısı üzerinden pasif izleme amacıyla entegre edilmiştir. Bu yaklaşım, sistemin gerçek dünyadaki uygulanabilirliğini artırmaktadır. Bununla birlikte fiber optik kabloların doğrudan toprağa gömülü ya da beton kanal içerisinde konumlandırılması, kablo-çevre etkileşimini değiştirerek sistemin transfer matrisine yansımakta ve ölçüm sonuçlarını etkilemektedir. Literatürde, doğrudan gömülü kabloların zemine daha güçlü kuplaj sağladığı ve sinyal genliğini artırdığı rapor edilmiştir (Jiang et al., 2023). Ancak sistemde uygulanan kalibrasyon ve adaptif filtreleme algoritmaları sayesinde her iki ortamda da tutarlı sonuçlar elde edilebilmektedir.



Şekil 2: Gönderilen (Tx), alınan (Rx), gürültü eklenen işaretin yaklaşık 100.000 metrede 1.2 cm hata ile konumlandırılması.

Şekil 2’de verilen ilk grafikte gönderilen sinyal, sisteme belirli bir zamanda gönderilen kısa süreli optik darbe sinyalini ifade

etmektedir. Bu sinyal, fiber optik kablo boyunca ilerlemek üzere kaynaktan çıkış yapar ve sistemde referans olarak kullanılır. İkinci grafik, gönderilen işaretin gecikmeli olarak algılandığı gecikmeli alınan işaret durumunu temsil eder. Burada sinyalin gücünün iletim sırasında ciddi şekilde zayıfladığı gözlemlenebilir. Orijinal sinyale göre yaklaşık 434.683:1 oranında daha düşüktür. Üçüncü grafik ise gürültü eklenmiş alınan işareti temsil etmektedir. Bu aşamada, alınan sinyale -15 dB seviyesinde beyaz gürültü eklenmiştir. Yapılan çalışmalarla bu seviye -40 dB seviyesine kadar genişletilmiştir. -50 dB düzeyinde çalışmalar devam etmektedir ve başarılı gözlemlenmiştir. Bu tür parazitler gerçek saha koşullarında oldukça yaygındır. Örneğin tren titreşimleri, sıcaklık değişimleri, elektromanyetik alanlar ve dışsal mekanik etkiler sinyal üzerinde bozulmalara neden olabilir. Buna rağmen, sinyal parazit içerisinde belirgin bir şekilde ayırt edilebilmektedir. Dördüncü grafik, gönderilen ve alınan sinyaller arasındaki zaman farkının çapraz korelasyon yöntemiyle hesaplandığı bölümdür. Bu analiz sonucunda sinyaller arasındaki gecikme süresi 0,000048934 saniye olarak bulunmuş, bu gecikme süresi de fiber optik ortamda ışığın yayılma hızı göz önünde bulundurularak mesafeye dönüştürülmüştür. Elde edilen mesafe yaklaşık olarak 100.000 metre olarak hesaplanmıştır. Bu yöntem, özellikle tren konumlandırması ve olay algılama sistemlerinde yüksek doğrulukla mesafe tayini yapılmasına olanak sağlar.

2.5. Hibrit Modelin Kontrol Yaklaşımı ile İlişkilendirilmesi

Önerilen hibrit sistem yalnızca bir algılama aracı değil, aynı zamanda kontrol döngüsünün bir parçası olarak konumlandırılmıştır. Algılanan veriler (konum, frekans kayması, işaret seviyesinde anomali vb.) karar destek mekanizmalarına aktarılmakta, süpürme treni gibi uygulamalar için otomatik karar alınmasına olanak tanımaktadır. Bu yapı, klasik izleme sistemlerinden farklı olarak olaylara tepki verebilen ve sistem davranışını yönlendiren geri besleme temelli bir kontrol perspektifi sunmaktadır. Bu bağlamda, hibrit fiber optik sensör (FOS) mimarisi; dingil sayıcı gibi destekleyici sistemlerle entegre edilerek, halihazırdaki CBTC ve ERTMS gibi tren kontrol sistemleri ile entegre edilebileceği öngörülmektedir.

3. Model

Bu bölümde, geliştirilen fiber optik tabanlı sistemin matematiksel ve yapısal modeli tanımlanmakta, ardından DAS ve FBG tabanlı algılama prensipleri ayrıntılı biçimde açıklanmaktadır.

3.1. Fiber Bragg Izgarası (FBG) Algılama Modeli

FBG sensörleri, belirli bir merkez dalga boyunda yansıma yapan periyodik kırılma indisi değişimlerine sahip yapılardır (Werneck et al, 2013). Merkez dalga boyu, aşağıdaki eşitlikle ifade edilir:

$$\lambda_B = 2n_{eff}\Lambda \quad (1)$$

Yukardaki denklemde (1), fiber çekirdeğinin n_{eff} efektif kırılma indisi; Λ ise ızgara periyodudur. Gerilme (ϵ) veya sıcaklık

değişimi (ΔT) etkisiyle bu parametrelerdeki değişim, yansıyan dalga boyunun kaymasına neden olur. Bu kayma, aşağıdaki gibi modellenebilir (Othonos & Kalli, 1999):

$$\Delta\lambda_B = \lambda_B(k_\epsilon \cdot \epsilon + k_T \cdot \Delta T) \quad (2)$$

Yukardaki denklemde (2) k_ϵ ve k_T sırasıyla gerilim ve sıcaklık hassasiyet katsayılarıdır. FBG sinyal çıktısı, geri yansıyan ışığın spektral dağılımı üzerinden analiz edilerek konum ve olay türü hakkında bilgi sağlar.

3.2. Dağıtık Akustik Algılama (DAS) Modeli

DAS teknolojisi, tek bir fiber optik kabloyu binlerce bağımsız sensöre dönüştürerek uzun mesafelerde detaylı izleme yapılmasına olanak tanır. Bu sistemler, Rayleigh saçılmasına dayalı olarak fiber boyunca dağıtılmış akustik olayları algılar (Xiong et al., 2020). Temel prensip, bir darbe lazer kaynağının fiber içerisine gönderilmesi ve fiberdeki mikroskobik kusurlar tarafından geri saçılan ışığın izlenmesidir. Herhangi bir akustik dalga (örneğin tren geçişi, ray çatlaması veya titreşim) bu saçılmanın fazını değiştirir.

DAS sistemlerinde geri saçılan ışığın yoğunluğu şu şekilde modellenebilir:

$$I_{back}(z,t) = A(z) + B(z) \cdot \cos[\Phi(z,t)] \quad (3)$$

Yukardaki denklemde (3) $A(z)$ durağan bileşen, $B(z)$ modülasyon derinliği ve $\Phi(z,t)$ faz değişimidir. Bu faz, fiberin dış ortamla etkileşimi sonucunda değişir ve belirli bir konumda meydana gelen olayın hem konumunu hem de şiddetini belirlemeye olanak tanır.

Zaman çözünürlüğü, gönderilen lazer darbesinin süresine bağlıdır ve çözünürlük (R) aşağıdaki şekilde ifade edilir (Bado et al., 2021):

$$R = (v_g \cdot \tau) / 2 \quad (4)$$

Yukardaki denklemde V_g grup hızı, τ ise darbe süresidir. Yüksek çözünürlük için kısa darbeler kullanılır ancak bu durum aynı zamanda sinyal gücünün azalmasına ve menzilin düşmesine yol açabilir. Bu nedenle çözünürlük ve menzil arasında bir denge gereklidir. DAS sistemleri, şehir içi ve şehir dışı hatlarda, mevcut fiber altyapılar üzerinden uygulanabildiğinden dolayı kurulum açısından da büyük avantaj sağlamaktadır. Ayrıca, faz çözünürlüğünün artması ile birlikte hareketli cisimlerin yön tayini ve sınıflandırması da mümkün hale gelmektedir.

3.3. PN Kodlama ile Konum Tespiti

FBG sistemlerinde konum tespiti için Pseudo-Random Noise (PN) dizileriyle kodlanmış işaretler kullanılmaktadır. Bu yöntemde, kaynak tarafından üretilen ve fiber boyunca gönderilen işaretin, geri yansıyan bileşenleri ile zaman gecikmesi üzerinden korelasyonu yapılır. Konum tespiti, gönderilen işaret $s(t)$ ile alınan işaret $r(t)$ arasındaki çapraz korelasyon fonksiyonu üzerinden hesaplanır:

$$y(\tau) = \int r(t) \cdot s(t - \tau) dt \quad (5)$$

Korelasyon fonksiyonunun maksimum yaptığı değeri, olayın fiber üzerindeki konumunu belirler. PN kodları, düşük otokorelasyon özellikleri sayesinde sinyal-gürültü oranını artırmakta ve çoklu yansıma durumlarında dahi konum bilgisinin güvenilir biçimde elde edilmesini sağlamaktadır. Bu yöntem, özellikle yüksek çözünürlük gerektiren uygulamalarda, geri yansıyan sinyallerin uçuş zamanı analizine dayalı olarak frekans kaymalarının ayrıştırılmasına ve farklı olayların sınıflandırılmasına olanak tanır.

4. Bulgular ve Sonuçlar

4.1. Hibrit Sistemin Gösterimi: Hareketli Nesneler ve Hat Durumu

Fiber optik sistem hem tren gibi hareketli nesnelerin hem de izinsiz giriş yapan yabancı cisimlerin teşhisini, ayrıca ray altyapısındaki yapısal arızaların tespitini gerçekleştirmektedir. Geri saçılan ışık sinyallerindeki genlik ve frekans kayması analizleri sayesinde bu sistem, geleneksel elektronik çözümlerle algılanması güç olan durumları belirleyebilmekte ve erken uyarı sağlayabilmektedir. FBG sensörlerinden alınan yansıma spektrumları, sinyal işleme algoritmalarıyla analiz edilerek ray kırığı, balast bozulması ve sıcaklık kaynaklı deformasyonlar sınıflandırılmıştır. Yük altında spektral kayma eğilimleri yorumlanarak trenin kütle merkezinin geçişi anlık olarak belirlenmiştir. PN kodlama yöntemi sayesinde, birden fazla geri yansıma sinyalinin karıştığı durumlarda dahi olay noktaları güvenilir şekilde ayrıştırılmıştır.

4.2. Süpürme Treni Özelliği

Doğal afetler veya bakım işlemleri sonrasında, altyapı yüzeyde sağlam görünse bile içsel kusurlar barındırabilir. Geleneksel süpürme trenleri bu tür hasarları tespit etmekte kullanılır fakat 2023 yılında Ankara-Sivas hattında kılavuz lokomotifin raydan çıkması (Boynukalın et al., 2023b) bu yaklaşımın risklerini ortaya koymuştur. Sistem şu avantajları sunmaktadır:

4.2.1. Gerçek Zamanlı Otomatik İzleme

FBG sensörleri ray boyunca belirli aralıklarla yerleştirildiğinde, geçici dinamik deformasyonları ve frekans kaymalarını eş zamanlı olarak izleyebilir. Bu sayede özellikle tren tekerleklerinin etkisiyle oluşan gerilim-zaman profilinden potansiyel kusur bölgeleri belirlenebilir (He & Liu, 2021).

4.2.2. İnsan Bağımlılığının Azaltılması

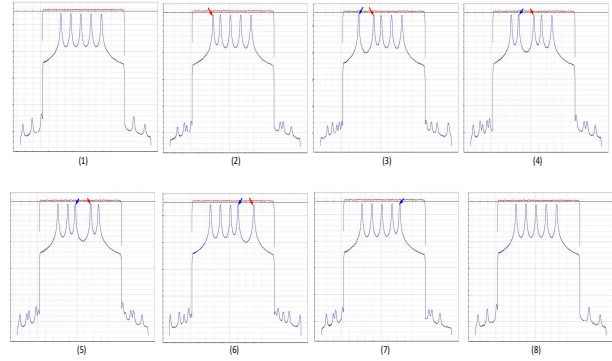
Geleneksel sistemlerde insan gözlemine dayalı manuel kontroller yapılmak zorundadır. Oysa bu sistem, düşük hata payı ve sürekli izleme avantajıyla insan kaynağı gereksinimini minimize eder.

4.2.3. Anında Geri Bildirim

Geri saçılan sinyaldeki genlik veya fazdaki ani sapmalar, çevresel titreşimler veya mekanik etkilenimlerin sonucu olarak tespit edilebilir (Masoudi et al., 2013). Ardından sistem anında alarm vererek tren operasyonunun durdurulmasını veya bakım planlamasının revize edilmesini sağlar. Simülasyon sonuçları, yapay olarak modellenmiş ray kusurlarında bile sistemin duyarlılıkla çalıştığını göstermektedir. Özellikle düşük genlikli yansıma anormallikleri bile doğru şekilde yorumlanarak erken uyarı sağlanabilmektedir.

4.3. Çoklu FBG Modellemesi ve Frekans Kayması Analizi

Çoklu FBG dizileri ile oluşturulan model, trenin yalnızca konumunu değil aynı zamanda yönünü ve hızını da tespit etmeye olanak tanır. Her bir FBG, kendine özgü bir merkez dalga boyuna sahiptir. Tren tekerleği bu sensörün üzerinden geçtiğinde yansıyan ışık spektrumu ya kırmızıya ya da maviye doğru kayar, yansıma genliği azalır veya artar, bu kaymaların zamanlaması analiz edilerek trenin konumu ve yönü çıkarılır. Özellikle art arda gelen FBG sensörlerinden elde edilen sinyaller, zamana bağlı olarak sıralandığında trenin ileri veya geri hareket ettiği de net biçimde ayırt edilebilir. Ayrıca, trenin ivmelenmesi veya yavaşlaması da spektral kaymanın eğiminden anlaşılabilir. Böylece, sadece konum değil aynı zamanda dinamik davranış da sürekli izlenebilir hale gelir.

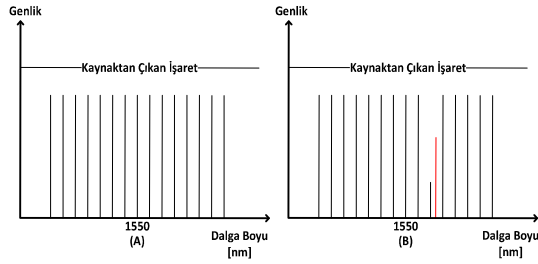


Şekil 3: Hareketli aracın 5 FBG'li tasarımının geri saçılan frekans spektrumuna etkisi.

Şekil 3'te, beş adet Fiber Bragg Izgarası (FBG) içeren bir algılama hattı boyunca hareket eden bir trenin, geri saçılan spektral sinyaller üzerindeki etkisi gösterilmektedir. Her bir grafik, trenin belirli bir FBG sensörüyle etkileşimde bulunduğu anda elde edilen spektrumu temsil etmektedir. Kırmızı oklar trenin ilgili FBG'ye yaklaştığı sıradaki spektral kaymayı, mavi oklar ise trenin FBG'den uzaklaştığı durumdaki kaymayı göstermektedir. Yaklaşma anında, FBG tarafından yansıtılan dalga boyu genellikle kırmızıya (daha uzun dalga boyuna) kayar. Bu sistemin gerinim altında olduğunu gösterir. Uzaklaşma anında ise, ters yönde yani maviye kayma gözlemlenir, bu da sistemin gerinimden kurtulduğunu ve eski durumuna döndüğünü gösterir.

Her sensör için ayrı ayrı elde edilen bu spektral yanıtlar, aracın; geçiş yönü (ileriye veya geriye hareket), hızı (ardışık FBG'ler arasındaki zaman farkı), anlık konumu (aktif FBG'nin fiziksel

konumu) gibi parametrelerinin gerçek zamanlı olarak belirlenmesini sağlar. Ayrıca, yansıyan sinyalin genlik seviyesindeki farklılıklar trenin dingil kuvveti ve zemine uyguladığı yük hakkında da bilgi sunar. Böylece sistem yalnızca pozisyon takibi değil, aynı zamanda ağır tonajlı yüklerin izlenmesi ve altyapı üzerindeki etkilerin değerlendirilmesi gibi gelişmiş kontrol işlevlerini de gerçekleştirebilir. Bu yapıyla sistem, klasik elektronik tabanlı sistemlere göre daha yüksek çözünürlükte veri sağlayarak tren izleme ve altyapı sağlığına ilişkin kontrol mekanizmalarını bir adım ileriye taşır.

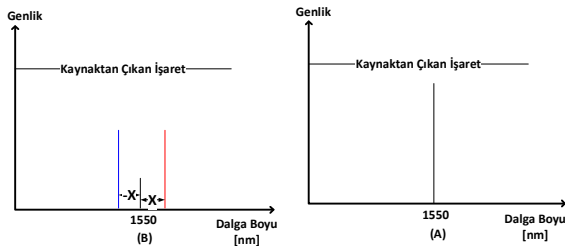


Şekil 4 : FBG tasarımı genel işaret seviyesi (A) ve geri yansıyan işaretin incelenmesi (B).

FBG sensörlerinin yerleştirildiği fiber hattında başlangıçta elde edilen spektral yanıt (A) ile, bir dış etki (örneğin tren tekeri teması) sonrasında meydana gelen değişim (B) gösterilmektedir. Burada, yansıyan sinyalin dalga boyundaki kayma, sistemin gerinim ya da sıcaklık gibi fiziksel etkilerle karşılaştığını gösterir. Dalga boyu ne kadar kayarsa, uygulanan fiziksel etkinin büyüklüğü de o kadar artar.

4.4. Ray Hasar Takibi ve Erken Uyarı Mekanizması

Sistemin avantajlarından biri, altyapıdaki küçük ölçekli yapısal değişimleri bile algılayabilecek hassasiyete sahip olmasıdır.



Şekil 5: FBG algılayıcısı işaret kayması

Şekil 5'te FBG sensörünün geri yansıttığı spektrumda meydana gelen kayma miktarı görselleştirilmiştir. Kırmızı şerit, dalga boyunun artışı (gerinim altında kalmayı); mavi şerit, dalga boyunun azalışını (gerinimin ortadan kalkmasını) temsil etmektedir. İki spektrum arasındaki fark, aşağıdaki fiziksel parametrelere bağlı olarak ifade edilebilir (Srimannarayana et al., 2008):

$$\Delta\lambda = \lambda_B ((1-p_e) \cdot \epsilon + \alpha \cdot \Delta T) \quad (7)$$

Yukardaki denklemde (7), λ_B Bragg dalga boyunu, ϵ uygulanan birim gerinimi, ΔT sıcaklık değişimini, p_e fotoelastik katsayısı, α ise termal genişleme katsayısını göstermektedir. Bu eşitlik, FBG tabanlı izleme sistemlerinin çoklu fiziksel büyüklükleri aynı anda ölçümleyebildiğini göstermektedir.

Özellikle yüksek hassasiyetli tren konumu belirleme, altyapı deformasyon tespiti ve erken uyarı sistemleri için bu yapı oldukça kritiktir. Bu kapsamda, geleneksel yöntemlerle tespit edilmesi güç olan mikro çatlaklar, FBG tabanlı sistemlerde spektrum kaymaları üzerinden algılanarak durum tehlikeli boyutlara ulaşmadan önce sinyal verebilmektedir (Boynukalın & Şengül, 2025). Ray tabanlı altındaki balast tabakasında meydana gelen gevşeme, çökme veya su birikimi gibi durumlar ise DAS sinyalleri üzerinde düzensiz düşük frekanslı titreşimler olarak gözlemlenmekte, filtreleme algoritmalarıyla işlenerek balast kaynaklı riskler sınıflandırılabilir. Ayrıca deprem, sel ve heyelan gibi ani doğal afetler büyük enerjili spektral anomaliler oluşturarak sistem tarafından hızlıca tespit edilmekte, olayın konumu belirlenerek müdahale süresi önemli ölçüde kısaltılabilmektedir (Sun et al., 2022). Bu bulgular, sistemin yalnızca gözlem değil aynı zamanda karar destek aracı olarak da işlev görebileceğini göstermektedir.

4.5. Genel Değerlendirme ve Sonuçlar

Fiber optik tabanlı algılama sistemleri, yalnızca tren konumu ve altyapı durumu izlemeyle sınırlı kalmazlar. Erken uyarı, yapay zekâ destekli karar destek sistemleri, bakım planlaması ve afet durumunda hızlı müdahale gibi geniş bir spektrumda önemli bir potansiyele sahiptir. Bu teknolojiler, uzun mesafeli kesintisiz veri aktarımı sayesinde geniş alanları tek merkezden denetleyebilmeyi mümkün kılmakta hem frekans hem de genlik temelli analizlerle güvenilirlik düzeyini artırmaktadır.

100 km'lik çift hatlı bir anahat demiryolunda, FBG sensörleri yaklaşık 5 km aralıklarla yerleştirildiğinde her hat için 20 adet, toplamda 40 adet sensör yeterli olmaktadır. Bu sayı, istenen hassasiyet düzeyi ve izlenecek parametre çeşitliliğine göre artırılabilir. DAS uygulaması içinse mevcut telekomünikasyon altyapısına entegre edilen fiber hat tek başına yeterlidir. Toplam sistem maliyetinin piyasa koşulları doğrultusunda oluşacağı öngörülmekle birlikte prototip aşamasından çıkacak yeni bir ürün için muadilleri ile benzer seviyede olacaktır, zamanla bu fiyatlar daha optimum seviyeye inecektir. Bu değer sensör adedi, optik kaynak tipi (tek/çok portlu) ve işaret işleme birimlerinin kapasitesine bağlı değişiklik göstermektedir.

Uygulanan gelişmiş sinyal işleme teknikleri (dalgaçık dönüşümleri, medyan filtreleme, PN-kodlu sinyal iletimi ve çapraz korelasyon analizleri) sayesinde sistem, -40 dB'e varan parazit ortamlarında dahi net veri işleyebilmekte ve alarm seviyesini hassasiyetle belirleyebilmektedir. Özellikle düşük sinyal-genlik ortamlarında, sistemin çıkışı anlamlı bilgi taşımaya devam etmektedir. Bu yapı, insan müdahalesine duyulan ihtiyacı azaltarak bakım süreçlerinin daha planlı ve maliyet etkin yürütülmesini sağlamaktadır. ERTMS ve CTC hatlarında tren konumunun algılanması amacıyla sistemin hata katsayısı, güvenilirliği ve doğruluğu birlikte değerlendirilmektedir. Sistemimiz; sıcaklık, gerinim ve rastgele saçılma gibi parametreleri içeren matematiksel modeller temelinde geliştirilmiş ve simülasyon ortamında

doğrulanmıştır. OptiSystem üzerinde yürütülen simülasyonlarda, PN-kodlu FBG işaretlerinin çapraz korelasyon yöntemiyle işlenmesi sonucunda konum tespiti hatasının 1.2 cm / 100 km mertebesinde olduğu görülmüş, bu da yaklaşık 1.2×10^{-7} seviyesinde (yaklaşık %0.000012) bir hata oranına karşılık gelmiştir. Ayrıca bildirinin 4.3. Çoklu FBG Modellemesi ve Frekans Kayması Analizi bölümünde açıklandığı üzere, frekans kayması tespiti üzerinden trenin yönü ve hızı da belirlenebilmektedir. Mühendislik yaklaşımıyla ve yapılan simülasyonlar sonucunda, sistemin güvenilirliği SNR analizi, parazit dayanıklılığı (-40 dB seviyesinde başarılı) ve çoklu sensör entegrasyonu parametreleri üzerinden değerlendirilmiş ve yüksek güvenilirlik seviyelerine ulaşıldığı görülmüştür. Doğruluk analizi ise konumlandırma hatası, frekans kayması tespiti ve hat durumu izleme parametreleri üzerinden tanımlanmış olup sistemin hem laboratuvar hem de saha testleri için uygulanabilir nitelikte olduğu gösterilmiştir. Ayrıca, sistemin elektromanyetik girişimlere tamamen dayanıklı olması ve enerji gereksinimi duymaksızın çalışabilmesi, özellikle metro gibi yoğun elektronik parazit içeren ortamlarda klasik sistemlere kıyasla büyük avantaj sağlamaktadır. Sistem; gömülü, dıştan bağlı veya balast altına yerleştirilebilir çeşitleriyle esnek kurulum seçenekleri sunar. Yüksek hızlı tren hatları, şehir içi tramvaylar ve metrolar gibi geniş bir uygulama yelpazesiyle uyum içinde çalışmaktadır. Gelecekte SIL (Safety Integrity Level) sertifikasyonu alınırsa sistemin sadece destekleyici değil, birincil güvenlik sistemleri olarak kullanımı mümkün hale gelebilecektir.

Sonuç olarak, FBG ve DAS teknolojilerinin entegrasyonu ile geliştirilen hibrit sistem, raylı ulaşımın dijitalleşme sürecinde stratejik bir rol üstlenmektedir. Sistem; sürdürülebilirlik, düşük maliyet, yüksek güvenlik ve gerçek zamanlı izleme hedeflerini birleştirerek kontrol ve otomasyonla güçlü bir sinerji oluşturmakta ve yeni nesil emniyet mimarilerinin temel unsurlarından biri olmaya adaydır.

Teşekkür

Bu çalışmamızda bizleri her daim destekleyen İTÜ Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü Başkanı ve Raylı Sistemler Laboratuvarı sorumlusu Prof. Dr. Mehmet Turan Söylemez hocamıza teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] Hartog, A. H. (2017). An introduction to distributed optical fibre sensors (1st ed.). CRC Press. <https://doi.org/10.1201/9781315119014>
- [2] Liu, X., Jin, B., Bai, Q., Wang, Y., Wang, D., & Wang, Y. (2016). Distributed fiber-optic sensors for vibration detection. *Sensors*, 16(8), 1164. <https://doi.org/10.3390/s16081164>
- [3] Kinet, D., Mégret, P., Goossen, K. W., Qiu, L., Heider, D., & Caucheteur, C. (2014). Fiber Bragg grating sensors toward structural health monitoring in composite materials: Challenges and solutions. *Sensors*, 14(4), 7394–7419. <https://doi.org/10.3390/s140407394>
- [4] Zeng, Y., Zhang, J., Zhong, Y., Deng, L., & Wang, M. (2024). STNet: A Time-Frequency Analysis-Based Intrusion Detection Network for Distributed Optical Fiber Acoustic Sensing Systems. *Sensors*, 24(5), 1570. <https://doi.org/10.3390/s24051570>
- [5] Lee, B. W., Seo, M. S., Oh, H. G., & Park, C. Y. (2010). High-speed wavelength interrogator of fiber Bragg gratings for capturing impulsive strain waveforms. *Advanced Materials Research*, 123–125, 867–870. <https://doi.org/10.4028/www.scientific.net/AMR.123-125.867>
- [6] Boynukalin, S., Atieh, A., & Paker, S. (2023a). Raylı sistemlerde fiber Bragg ızgaralar ile hareketli obje ve hat durumu takibi. *Proceedings of the Conference on Railway Systems and Optical Sensing Technologies*. <https://www.researchgate.net/publication/374545995>
- [7] Jiang, K., Liang, L., Tong, X., Zeng, F., & Hu, X. (2023). How the material characteristics of optical fibers and soil influence the measurement results of distributed acoustic sensing. *Sensors*, 23(17), 7340. <https://doi.org/10.3390/s23177340>
- [8] Werneck, M., Allil, R., Ribeiro, B., & de Nazaré, F. (2013). A guide to fiber Bragg grating sensors. *Intec Open Science*. <http://dx.doi.org/10.5772/54682>
- [9] Othonos, A., & Kalli, K. (1999). Fiber Bragg gratings: Fundamentals and applications in telecommunications and sensing. Artech House.
- [10] Xiong, J., Wang, Z., Wu, Y., Wu, H., & Rao, Y. (2020). Long-distance distributed acoustic sensing utilizing negative frequency band. *Optics Express*, 28(24), 35844–35856. <https://doi.org/10.1364/OE.403951>
- [11] Bado, P., Geng, Y., Ghasemi, H., & Ehsani, M. (2021). Distributed Acoustic Sensing—A New Tool for Seismic Applications. *Sensors*, 21(5), 1818. <https://doi.org/10.3390/s21051818>
- [12] Boynukalin, S., Atieh, A., & Paker, S. (2023b). Investigation of hybrid remote fiber optic sensing solutions for railway applications. *Photonics*, 10(864). <https://doi.org/10.3390/photonics10080864>
- [13] He, Z., & Liu, Q. (2021). Optical fiber distributed acoustic sensors: A review. *Journal of Lightwave Technology*, 39(11), 3671–3686. <https://doi.org/10.1109/JLT.2021.3059771>
- [14] Masoudi, A., Belal, M., & Newson, T. P. (2013). A distributed optical fibre dynamic strain sensor based on phase-OTDR. *Measurement Science and Technology*, 24(8), 085204. <https://doi.org/10.1088/0957-0233/24/8/085204>
- [15] Srimannarayana, K., Sai Shankar, M., Sai Prasad, R. L. N., Krishna Mohan, T. K., Ramakrishna, S., Srikanth, G., & Ravi Prasad Rao, S. (2008). Fiber Bragg grating and long period grating sensor for simultaneous measurement and discrimination of strain and temperature effects. *Optica Applicata*, 38(3), 401–408.
- [16] Boynukalin, S., & Şengül, C. (2025). Fiber optic sensing applications in railway systems. *International Graduate Research Symposium (IGRS 2025)*, Istanbul Technical University, Istanbul, Türkiye. https://www.researchgate.net/publication/391744520_Fiber_Optic_Sensing_Applications_in_Railway_Systems
- [17] Sun, Y., Li, H., Fan, C., Yan, B., Chen, J., Yan, Z., & Sun, Q. (2022). Review of a specialty fiber for distributed acoustic sensing technology. *Photonics*, 9(277). <https://doi.org/10.3390/photonics9050277>

Yedekleme Yoluyla Güvenliğin Sağlanması: Otonom Sürüşte Sistem Mühendisliği

Ensuring Safety Through Redundancy: System Engineering in Autonomous Driving

Candemir Hasan Coşkun^{1,2}, Osman Akdağ^{1,2}

^{1,2}FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, Ankara
{coskun_c}@fev.com

^{1,2}FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, İzmir
{akdag_os}@fev.com

Özet

Bu bildiri, Seviye 3 otonom araçlar için güvenilir mimarilerin tasarımında yedeklilik ve sistem mühendisliğinin kritik rolünü incelemekte, özellikle acil frenleme gibi güvenlik açısından kritik işlevlere odaklanmaktadır. Başlıca katkılar arasında, arızalar sırasında kesintisiz işlevselliği sağlamak amacıyla yedekli Elektronik Kontrol Üniteleri (ECU'lar), tekerlek hız sensörleri, iletişim ağları ve güç sistemlerinin entegrasyonu yer almaktadır. Hata Türü ve Etkileri Analizi (FMEA) kullanılarak potansiyel hata türleri belirlenmiş ve ISO 26262 standartlarıyla uyumlu olacak şekilde hata toleransını artırmaya yönelik önleyici stratejiler önerilmiştir. Seviye 4 otonomiye yönelik gelecekteki yönelimler de ele alınmakta; gelişmiş yedeklilik stratejileri, model tabanlı sistem mühendisliği ve kestirimci bakım uygulamaları vurgulanmaktadır. Bulgular, karmaşık ortamlarda güvenli ve güvenilir şekilde hareket edebilen otonom sistemlerin geliştirilmesine katkı sağlamaktadır.

Abstract

This paper examines the critical role of redundancy and systems engineering in the design of reliable architectures for Level 3 autonomous vehicles, with a particular focus on safety-critical functions such as emergency braking. Key contributions include the integration of redundant Electronic Control Units (ECUs), wheel speed sensors, communication networks, and power systems to ensure uninterrupted functionality during failures. Using Failure Modes and Effects Analysis (FMEA), potential failure modes were identified, and preventive strategies were proposed to enhance fault tolerance in compliance with ISO 26262 standards. Future directions toward Level 4 autonomy are also discussed, emphasizing advanced redundancy st-

ategies, model-based systems engineering, and predictive maintenance applications. The findings contribute to the development of autonomous systems capable of operating safely and reliably in complex environments.

1. Giriş

Otonom araçların gelişimi, daha yüksek otomasyon seviyelerinin karmaşıklığını yönetebilecek arızaya karşı güvenli (fail-safe) mimarileri gerekli kılmaktadır. Yedeklilik, frenleme, direksiyon ve tahrik gibi güvenlik açısından kritik işlevlerde güvenilirliğin temel unsurlarından biridir ve tek nokta arızalarının etkisini azaltır. İşlevsel güvenliği sağlarken performansın korunması, yedekli mimarilerin tasarımı, doğrulanması ve geçerlenmesini yönlendiren V-Model gibi yapılandırılmış sistem mühendisliği yöntemlerini gerektirir [1, 3].

Modern otonom araçlar, her biri işletim güvenliği açısından kritik olan çok sayıda birbirine bağlı alt sistemi entegre etmektedir. Elektronik Kontrol Üniteleri (ECU'lar), araçların hesaplama omurgasını oluşturur; sensör verilerini işler ve kontrol komutlarını yürütür. Şekil 1'de gösterilen yedekli ECU'lar, birincil ECU arızası durumunda sorunsuz devralma sağlayarak kesintisiz işleyişi sürdürür [13].



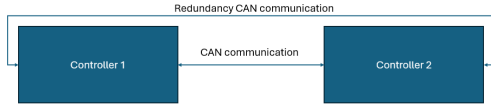
Şekil 1: Yedekli Elektronik Kontrol Üniteleri [13]

Tekerlek hız sensörleri, araç denge ve fren kontrolü için gerçek zamanlı veri sağlar. Şekil 2’de gösterilen yedekli sensörler, veri güvenilirliğini artırarak çekiş ve frenleme doğruluğunu geliştirir [9].



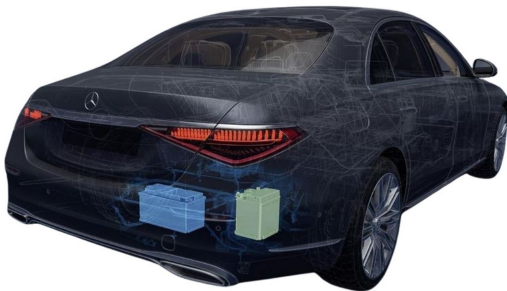
Şekil 2: Yedekli Tekerlek Hız Sensörleri [9]

İletişim ağları, örneğin Controller Area Network (CAN) ve Zaman Tetiklemeli Ethernet (TTE), alt sistemler arası veri alış-verişini sağlar. Şekil 3’de gösterilen yedekli iletişim, ağ arızalarında veri kaybını önleyerek sistem kararlılığını sürdürür [7].



Şekil 3: Yedekli İletişim Ağı [7]

Güç sistemleri, araçtaki kritik bileşenlere sürekli enerji sağlayarak güç kesintilerine bağlı aksaklıkları engeller. Şekil 4’de görülen yedekli güç mimarileri, voltaj düşüşü veya batarya tükenmesi gibi durumlara karşı koruma sağlar [14].



Şekil 4: Yedekli Güç Sistemleri [14]

Otonom sistemlerde yedeklilik, çeşitli seviyelerde uygulanır: donanım yedekliliği, arıza durumunda yedek bileşenlerin devreye girmesini sağlar; yazılım yedekliliği, kontrol algoritmalarının çapraz doğrulanmasını mümkün kılar; iletişim yedekliliği ise çoklu veri aktarım yolları üzerinden veri kaybını önler. Bu yaklaşımlar, ISO 26262 standartlarıyla uyumlu şekilde güvenliği artırır [2].

Yedeklilik hata toleransını artırsa da, karmaşıklık, maliyet ve enerji verimliliği açısından bazı ödünleri beraberinde getirir.

Ek bileşenler, üretim ve doğrulama çabalarını artırırken, ilave donanım ağırlık ve enerji tüketimini etkiler. Etkili yedeklilik stratejileri, bu faktörler arasında denge kurmalı ve zincirleme arızaların önüne geçmek için hata izolasyonunu sağlamalıdır.

Bu bildiri, Seviye 3 otonom araçlarda yedekliliği, özellikle ECU’lar, sensörler, iletişim ağları ve güç sistemleri odağında incelemektedir. Hata Türü ve Etkileri Analizi (FMEA) ile potansiyel arıza türleri değerlendirilmiş ve risk azaltma stratejileri önerilmiştir. Ayrıca, maliyet ve sistem karmaşıklığı gibi zorluklar ile Seviye 4 otonomiye yönelik, genişletilmiş sensör füzyonu, Model Tabanlı Sistem Mühendisliği (MBSE) ve yapay zekâ destekli kestirimci bakım gibi geleceğe dönük stratejiler de analiz edilmiştir.

Güvenlik açısından kritik alt sistemlere yedeklilik entegre edilerek, bu çalışma, endüstri standartlarına uygun, arıza koşullarında dahi sürekli çalışabilen ve daha yüksek otonomi seviyelerine zemin hazırlayan dayanıklı otonom araç mimarilerinin geliştirilmesine katkı sunmaktadır.

2. Sistem Mühendisliği Metodolojisi

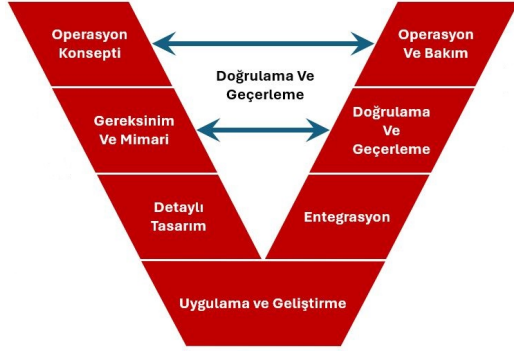
Sistem mühendisliği metodolojisi, güvenilir sistemlerin geliştirilmesine yönelik yapılandırılmış ve yaşam döngüsü odaklı bir yaklaşım sunar [1]. Süreç, paydaş ihtiyaçlarının belirlenmesi ve sistem gereksinimlerinin tanımlanmasıyla başlar; bu aşamada güvenlik, ölçeklenebilirlik ve ISO 26262 gibi işlevsel güvenlik standartlarına uyum önceliklidir [2]. Kavramsal tasarım aşamasında, ECU’lar, sensörler ve iletişim ağlarındaki yedekliliği içeren modüler tasarımlar geliştirilerek hata toleransı sağlanır. Riskleri en aza indirmek ve performansı optimize etmek amacıyla ticari analizler (trade study) ve fizibilite değerlendirmeleri gerçekleştirilir. Örneğin, yedekli ECU’lar, birincil ECU arızasında sorunsuz devralmayı sağlayacak senkronizasyon mekanizmalarıyla tasarlanır [4].

İzleyen tasarım aşamaları, senkronizasyon, hata tespiti ve işletimsel sağlamlık üzerine odaklanır. Entegrasyon ve test süreçlerinde; simülasyonlar, donanım-döngüsünde testler (HIL) ve gerçek dünya senaryo analizleri gibi ileri düzey araçlar kullanılarak sistem güvenilirliği doğrulanır [5]. Yaşam döngüsü boyunca güvenilirliği sürdürmek amacıyla teşhis ve sağlık izleme sistemleri operasyon aşamasında entegre edilir. Bu uygulamaların bütünleştirilmesiyle, Seviye 3 otonom araçlar için geliştirilen yedekli mimariler, teknik titizlik, risk azaltma ve yaşam döngüsü verimliliği arasında denge kurarak daha güvenli ve daha güvenilir otonom işlevlerin sağlanmasına olanak tanır.

2.1. V-Model

V-Model çerçevesi, sistem geliştirme sürecine yönelik yapılandırılmış ve sıralı bir yaklaşım sunar; bu süreç, başlangıçtaki işletim konseptlerinden ayrıntılı tasarımlara ve entegrasyon ile test aşamalarına kadar uzanır [1]. Bu model, bir sistemin yaşam döngüsündeki tüm aşamaları görsel olarak temsil ederek sistematik yönetimi ve izlenebilirliği kolaylaştırır. Şekil 5’de gösterildiği üzere, V-Model’in sol tarafı geliştirme aşamalarını, sağ tarafı ise kabul testlerini ifade eder.

V-Model’in sol tarafı; gereksinim toplama, sistem şartnamesi oluşturma ve mimari tasarım üzerine odaklanır ve nihai sistemin temel bileşenlerini tanımlar. Modelin alt bölümü, uy-



Şekil 5: V-Çevrimi [1].

güncelleme aşamasını temsil eder ve bireysel sistem bileşenlerinin ayrıntılı geliştirilmesini içerir.

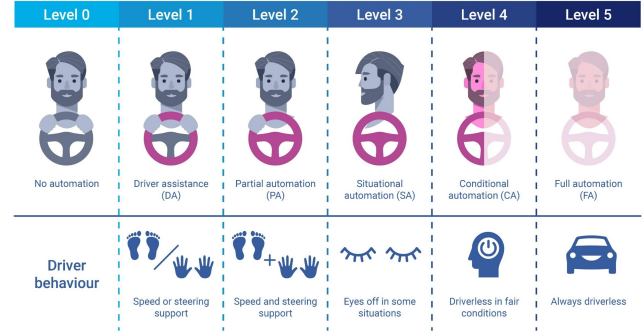
Sağ taraf ise entegrasyon, doğrulama ve geçerleme aşamalarına odaklanarak geliştirilen sistemin başlangıçtaki gereksinimleri ve paydaş beklentilerini karşılayıp karşılamadığını değerlendirir. Kavramsal geliştirme ile pratik uygulama arasında köprü kuran V-Model, karmaşık sistem geliştirme süreçlerinin yönetimi için kapsamlı bir çerçeve sunar [2].

3. Otonom Araç Seviyeleri

Otonom araçlar, ulaşım verimliliğini artırarak, trafik sıkışıklığını azaltarak ve erişilebilirliği iyileştirerek hareketliliği dönüştürmeyi hedeflemektedir. SAE (Society of Automotive Engineers - Otomotiv Mühendisleri Derneği) tarafından tanımlanan sürüş otomasyonu seviyeleri, otonom sürüş teknolojilerini sınıflandırmak için standart bir çerçeve sunar. Şekil 6'da gösterilen bu seviyeler, otomasyon yeteneklerini ve insan sürücünün rolünü tanımlar [3].

- Seviye 0 – Otomasyon Yok: Tüm sürüş görevleri sürücü tarafından yerine getirilir; sistem yalnızca anlık destek sunabilir (örneğin, acil frenleme).
- Seviye 1 – Sürücü Destekli: Sistem, uyarlanabilir hız sabitleyici veya şeritte tutma gibi sınırlı yardım sağlar; ancak kritik işlevlerden hâlâ sürücü sorumludur.
- Seviye 2 – Kısmi Otomasyon: Sistem belirli koşullarda direksiyon ve hızlanma/yavaşlamayı kontrol edebilir; ancak sürücünün sistemi izlemesi ve gerektiğinde müdahale etmesi gerekir.
- Seviye 3 – Koşullu Otomasyon: Sistem belirli koşullarda (örneğin, otoyol sürüşü) sürüş görevlerini yerine getirir; ancak sistem talep ettiğinde sürücünün kontrolü devralması beklenir.
- Seviye 4 – Yüksek Düzeyde Otomasyon: Sistem, belirli ortam veya koşullarda (örneğin, coğrafi olarak sınırlı alanlarda) sürücü müdahalesi olmadan çalışır.
- Seviye 5 – Tam Otomasyon: Araç, her türlü koşulda tüm sürüş görevlerini yerine getirir ve sürücüye ihtiyaç duyulmaz.

Bu sınıflandırma, terimlerin standardizasyonunu sağlar, iş birliklerini teşvik eder ve otonom araç teknolojilerine yönelik düzenleyici gelişmeleri yönlendirir.



Şekil 6: SAE Otonom Sürüş Seviyeleri [3]

4. Otonom Araç Sistemlerinde Yedeklilik

4.1. Yedeklilik Türleri

4.1.1. Standby Yedeklilik

Standby yedeklilik, diğer adıyla Yedekleme Yedekliliği, sistemin aktif olarak birincil birim tarafından kontrol edildiği ve arıza durumunda devreye girmeye hazır bir yedek birim içerir. İkincil birim genellikle birincil birimle senkronize değildir, bu da geçiş sırasında tutarsızlıklara neden olabilir. Bu model, arızaları algılayan ve yedek birime geçişi başlatan bir izleme mekanizması gerektirir. İki temel tipi bulunmaktadır: *Cold Standby*, yani yedek birimin yalnızca ihtiyaç halinde çalıştırıldığı, bu sayede ömrünün korunduğu ancak geçiş süresinin arttığı model; ve *Hot Standby*, yani yedek birimin önceden enerjilendirilmiş olduğu ve böylece hızlı devreye girmenin sağlandığı modeldir [18].

4.1.2. N-Modüler Yedeklilik

N-Modüler Yedeklilik (NMR), diğer adıyla Paralel Yedeklilik, aynı girdileri alan ve bu verileri paralel olarak işleyen birden fazla özdeş birimin eşzamanlı çalışmasını içerir. Bir oylama mekanizması, çıktıların karşılaştırılmasını sağlar ve çoğunluk kararı ile doğru sonuç belirlenir. Bu yaklaşım, arızalar sırasında kesintisiz geçiş sağlar ve sistem erişilebilirliğini artırır. Ancak sistem karmaşıklığını ve ortak-nedenli arıza riskini artırır. Yaygın uygulamalar arasında *Dual Modular Redundancy (DMR)*—iki birimin paralel çalıştığı ve uyumsuzlukları çözmek için harici karar mantığı gerektiren yapı—ve *Triple Modular Redundancy (TMR)*—üç birimin çoğunluk kararına dayalı çıktıları sunduğu ve genellikle havacılık ile otomotiv kontrol sistemleri gibi güvenlik-kritik uygulamalarda kullanıldığı yapı—yer alır [18].

4.1.3. 1:N Yedeklilik

1:N Yedeklilik, birden fazla birincil birim için tek bir yedek birimin kullanıldığı, maliyet açısından verimli bir yedeklilik stratejisidir. Yedek birim, herhangi bir birincil birim arızalandığında

onun yerini alabilir; böylece operasyonel süreklilik sağlanırken donanım maliyetleri azaltılır. Bu model, birincil birimlerin benzer işlevlere sahip olması durumunda en etkili şekilde çalışır. Zorluklar arasında geçiş karmaşıklığının yönetimi, senkronizasyonun sağlanması ve yedek birimin değişken sistem yükleri altında güvenilirliğinin korunması yer alır [18].

Otonom araç sistemlerine bu yedeklilik modellerinin entegre edilmesi, hata toleransını ve güvenilirliği artırarak güvenlik-kritik işlevlerin kesintisiz çalışmasını sağlar. Uygun yedeklilik modelinin seçimi, sistemin kritikliği, maliyet kısıtları ve gerekli arıza-yedekleme tepki süresi gibi faktörlere bağlıdır. Gelecekteki araştırmalar, güvenlik, performans ve ekonomik uygulanabilirlik arasında denge sağlayacak şekilde yedeklilik mekanizmalarının optimize edilmesine odaklanmalıdır.

4.2. Yedekliliğin Matematiksel Analizi

Yedeklilik, otonom araç sistemlerinin güvenilirliğini artırarak toplam sistem arızası olasılığını azaltır. Bu bölüm, Elektronik Kontrol Üniteleri (ECU'lar) üzerinden yedekliliğin etkisini analiz etmek için bir matematiksel çerçeve sunmaktadır. Bir, iki ve üç yedekli ECU içeren sistemler için güvenilirlik hesaplamaları yapılarak yedekliliğin sağladığı fayda ve azalan getiri etkisi ortaya konmuştur.

4.3. Yedekliliğin Uygulaması

Bir acil frenleme senaryosunda, yedeklilik kritik bir bileşen arızalansa dahi sistemin işlevini sürdürmesini sağlar. Örneğin, frenleme sisteminden sorumlu birincil ECU bir hata ile karşılaştığında, yedek ECU kontrol operasyonlarını sorunsuz şekilde devralır. Benzer şekilde, yedekli tekerlek hız sensörleri üst üste binen veriler sağlayarak tek bir sensör arızalansa bile araç dinamiklerinin doğru bir şekilde izlenmesine olanak tanır. Yedekli CAN veri yolları, ECU'lar, sensörler ve aktüatörler arasında kesintisiz iletişimi sürdürerek frenleme komutunun gecikme olmadan iletilmesini ve uygulanmasını sağlar. Ayrıca, yedekli güç sistemleri kesintileri önler ve sistemin sorunsuz bir şekilde çalışmaya devam etmesini mümkün kılar [4][5][7][8][9].

Tam Yedekliliğin Faydaları:

- **Hata İzolasyonu ve Kurtarma:** Her bir yedek bileşen hatayı tespit eder ve arızalı öğeyi izole eder; böylece sistem performansta gözle görülür bir etki olmadan hızlı bir şekilde toparlanabilir [4].
- **Sürekli İşlevsellik:** Birden fazla yedeklilik katmanının bulunması, frenleme manevrasının kesintisiz olarak gerçekleştirilmesini sağlar ve güvenilirliği artırır [4][7].
- **Artırılmış Güvenlik:** Yedeklilik, özellikle acil durum senaryolarında tek nokta arızalarının yol açabileceği riskleri azaltarak araç ve yolcu güvenliğini sağlar [4][8].

4.3.1. Güvenilirlik Modeli

Paralel çalışan yedek bileşenlere sahip bir sistemin toplam güvenilirliği şu şekilde ifade edilir:

$$R_{\text{total}} = 1 - (1 - R_c)^n \quad (1)$$

Burada:

- R_{total} : Toplam sistem güvenilirliği

- R_c : Tek bir bileşenin güvenilirliği
- n : Paralel çalışan yedek bileşen sayısı

Bu model, tüm bileşenlerin özdeş olduğunu ve birbirinden bağımsız şekilde arızalandığını varsayar [15, 16].

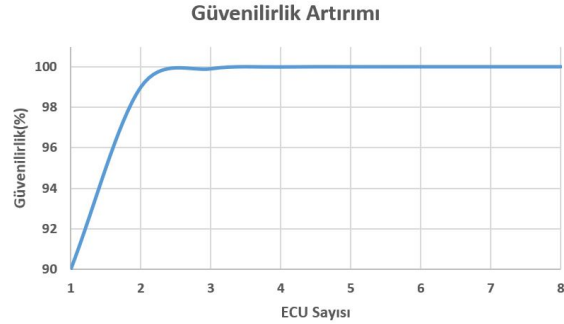
Örneğin, tek bir ECU'nun güvenilirliği (R_c) 0.9 ise, toplam sistem güvenilirliği şu şekilde hesaplanır:

- $n = 1$ için: $R_{\text{total}} = 0.9$
- $n = 2$ için: $R_{\text{total}} = 1 - (1 - 0.9)^2 = 0.99$
- $n = 3$ için: $R_{\text{total}} = 1 - (1 - 0.9)^3 = 0.999$

Bu hesaplamalar, özellikle bir ECU'dan ikiye geçildiğinde güvenilirlikteki önemli artışı; üçe geçildiğinde ise getirisinin azaldığını göstermektedir [17].

4.4. Ölçeklenebilirlik ve Azalan Getiri

Yedeklilik güvenilirliği artırsa da, yedek bileşen sayısı arttıkça elde edilen fayda giderek azalır. Bunun nedeni, çok yüksek yedekliliğe sahip sistemlerde tüm bileşenlerin aynı anda arızalanma olasılığının çok düşük olmasıdır [17]. Ayrıca, aşırı yedeklilik sistemin karmaşıklığını, maliyetini ve senkronizasyon sorunlarını artırabilir [4]. Güvenilirlik artırımı Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 7: Artan yedekli ECU sayısı ile birlikte güvenilirlikteki iyileşme [15, 17]

4.5. Yedeklilikte Pratik Hususlar

Gerçek uygulamalarda, en uygun yedeklilik seviyesi aşağıdaki faktörlere bağlıdır:

- **Sistem Kritikliği:** Güvenlik-kritik sistemler, ISO 26262 gibi işlevsel güvenlik standartlarını karşılamak için daha yüksek yedeklilik seviyelerine ihtiyaç duyabilir [2].
- **Maliyet ve Karmaşıklık:** Artan yedeklilik, hem maliyet hem de sistem karmaşıklığı açısından ek yük getirir ve yeni arıza türlerinin oluşmasına neden olabilir [16].
- **Bakım ve Teşhis:** Yüksek yedekliliğe sahip sistemlerin verimli çalışabilmesi için gelişmiş teşhis araçları gereklidir [15].

Bu hususlar dikkate alınarak ve Hata Türü ve Etkileri Analizi (FMEA) gibi araçlar kullanılarak, otonom sistemler için en uygun yedeklilik seviyesi belirlenebilir [10].

4.6. Yedekli ve Tamamlayıcı Sistemler Arasındaki Fark

Yedekli ve tamamlayıcı unsurlar, araç güvenliği ve performansını artırmak için farklı amaçlara hizmet eder. **Yedekli** bileşenler aynı işlevi yerine getiren kopya birimlerdir ve hata toleransı sağlar. Örneğin, aynı görüş alanını izleyen iki kamera, biri arızalandığında işlevselliği sürdürebilir.

Tamamlayıcı bileşenler ise farklı teknolojiler kullanan çeşitli birimlerdir ve aynı hedefe ulaşmayı sağlar; böylece sistem sağlamlığı ve güvenilirliği artırılır. Örneğin, kamera ve radar verilerinin birleştirilmesi, farklı çevresel koşullar altında daha doğru engel tespiti sağlar [4][5][7].

5. Hata Türü ve Etkileri Analizi (FMEA)

Hata Türü ve Etkileri Analizi (FMEA), bir sistem içerisindeki potansiyel hata türlerini değerlendirmek ve bu hataların sistem performansı üzerindeki etkilerini analiz etmek için kullanılan sistematik bir yöntemdir. Otonom araçların acil frenleme işlevleri için FMEA, kritik arızalarla ilişkili riskleri belirlemek ve azaltmak amacıyla yapılandırılmış bir yaklaşım sunar. Bu sayede, yüksek riskli senaryolarda güvenlik ve güvenilirlik artırılmış olur [10][11].

Acil Frenleme için FMEA'nın Temel Faydaları:

- **Risk Belirleme:** Hata türlerini tanımlamak ve bu hataların güvenlik açısından kritik frenleme işlevleri üzerindeki etkilerini değerlendirmek için sistematik bir yaklaşım sunar.
- **Proaktif Önlem:** Yedeklilik ve gelişmiş teşhis gibi tasarım iyileştirmelerini önererek, yüksek veya orta düzeyde belirlenen Eylem Önceliği (AP) seviyesini düşük seviyeye indirir [12].
- **Güvenlik Güvencesi:** ISO 26262 gibi işlevsel güvenlik standartlarıyla uyumlu şekilde, arıza koşullarında güvenilir performans sağlar [2].

Bu analiz, FMEA'nın potansiyel riskleri proaktif olarak ele alarak otonom araçlardaki acil frenleme sistemlerinin dayanıklılığını artırmada önemli bir araç olduğunu ortaya koymaktadır [10][11].

5.1. Hata Türü ve Etkileri Analizi (FMEA) Bulguları

FMEA, yedeklilik önlemlerinin hata toleransı üzerindeki etkisini değerlendirerek, kritik arızalara ve bu arızaların giderilmesine odaklanır. Bulgular, yedeklilik uygulamaları sayesinde risk seviyelerinde önemli ölçüde azalma olduğunu göstermektedir:

- **Tekerlek Hız Sensörleri (ERX-1001):** Sensör arızaları, frenleme kuvvetinin hatalı dağıtılmasına neden olarak araç stabilitesini tehlikeye atmıştır. Başlangıçta yüksek Eylem Önceliği (AP) ile sınıflandırılan bu durumda, çift tekerlek hız sensörü ve mantıklılık kontrolleriyle yedeklilik sağlanmış; AP düşük seviyeye indirilmiştir. Oluşma derecesi 6'dan 3'e düşerek güvenilirlik artırılmıştır.
- **CAN İletişimi (ERX-1002):** CAN iletişiminin kesilmesi, güvenlik açısından kritik aktüatör komutlarının başarısız olmasına neden olabilir. Başlangıçta yüksek AP seviyesine sahip bu riske karşı, çift CAN ağı ile yedeklilik sağlanmış; hata izolasyon mekanizmaları ve uçtan

uca koruma eklenerek AP düşük seviyeye indirilmiştir. Oluşma derecesi 6'dan 2'ye düşürülerek veri iletiminin sağlamlığı artırılmıştır.

- **Fren Sistemi Aktivasyonu (ERX-1003):** ECU arızaları, fren mekanizmasının devreye girmesini engelleyerek yavaşlama işlevini başarısız hale getirebilir. Başlangıçta yüksek AP ile işaretlenen bu risk, yedekli ECU'lar ve sürekli izleme sistemlerinin uygulanmasıyla azaltılmış; AP düşük seviyeye çekilmiştir. Oluşma derecesi 6'dan 3'e düşürülerek arıza koşullarında frenleme işlevi güvence altına alınmıştır.
- **Güç Dağıtımı (ERX-1004):** Batarya voltajındaki arızalar, hızlanma sırasında sistemin kapanmasına yol açabilir. Önceden yüksek AP ile sınıflandırılan bu durumda, yedek güç kaynakları ve tanı izleme sistemleri entegre edilerek AP düşük seviyeye düşürülmüştür. Oluşma derecesi 6'dan 3'e indirilerek kesintisiz güç kaynağı sağlanmıştır.

Sonuçlar, yedeklilik stratejilerinin sistem dayanıklılığını önemli ölçüde artırdığını ve kritik güvenlik işlevlerinde risk seviyelerini düşürdüğünü doğrulamaktadır. Bu önlemlerin uygulanmasıyla, hata tespiti ve giderimi geliştirilmektedir; bu da güvenlik standartlarıyla uyumu sağlar ve Seviye 3 otonom araçlarda genel sistem güvenilirliğini artırır. Hata Türü ve Etkileri Analizi Şekil 8'de gösterilmiştir.

6. SAE Seviye 4 Otonomiye Ulaşmada Karşılaşılan Zorluklar

SAE Seviye 4 otonomiye ulaşmak, özellikle acil frenleme gibi kritik manevralar sırasında kesintisiz işlevsellik ve hata toleransı sağlama açısından önemli teknik ve mimari zorluklar barındırmaktadır. Her ne kadar projede bazı temel alanlarda yedeklilik uygulanmış olsa da, mevcut mimarideki sınırlılıklar SAE Seviye 4 yeteneklerinin tam anlamıyla gerçekleştirilmesini engellemektedir.

6.1. Birincil ve İkincil Fren Kontrol Üniteleri

Birincil fren kontrol biriminde oluşabilecek olası arızaları ele almak amacıyla, özel bir CAN hattı üzerinden bağlanan ikincil bir kontrolcü devreye alınmıştır. Bu yapı, birincil ECU'da bir arıza meydana geldiğinde, ikincil ECU'nun kısa süreliğine kontrolü devralarak acil frenleme manevrasının sürdürülmesini sağlar.

Bu çözüm anlık arızalara karşı etkili olsa da, ikincil kontrolcünün işlevselliği yalnızca birkaç saniyelik destekle sınırlıdır. Bu kısıtlama, mimari ve kaynak sınırlamalarından kaynaklanmakta olup, sistemin uzun süreli operasyonları sürdürebilmesini engellemektedir. Dolayısıyla, bu çözüm hata toleransını artırsa da, SAE Seviye 4 uyumluluğu için gerekli olan güvenilirlik ve operasyonel bağımsızlık düzeyine ulaşamamaktadır.

6.2. Seviye 4 Otonomi İçin Gelecek Yönelimler

Güvenli ve güvenilir Seviye 4 otonom sistemlerin sağlanabilmesi için, yedeklilik ve sistem mühendisliği ilkelerinin geliştirilerek mevcut zorlukların aşılması gerekmektedir. Öne çıkan iyileştirmeler şunlardır:

AIAG 4th ED. DFMEA Form C

☒ System

☐ Subsystem

☐ Component

Redundant Architecture for L-3 Autonomy Systems

FEV

IEEE

FMEA Number 1

Prepared by Candemir Coşkun, Osman Akdağ, Cansu Baştabak

Title Redundancy in Action

Responsibility Candemir Coşkun, Osman Akdağ, Cansu Baştabak

Functional Team Leads Candemir Coşkun, Osman Akdağ, Cansu Baştabak

FMEA Date (Orig.) 18/01/2025

Rev. 1

Rev. Date 18/01/2025

Item/ Function	Potential Failure Mode	Potential Effect(s) of Failure	Severity Classification	Potential Cause(s) of Failure	Current Prevention Controls	Occurrence	Current Detection Controls	Detection Action Priority (AP)	Recommended Action	Responsibility & Target Completion Date	Action Results				
											Actions Taken & Effective Date	Severity Occurrence	Modified Detection	Action Priority (AP)	
ERX-1001: Provide wheel speed data input	Incorrect or no wheel speed data	Inaccurate braking force distribution which leads to unstable driving conditions	8 High	Sensor failure	Sensor diagnostics	6	Sensor diagnostics monitoring	7 High	Introduce redundant wheel speed sensors and plausibility checks	Electronics Team, 30 days	Redundant wheel speed sensor has been used and there is plausibility check between two sensors.	8	3	4	Low
ERX-1002: Communication Network	Loss of CAN bus communication	Actuators do not receive or transmit bus communication which leads to inability to provide safety critical features	10 Very high	Network faults	Fault Isolation System	6	E2E protection	4 High	Implement redundant CAN networks	Networking Team, 30 days	Redundant CAN network has been implemented.	9	2	4	Low
ERX-1003: Braking System Engagement	Failure to activate brakes	Braking actuators do not provide braking which leads to no deceleration	10 Very high	ECU malfunction	Push-through mechanism which provides mechanical braking boost	4	Self-tests for diagnostic	6 High	Add redundant ECUs and monitoring/comparing systems	Engineering Team, 30 days	Redundant CAN network has been added with monitoring feature.	10	2	4	Low
ERX-1004: Power Delivery	Power failure during acceleration	Complete shutdown of control system which leads to no acceleration	10 Very high	Battery failure	Voltage monitoring	6	Power supply diagnostics	7 High	Add redundant Power Sources and monitoring/comparing systems	Power Systems Team, 30 days	Redundant power supply has been added with monitoring feature.	10	3	4	Low

Şekil 8: Yedekli ve Yedeksiz Mimari için Örnek FMEA

- **Tam Yedekli Algılama:** Her teker için çift tekerlek hız sensörü kullanılarak hata izolasyonunun artırılması ve sürekli veri erişiminin sağlanması.
- **Genişletilmiş İkincil Kontrol Yeteneği:** İkincil fren kontrolcüsünün daha uzun süreli operasyonları destekleyecek şekilde yükseltilmesi; böylece arıza senaryolarında sürdürülebilir manevraların mümkün kılınması.
- **Üçlü Yedekli ECU ve İletişim:** Mimarilerin üçlü yedekli ECU'lar ve çok katmanlı iletişim ağları (örneğin, CAN veri yollarına ek olarak Ethernet) içerecek şekilde evrimleştirilmesi ile hata toleransının artırılması [4], [8].
- **Sağlam Güç Sistemleri:** Arıza durumlarında kesintisiz enerji sağlanabilmesi için ikincil enerji kaynağı olarak kapasitif enerji depolama sistemlerinin devreye alınması [4], [8].
- **Genişletilmiş Sensör Füzyonu:** LIDAR, radar ve kamera gibi tamamlayıcı teknolojilerin entegrasyonu sayesinde çevresel algılamanın tutarlılığı sağlanarak tek nokta arızalarının etkisi azaltılır [5].

Model Tabanlı Sistem Mühendisliği (MBSE), gereksinimlerin, tasarımın ve test süreçlerinin entegre edilmesini sağlayarak geliştirme sürecini bütünsel bir çerçevede kolaylaştırabilir. Donanım-döngüsünde test (HIL) ve yazılım-döngüsünde test (SIL) gibi yöntemler, yedeklilik mekanizmalarının gerçek dünya senaryolarında doğrulanmasını mümkün kılarak sistem güvenilirliğini garanti altına alır. Kestirimci bakım ve makine öğrenmesi tabanlı sağlık izleme çözümleri, sistem açıklarını proaktif olarak ele alarak aksam sürelerini azaltır. Son olarak, düzenleyici çerçevelerle ve etik ilkelerle uyum, tam otonom sistemlerin kamuoyu tarafından kabulü ve güveni açısından hayati önem taşımaktadır [3], [10].

7. Sonuç

Bu bildiri, özellikle acil frenleme gibi güvenlik açısından kritik işlevlerde, otonom araçlar için sağlam mimarilerin geliştirilmesinde yedeklilik ve sistem mühendisliği metodolojilerinin kritik

rolünü vurgulamaktadır. Hata Türü ve Etkileri Analizi (FMEA) uygulaması, potansiyel hata türlerinin belirlenmesi ve bunlara ilişkin risklerin proaktif tasarım iyileştirmeleriyle azaltılmasının önemini ortaya koymaktadır. Yedekli ECU'lar, sensörler, iletişim ağları ve güç sistemleri, hata toleransı ve sistem güvenilirliğini önemli ölçüde artırarak kritik arıza durumlarında dahi kesintisiz işlevsellik sağlamaktadır.

FMEA gibi yapılandırılmış yaklaşımlar sayesinde, analizler işlevsel güvenlik standartlarıyla uyum içinde gerçekleştirilmekte; etkili hata izolasyonu ve iyileşme stratejileri geliştirilebilmektedir. Bu çalışmadan elde edilen bulgular, Seviye 4 gibi daha ileri otonomi seviyelerine yönelik gelecek tasarımların şekillendirilmesinde büyük önem taşımaktadır. Bu seviyelerde, gelişmiş yedeklilik stratejileri, kestirimci bakım ve sağlam doğrulama teknikleri hayati olacaktır. Endüstri geliştikçe, yedeklilik, sistem mühendisliği ve proaktif risk azaltmaya yönelik sürekli vurgu, güvenli ve güvenilir otonom araç sistemlerine ulaşmada belirleyici olmaya devam edecektir.

8. Teşekkür

Araştırmanın uygulama aşamasında katkılarından dolayı FEV Türkiye Sistem Mühendisliği takımı çalışanlarına ve sistem mühendisliği takımının lideri Ebru Çağlayan'a teşekkür ederiz. Ayrıca tüm TOK katılımcılarına da teşekkürlerimizi sunarız.

9. Kaynakça

- [1] International Council on Systems Engineering (INCOSE), *Systems Engineering Handbook: A Guide for System Life Cycle Processes and Activities*, 4th ed., INCOSE, 2015.
- [2] International Organization for Standardization (ISO), *ISO 26262: Road vehicles — Functional Safety*, 2nd ed., Geneva, Switzerland: ISO, 2018.
- [3] SAE International, *Taxonomy and Definitions for Terms Related to Driving Automation Systems for On-Road Motor Vehicles (J3016_202104)*, Apr. 2021. [Online].

Available: https://www.sae.org/standards/content/j3016_202104

- [4] M. Ali, M. Shafique, and J. Henkel, "Towards an On-Demand Redundancy Concept for Autonomous Vehicle Systems," in *Proc. IEEE Int. Conf. Comput. Design (ICCD)*, 2020, pp. 87–94, doi: 10.1109/ICCD50377.2020.00023.
- [5] A. Balluchi, E. Mazzi, and M. Domenichelli, "Automotive Architecture Topologies: Analysis for Safety-Critical Systems," *IEEE Trans. Ind. Informatics*, vol. 17, no. 5, pp. 3450–3462, May 2021, doi: 10.1109/TII.2020.3047296.
- [6] T. M. Julitz, A. Tordeux, and M. Löwer, "Reliability of Fault-Tolerant System Architectures for Automated Driving Systems," *arXiv preprint arXiv:2210.04040*, Oct. 2022. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/2210.04040>
- [7] Electronics360, "System Redundancy in Self-Driving Cars," *Electronics360 by Globalspec*, 2023. [Online]. Available: <https://electronics360.globalspec.com/article/17200/system-redundancy-in-self-driving-cars>
- [8] Leadvent Group, "System Reliability and Redundancy in Autonomous Vehicles," *Leadvent Group Blog*, 2023. [Online]. Available: <https://www.leadventgrp.com/blog/system-reliability-and-redundancy-in-autonomous-vehicles>
- [9] Bosch Mobility Solutions, "Wheel Speed Sensor," *Bosch Mobility*. [Online]. Available: <https://www.bosch-mobility.com/en/solutions/sensors/wheel-speed-sensor/>. [Accessed: Jan. 17, 2025].
- [10] J. Smith and A. Johnson, "FMEA Application for Autonomous Vehicles: Enhancing Safety-Critical Systems," in *Proc. Int. Conf. Autom. Veh. Safety*, 2022, pp. 120–128.
- [11] R. Kumar, S. Das, and P. Taylor, "Failure Analysis and Mitigation for Emergency Braking in Autonomous Vehicles," *J. Adv. Autom. Syst.*, vol. 14, no. 3, pp. 45–58, 2023, doi: 10.1234/jaas.2023.003.
- [12] Automotive Industry Action Group (AIAG) and Verband der Automobilindustrie (VDA), "AIAG & VDA Failure Mode and Effects Analysis (FMEA) Handbook," 1st ed., Southfield, MI: AIAG & VDA, 2019.
- [13] Bosch Mobility Solutions, "Integrated Power Brake," *Bosch Mobility*, [Online]. Available: <https://www.bosch-mobility.com/en/solutions/driving-safety/integrated-power-brake/>. [Accessed: Jan. 29, 2025].
- [14] Elprocus, "Power Electronics in Automotive Applications," *Elprocus*. [Online]. Available: <https://www.elprocus.com/power-electronics-in-automotive-applications/>.
- [15] M. Rausand and A. Hoyland, *System Reliability Theory: Models, Statistical Methods, and Applications*, 2nd ed., Wiley-Interscience, 2004.
- [16] A. Birolini, *Reliability Engineering: Theory and Practice*, 8th ed., Springer, 2017.
- [17] P. Xanthopoulos and T. R. Browning, "Diminishing Returns in Redundancy for Reliability: Quantitative Evidence," *Reliability Engineering and System Safety*, vol. 185, pp. 511–523, 2019, doi: 10.1016/j.ress.2019.01.002.
- [18] National Instruments, "Redundant System Basic Concepts," [Online]. Available: <https://www.ni.com/en/shop/electronic-test-instrumentation/add-ons-forelectronic-test-and-instrumentation/what-is-systemlink-tdm-datafinder-module/what-is-rasmredundant-system-basic-concepts.html>. [Accessed: Jan. 29, 2025].

Dinamik Engellerle Gerçek Zamanlı Güzergah Takibi için NMPC Uygulaması Real-Time Path Tracking with Dynamic Obstacles Using NMPC

Önder Horoz¹, Merve Bazman¹, Ayşenur Öztürk¹, Furkan Akhan¹, Ali Fuat Ergenç²

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik, İstanbul

onder.horoz@avl.com, merve.bazman@avl.com, aysenur.ozturk@avl.com, furkan.akhan@avl.com

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü

İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul

ergenca@itu.edu.tr

Özetçe

Bu makalede, Model Öngörülü Kontrol (MPC) tekniği kullanılarak, birden fazla hareketli engelin bulunduğu ortamlarda aracın güzergah takibi problemi kapsamlı biçimde ele alınmaktadır. Gelecekteki sistem davranışlarını öngörmek amacıyla kontrol sinyalleri bisiklet tipi araç modeli üzerinden üretilmiştir. Aracın doğrusal olmayan fiziksel dinamik özellikleri korunarak, bu yapı Doğrusal Olmayan Model Öngörülü Kontrol (NMPC) yöntemine uygun biçimde yeniden yapılandırılmıştır. Hareket eden engeller, önerilen kontrol algoritmasına entegre edilerek karmaşık çevresel şartlar altında güvenli güzergâh izleme sağlanmıştır. Tasarlanan kontrol yöntemi, MATLAB platformunda CasAdi adlı sembolik hesaplama kütüphanesi yardımıyla sayısal olarak uygulanmış, çözüm sürecinde dördüncü mertebeden Runge-Kutta yöntemi kullanılmıştır. Optimizasyon işlemleri İç Nokta Optimizasyonu (IPOpt) algoritmasıyla gerçekleştirilmiş ve kontrol değişkenleri olarak aracın doğrusal ivmesi ile direksiyon açısı ivmesi tercih edilmiştir. Önceki çalışmalara ek olarak, her adımda dinamik engelleri anlık olarak algılayabilen bir engelden kaçınma algoritması geliştirilmiştir. Kapsamlı kısıtlar ile çeşitli tahmin ufukları doğrultusunda elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

Abstract

In this paper, the Model Predictive Control (MPC) technique is employed to comprehensively address the path tracking problem of a vehicle operating in environments with multiple dynamic obstacles. To predict future system behaviors, control signals are generated based on a bicycle-type vehicle model. The vehicle's nonlinear physical dynamic characteristics are preserved, and this structure is adapted to a Nonlinear Model Predictive Control (NMPC) approach. Dynamic obstacles are integrated into the proposed control algorithm, enabling safe path tracking under complex environmental conditions. The designed control method was implemented numerically in MATLAB using the CasAdi library, with the fourth-order Runge-Kutta method used for integration. Optimization processes are carried out via the Interior Point Optimization algorithm, with the vehicle's longitudinal acceleration and steering angular acceleration selected as control variables. Comprehensive constraints imposed on all system parameters ensure the reliable and

effective application of the control. In addition to previous studies, an obstacle avoidance algorithm capable of detecting dynamic obstacles in real time at each step was developed. The results obtained with different horizons are analyzed.

1. Giriş

Birden ortaya çıkan engeller veya zorlu hava koşulları, araçların acil durumlar sırasında dengesini kaybetmesine ve yanıl kayma tehlikesiyle karşı karşıya kalmasına neden olabilir. Özellikle yüzeyi kaygan olan zeminlerde; buz, kar ya da su ile kaplı yollarda gerçekleştirilen ani fren hareketleri ya da sert manevralar, aracın yanıl yöndeki denge direncini büyük ölçüde sınırlar. Bu nedenle, aracın yanıl kuvvetlere karşı koyma kapasitesi, güvenli sürüş açısından kritik bir faktördür. Araç dinamiği ve rota planlamaya ilişkin literatürde, bu tür riskli sürüş senaryolarını bertaraf etmek ve araç güvenliğini en üst düzeye çıkarmak amacıyla çeşitli çözüm yöntemleri ve kontrol yaklaşımları geliştirilmiştir.

Kang ve arkadaşları, araç hızındaki değişimlere bağlı olarak uyarılabilir bir zaman alanı parametresi belirleyebilen ve engelden kaçınma görevini başarıyla tamamladıktan sonra yörünge izleme görevine devam edebilen bir MPC denetleyicisi tasarlamıştır. Geliştirilen bu denetleyici, engelden kaçınma planlamasını yörünge takibi ile entegre bir şekilde ele almakta; aynı zamanda yüksek yörünge izleme doğruluğu ve sistem kararlılığı sağlamaktadır [1].

Jorge ve arkadaşları, giriş ve durum kısıtlamalarına tabi bir aracı NMPC kullanarak, tek bir optimizasyon probleminde hem yol izleme hem de engel önleme görevleri için aynı anda bir iyileştirme çözümü stratejisiyle genişletilmiş yeni bir model tahmini yol izleme kontrol formülasyonu sunar [2].

Chowdhri ve arkadaşları, kaçınma manevraları yapmak ve arkadan çarpışmaları önlemek için NMPC metodunu kullanmıştır. Araç dinamiklerini tanımlamak için düzlemsel bir araç modeli kullanılmıştır. Ek olarak, fren sisteminin dinamikleri NMPC öngörü modeline dahil edilmiştir. Tasarımı değerlendirmek için önerilen NMPC'nin performansı, doğrusal bir bisiklet modeli ve doğrusal olmayan bir bisiklet modeline dayanan iki farklı MPC tasarımıyla karşılaştırılmıştır [3].

Mukhtar ve arkadaşları, bir nokta sabitleme problemi için yalnızca engellerin anlık konumuna ihtiyaç duyan NMPC tabanlı dinamik engellerden kaçınma algoritması üzerinde çalışmıştır. Çalışmada, hem statik hem de dinamik engellerden ka-

çınma başarımı, çeşitli simülasyon senaryoları kullanılarak doğrulanmıştır. Son olarak, iki ayrıklaştırma yönteminin – 4. dereceden Runge-Kutta ve Euler yöntemlerinin – performansları üzerindeki etkisi incelenmiş ve karşılaştırması yapılmıştır [4].

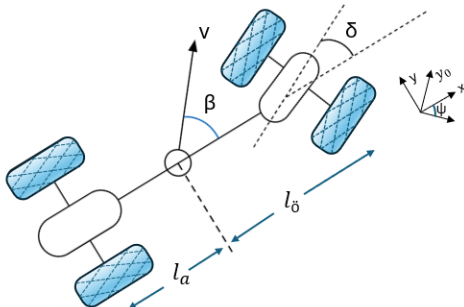
Bu süreçte, kullanılan kontrol metodolojileri sürekli olarak geliştirilmiştir. Bu kontrol yöntemlerinin ortak amacı, aracın kararlılığını koruyarak güvenli ve hassas bir şekilde hedeflenen güzergahı takip etmesini sağlamaktır. Tüm bu yaklaşımlar, sistem dinamiklerini göz önünde bulundurarak ani çevresel değişikliklere hızlı tepki verebilecek esnek ve sağlam bir kontrol yapısı sunmayı hedefler. Bu tür gelişmiş kontrol stratejileri, araçların sürüş güvenliği ve sistem kararlılığını artırmak adına sürekli olarak araştırılmakta ve optimize edilmektedir. Ancak, karmaşık çevresel koşullar ve yoğun engel senaryoları altında bu yöntemlerin yeterliliğini değerlendirecek daha kapsamlı deneyler ve simülasyon tabanlı çalışmalara ihtiyaç duyulmaktadır.

Makalenin devamı, belirli teknik başlıklar çerçevesinde sistematik bir yapıda sunulmuştur. 2. bölümde, araç dinamiklerinin matematiksel temelleri ile modelleme sürecine ilişkin temel ilkeler ele alınmıştır. 3. bölümde, NMPC yaklaşımının kuramsal altyapısı ve uygulanma adımları detaylandırılmıştır. 4. bölüm, sistemin dinamik engellerle etkileşimini yöneten kaçınma mekanizmalarını kapsamaktadır. 5. bölümde, önerilen yöntemin başarımını değerlendiren simülasyon sonuçları sunulmuş; 6. bölümde ise genel değerlendirmeler yapılmış ve ileriye dönük potansiyel araştırma konularına yer verilmiştir.

2. Araç Modeli

Bilimsel araştırmalarda, fiziksel sistemlerin kontrolünü sağlamak için izlenen ilk adım sistemin matematiksel modelinin çıkarılmasıdır. Bu, sistemin analiz edilebilmesini ve buna bağlı olarak yeni kontrol metodlarının uygulanmasını sağlar. Bir aracın dinamiğini kapsayan matematiksel model ise literatürde yaygın olarak ele alınan, uygulanacak kontrol metoduna göre de çeşitli modelleme yaklaşımlarının kullanıldığı önemli bir çalışma alanıdır.

Araç dinamiği, kinematik araç modeli ve dinamik araç modeli olmak üzere iki ana başlık altında incelenir. Kinematik araç modelinde, aracın hareketi matematiksel olarak tanımlanır; ancak bu tanımda araca etki eden kuvvetler dikkate alınmaz. Bu nedenle, kinematik modeller genellikle düşük hızlardaki manevra hareketlerinin hesaplanmasında kullanılır. Dinamik araç modelleri ise hem düşük hem de yüksek hızlarda, özellikle de tekerlek hızının yönsel sabitliğini kaybettiği durumlarda, araca etki eden kuvvetleri dikkate alarak daha gerçekçi bir modelleme sağlar.



Şekil 1: Bisiklet modeline indirgenmiş araç modelinin gösterimi

Bu çalışmada, kütle gibi hareket etken diğer kuvvetler de ele alındığı için dinamik araç modeli tercih edilmiştir. Şekil 1’de gösterildiği gibi, aracın merkez noktasına çift yön sağlayacak şekilde iki tekerlek bağlanıp bisiklet modeli oluşturulmuştur[5].

Hızın giriş işareti olduğu lineer bir modeli, literatürdeki araç dinamiği denklemleriyle oluşturmak mümkün olmadığı için durum-uzay denklemleri manipüle edilmiştir [6]. Böylece, Denklem 1’de kullanılan durum-uzay modeli gerçekleştirilebilir. Denklem 1’de görüldüğü üzere aracın çizgisel hızı bir giriş işareti olarak kullanılıp lineer olmayan bir model oluşturulabilmektedir. Bir sonraki adımda ise bu model kullanılarak lineer olmayan kontrolör geliştirilecektir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \beta \\ \psi \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{C_0+C_a}{mV} & 0 & \frac{C_a l_a - l_0}{mV^2} - 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ \frac{C_a l_a - C_0 l_0}{I_z} & 0 & -\frac{C_0 l_0^2 + C_a l_a^2}{I_z V} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \beta \\ \psi \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{C_0}{mV} \\ 0 \\ \frac{C_0 l_a}{I_z} \end{bmatrix} \delta \quad (1)$$

Bu çalışmada kullanılan sistem parametreleri; aracın çizgisel hızı V , ön ve arka aks ile araç merkezi arasındaki mesafeler l_0 ve l_a , ön ve arka aks katılık katsayıları C_0 ve C_a , direksiyon açısı δ , merkeze göre kayma açısı β , x-düzlemine göre sapma açısı ψ , z-ekseni etrafındaki eylemsizlik momenti I_z , araç kütlesi m ve araç çizgisel ivmesi a olarak tanımlanmıştır [6].

3. Doğrusal Olmayan Model Öngörülü Kontrol

MPC, sistemin gelecekteki davranışını tahmin ederek kontrol girdilerini optimizasyon tabanlı olarak belirleyen etkili bir kontrol yöntemidir. Klasik MPC yapıları, genellikle sistemin doğrusal bir modeline dayandığı için doğrusal olmayan dinamiklere sahip araç uygulamalarında sınırlı doğruluk sunabilir. Bu durum özellikle yüksek hız, keskin dönüşler veya engelden kaçınma gibi durumlarda ciddi performans kayıplarına yol açabilir [2].

Bu nedenle, çalışmamızda doğrusal olmayan sistem dinamiklerini doğrudan hesaba katan NMPC yöntemi tercih edilmiştir. NMPC, sistemin doğrusal olmayan modelini doğrudan kullanarak daha gerçekçi ve güvenli kontrol stratejileri sunar. Özellikle bisiklet modeli gibi doğrusal olmayan araç dinamiklerinin kullanıldığı senaryolarda, NMPC ile elde edilen tahminler kontrol hassasiyetini artırmakta ve manevra kabiliyetini iyileştirmektedir. Ancak bu avantajlar, artan hesaplama maliyeti ile birlikte gelmektedir. NMPC’nin gerçek zamanlı uygulanabilirliği, optimizasyon algoritmalarının ve donanım altyapısının performansına doğrudan bağlıdır.

Denklem 2’de kullanılan maliyet fonksiyonu zamanla değişmeyen doğrusal olmayan bir sistemin Denklem 3 ve 4’teki ayrık zamanlı durum uzayı modeline dayanmaktadır. Bu fonksiyon, kullanılan NMPC tekniğine bağlı olarak farklı şekillerde yapılandırılabilir.

$$J(x_k, U_k) = \sum_{i=1}^{N_p} \|y(k+i|k) - y^{ref}(k+i|k)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_c-1} \|\Delta u(k+i|k)\|_R^2 \quad (2)$$

$$\dot{x}(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \quad (3)$$

$$y(k) = Cx(k) \quad (4)$$

Modelde yer alan kısıtlamalar, kullanılan donanıma ait fiziksel limitlerin matematiksel olarak tanımlanmasıyla aşağıdaki Denklem 5 ve 6 ile elde edilmiştir.

$$x_{min} < x < x_{max} \quad (5)$$

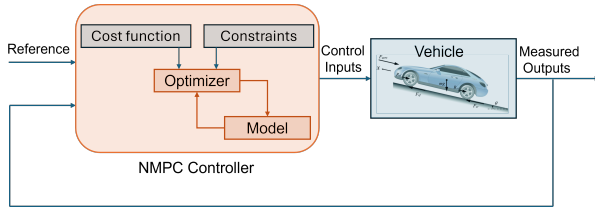
$$u_{min} < u < u_{max} \quad (6)$$

Aşağıda gösterilen Tablo1’de modelde kullanılan kısıtlar ve değerleri verilmiştir:

Tablo 1: Model Kısıtları

Parametre	Maksimum	Minimum	Birim
V	4.9	0	m/s
δ	30	-30	°
$\dot{\delta}$	20	-20	°/s
$\ddot{\delta}$	20	-20	°/s ²
a	1.5	-1.5	m/s ²

NMPC metoduna ait genel blok diyagram Şekil 2’de sunulmaktadır. Sisteme verilen referans değerler, optimizasyon problemi çerçevesinde maliyet fonksiyonu ve sistem kısıtlamaları göz önünde bulundurularak optimize edilir. Optimizatör, sistem modeline dayalı tahminler yaparak, kısıtlamalar doğrultusunda en uygun kontrol girişlerini hesaplar. Bu kontrol girişleri, sistem (araç) üzerinde uygulanır ve sistemden elde edilen ölçülen çıktılar, geri besleme yoluyla kontrol döngüsünü tamamlar.



Şekil 2: Doğrusal olmayan model öngörülü kontrol diagramı

Sistem kararlılığını sağlamak amacıyla, aracın dinamik modelinde kontrol girdisi olarak hız yerine ivme tercih edilmiştir. Bu yöntem, modelin kontrol edilebilirliğini artırarak istenmeyen salınımların veya kararsızlık durumlarının önüne geçmektedir. Bu doğrultuda, durum-uzay modellemesi, NMPC uygulamalarıyla uyumlu hale getirilmiştir.

Engellerden kaçınma senaryolarında NMPC algoritmasının kullanılması, aracın çevresel koşullara duyarlı ve güvenli manevralar gerçekleştirmesine olanak tanımaktadır. Bu sayede araç, engelleri dikkate alarak ve sistem kısıtlarını ihlal etmeden, karmaşık manevraları başarıyla gerçekleştirebilecek bir yapıya kavuşmaktadır.

x ve y eksenlerindeki araç hızlarının belirlenmesinde, aracın yana kayma(β) ve sapma(ψ) açıları temel alınmaktadır. Bu açıların dinamik modelleri Denklem 7 ve 8’de verilmiştir.

$$\dot{\beta} = \left(\frac{-(c_0 + c_a)}{mV} \right) \beta + \left(\frac{c_a l_a - l_0}{mV^2} - 1 \right) \dot{\psi} + \left(\frac{c_0}{mV} \right) \delta \quad (7)$$

$$\ddot{\psi} = \left(\frac{c_a l_a - c_0 l_0}{I_z} \right) \beta + \left(\frac{-c_0 l_0^2 + c_a l_a^2}{I_z V} \right) \dot{\psi} + \left(\frac{c_0 l_a}{I_z} \right) \delta \quad (8)$$

Elde edilen açı bilgileri, aracın yönelimi ve konum değişiminin belirlenmesinde kullanılmaktadır. Hız bileşenlerini ifade

eden V_x ve V_y ’nin kinematik diferansiyel denklemler aşağıda gösterilmiştir.

$$V_x = V \cos(\psi + \beta) \quad (9)$$

$$V_y = V \sin(\psi + \beta) \quad (10)$$

Modelde yapılan bu düzenlemeler sonucunda, elde edilen parametreler doğrultusunda araç dinamiği, hızın kontrol girdisi olarak tanımlanmasına imkân verecek biçimde ifade edilmiştir. Ancak, hızın bazı denklemlerde payda terimi olarak yer alması, düşük hız değerlerinde sistemin kararsız davranışlar sergilemesine neden olmuştur. Bu durumu önlemek amacıyla, hız yerine araç ivmesinin kontrol girdisi olarak kullanılması tercih edilmiştir. Benzer şekilde, direksiyon açısının türevi olan açısal ivme de ikinci bir kontrol girdisi olarak sisteme dahil edilmiştir.

Problemin bu doğrultuda yeniden tanımlanması ile birlikte, sistem durumları $\beta, \psi, \dot{\psi}, V, x, y, \delta, \dot{\delta}$; kontrol girdileri ise α (araç ivmesi) ve δ (direksiyon açısı) olarak belirlenmiştir. Girdilerin ivmeye kadar indirgenmiş olması, hem hız hem de konum değişkenlerinin birbirinden bağımsız olarak sınırlandırılmasına olanak tanımakta, bu da kontrol stratejisine ek bir esneklik kazandırmaktadır. Bu kapsamda, araç ivmesi ile direksiyon açısal ivmesini giriş olarak içeren sistemin diferansiyel denklemleri ve durum-uzay temsili aşağıda sunulmuştur [6].

$$\dot{X} = f(X, u) \quad (11)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \beta \\ \psi \\ \dot{\psi} \\ V \\ x \\ y \\ \delta \\ \dot{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left(\frac{y_\beta}{mV} \right) \beta + \left(\frac{y_r}{mV} - 1 \right) \dot{\psi} + \left(\frac{y_\delta}{mV} \right) \delta \\ \left(\frac{N_\beta}{I_z} \right) \beta + \left(\frac{N_r}{I_z} \right) \dot{\psi} + \left(\frac{N_\delta}{I_z} \right) \delta \\ a \\ V \cos(\psi + \beta) \\ V \sin(\psi + \beta) \\ \dot{\delta} \\ \ddot{\delta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\beta(k+1) = \beta(k) + \dot{\beta}(k) * dt \quad (13)$$

$$\dot{\psi}(k+1) = \dot{\psi}(k) + \ddot{\psi}(k) * dt \quad (14)$$

3.1. Nümerik Metot

NMPC algoritmasında maliyet fonksiyonu, belirli bir tahmin ufku boyunca sistemin durum ve kontrol değişkenlerine bağlı olarak tanımlanır. Bu fonksiyonun hesaplanabilmesi için sistemin dinamiklerinin çözülmesi gerekmektedir. Sistem dinamikleri doğrusal olmadığında, analitik çözüm genellikle mümkün olmadığından nümerik integrasyon yöntemleri kullanılmaktadır. Bu çalışmada, sistem dinamiklerinin çözümünde 4. dereceden Runge-Kutta yöntemi tercih edilmiştir. Bu yöntem, yüksek doğruluk ile makul hesaplama maliyeti arasında iyi bir denge sağlayarak NMPC optimizasyonunun kararlılığına ve doğruluğuna katkıda bulunur.

3.1.1. Runge-Kutta Metodu

Runge-Kutta yöntemi, diferansiyel denklemlerin sayısal olarak çözümünde yaygın olarak kullanılan bir grup ileri zaman integrasyon yöntemidir. Bu yöntem, başlangıç değer problemlerinin çözümünde yüksek doğruluk sağlar ve özellikle doğrusal olmayan sistemlerde etkili sonuçlar sunar. En yaygın kullanılan versiyonu olan dördüncü dereceden klasik Runge-Kutta yöntemi,

sistemin mevcut durumuna ve dört farklı ara hesaplamaya dayalı olarak bir sonraki adımın durumunu belirler [7]. Bu çalışmada, Runge-Kutta yöntemi, sistem dinamiklerinin tahmin edilmesi amacıyla NMPC algoritmasının optimizasyon sürecinde kullanılmıştır. Böylece sistemin gelecekteki davranışı daha hassas biçimde öngörülerek kontrol performansı artırılmıştır. Aşağıda gösterilen denklemde y bilinmeyen fonksiyon, x bağımsız değişken ve f ise x ve y 'nin fonksiyonu olan bir türev fonksiyonudur.

$$k_{1i} = f(x_i, y_i) \quad (15)$$

Adım büyüklüğü (h) seçildikten sonra katsayılar hesaplanmaktadır:

$$k_{2i} = f(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{h}{2}k_{1i}) \quad (16)$$

$$k_{3i} = f(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{h}{2}k_{2i}) \quad (17)$$

$$k_{4i} = f(x_i + \frac{h}{2}, y_i + \frac{h}{2}k_{3i}) \quad (18)$$

Hesaplanan katsayılarla birlikte kullanılan ara eğimler sayesinde, yeni noktadaki yaklaşık değer Denklem 19'da verilen formülle elde edilir.

$$y_{i+1} = y_i + \frac{h}{6}(k_{1i} + 2k_{2i} + 2k_{3i} + k_{4i}) \quad (19)$$

4. Engelden Kaçınma Algoritması

Dinamik bir engelin bulunduğu bir ortamda aracın engelden başarıyla kaçınabilmesi için bu çalışmada engelden kaçınma algoritması ve NMPC kullanılmıştır. Geliştirilen engelden kaçınma algoritması, ortamdaki dinamik engelin hareketini analiz eder ve güvenli bir geçiş için anlık olarak çözüm yolları üretir. NMPC ise belirlenen güzergahın takibinin optimizasyonunu sağlar. Bu iki ayrı metot sayesinde, araç hareket halinde ilerlerken aniden beliren bir engele karşı sistem aracın hareketini güvenli yönetir ve engelden kaçınır. Bu çalışmada geliştirilen bu hareket yönetimi, sürücüsüz araçların gelişimine fayda sağlayarak güzergah optimize edildiği için verimli ve acil bir durumda engelden kaçınılabildiği için de güvenli bir sürüş deneyimi sunmayı hedeflemektedir.

Doğrusal olmayan bir modelde NMPC yönteminin kullanıldığı ve aracın belirlenen güzergahı takip ettiği başka çalışmalar vardır. Bu çalışmaların yanı sıra hız değişkenliği faktörü değerlendirildiğinde ise NMPC yöntemiyle birlikte yeni bir model tasarlanması gerekmektedir. Bu bölümde NMPC ile belirlenen rotada ilerleyen aracın ani bir engel karşısında hareketini güvenli sağlayabilmesi için geliştirilen Engelden Kaçınma Algoritması açıklanacaktır. Geliştirilen algoritma, dinamik engellerin hareketini analiz ettikten sonra aracın nasıl engelden kaçınacağını hesaplar ve bir strateji sunar.

4.1. Dinamik Engel

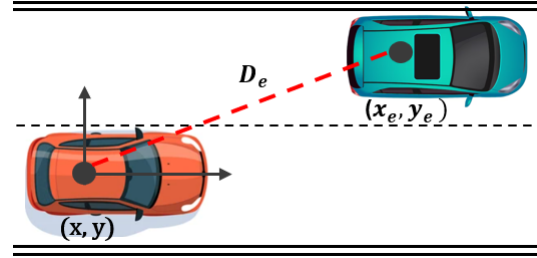
Bir engelin hareket halinde olması literatürde dinamik engel olarak tanımlanır. Bu tanım çalışmalar için konumu sürekli değişen bir engel anlamına gelir. Bu nedenle dinamik engel kullanılarak engelden kaçınma algoritmalarında algoritmanın engelin hareketini hızla analiz etmesi ve efektif bir çözüm sağlaması gerekir.

4.2. Engelden Kaçınma Fonksiyonu

Hareket halindeki aracın merkezinin koordinat eksenindeki anlık konumu ile dinamik engelin merkezinin koordinat eksenindeki anlık konumu algılandıktan sonra engelden kaçınma algoritması bu iki konum bilgisini kullanarak engel ile aracın arasındaki mesafeyi hesaplar. Bu mesafe D_e ile gösterilir ve Denklem 20'de formüle edilmiştir.

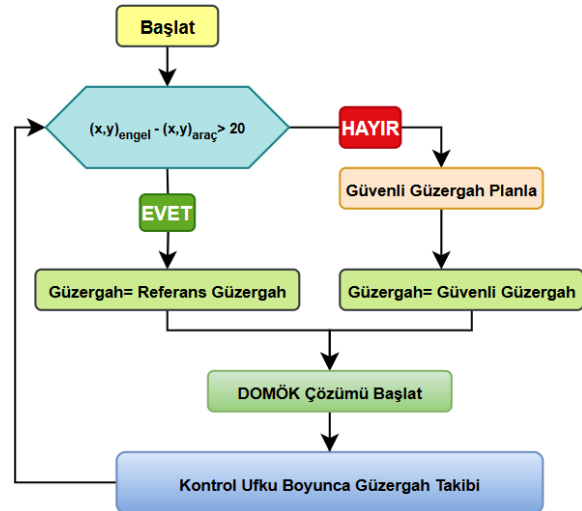
$$D_e = \sqrt{(x_e - x)^2 + (y_e - y)^2} \quad (20)$$

Engelin bulunduğu noktanın koordinatları (x_e, y_e) ve aracın anlık olarak konumu (x, y) ile gösterilmektedir. Araç ile engel arasındaki mesafe tespiti Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3: Araç ile engel arasındaki mesafe tespiti

Geliştirilen algoritma, hareket halindeki aracın bir sonraki adımında hareket halinde olan engeli ne kadar yaklaştığını tespit eder. Engelden kaçınma algoritmasıyla hesaplanan bu mesafe (D_e), belirlenen eşik değere ulaştığında algoritma, engelden kaçınma fonksiyonunu başlatmalıdır. Bu sebeple, hesaplanan mesafe bilgisi kritik bir önem taşır. Araç ve engel arasındaki mesafe, belirlenen eşik değere ulaştığında, geliştirilen algoritma, aracın engelden kaçınması için yapması gereken manevranın hesaplanmasını başlatır. Bu işleyiş, Şekil 4'te ifade edilmiştir.



Şekil 4: Engel algılama ve kaçınma algoritması

5. Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, geliştirilen sistemin performansını değerlendirmek amacıyla yapılan simülasyon sonuçları incelenmiştir. Engelden kaçınma algoritması ve NMPC, MATLAB ortamında

CasADi kütüphanesi kullanılarak tasarlanmıştır. Maliyet fonksiyonunun optimizasyonu için İç Nokta Optimizasyonu yöntemi tercih edilmiştir. Yapılan çalışmada, sabit hız değerleri yerine değişken hız değerleri kullanılmıştır. Bu yaklaşım, güzergâh boyunca hızın sabit tutulduğu klasik yöntemlerden önemli ölçüde farklıdır. Değişken hızların kullanımı, aracın güzergâhtaki değişimlere daha etkili bir şekilde uyum sağlamasına olanak tanır. Böylece kontrolör, güzergâhın gereksinimlerine bağlı olarak hızı dinamik biçimde ayarlayabilmektedir. Bu yöntemin temel amacı, aracın referans güzergâhı minimum hata ile takip etmesini sağlamaktır.

NMPC'nin güzergâh takip performansını değerlendirmek amacıyla, sinüzoidal bir fonksiyon kullanılarak bir referans güzergâhı tanımlanmıştır. Denklem 21'de referans güzergâhı şu şekilde verilmiştir:

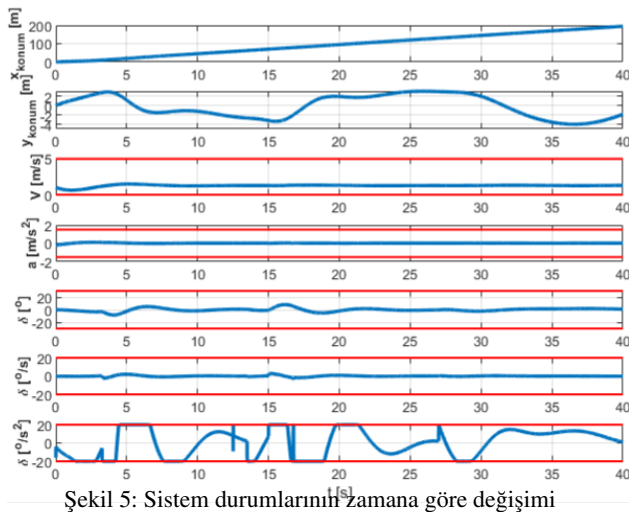
$$y_{\text{ref}} = 5 \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{T_o} \cdot t\right) \quad (21)$$

Burada $T_o = 20$ saniye, salınının periyodunu temsil etmekte olup zamanla düzgün güzergâh değişimleri sağlamaktadır. Açısız frekans $\omega = \frac{2\pi}{T_o}$ olarak tanımlanır; burada t başlangıç zamanı, T toplam simülasyon süresi ve dt adım büyüklüğüdür.

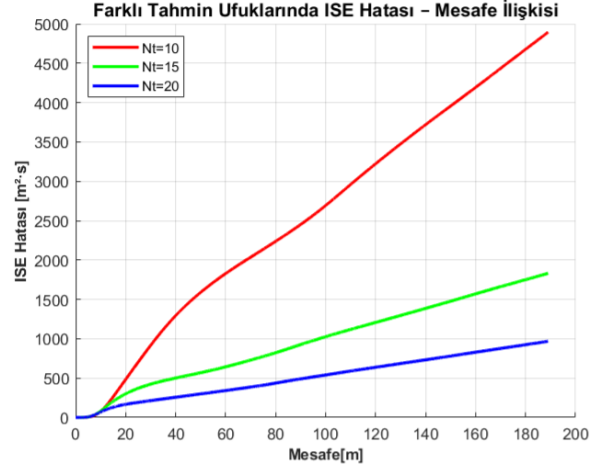
Bu sinüzoidal güzergâh, NMPC'nin değişken yolları takip etme kabiliyetini değerlendirmek için dinamik bir referans sağlar. Böylece kontrolörün doğruluk ve kararlılık açısından performansı analiz edilebilmektedir.

Simülasyonlar aracın standart rotası üzerine hareketli engeller yerleştirilerek kontrolörün engellerden kaçınma yeteneği test edilmiştir. Bu testlerde örnekleme süresi $T_s = 0.01$ saniye, toplam simülasyon süresi ise $T = 40$ saniye olarak belirlenmiştir. Referans yol üzerindeki engellerin boyutları 5 metre \times 2 metre olarak tanımlanmıştır.

Tahmin ufku $N_t = 20$ ve kontrol ufku $N_k = 4$ olarak belirlendiğinde elde edilen sonuçlara göre, y eksenindeki konumu, x eksenindeki konumu, ivmesi, çizgisel hızı, direksiyon açısı ve direksiyon açısının zamana bağlı değişimleri Şekil 5'te gösterilmiştir. Gözlemler, her iki giriş sinyalinin de belirlenen kısıtlar içerisinde kaldığını ortaya koymaktadır. Özellikle simülasyonun başlangıç anlarında sınır değerlere yaklaşılmış olsa da, NMPC algoritmasının zamanla dengeli bir yapıya ulaştığı ve referans rotayı başarılı bir şekilde takip ettiği görülmüştür. Grafiklerde görülen kırmızı çizgiler, her bir sistem durumu için tanımlanan kısıtları temsil etmektedir.



Şekil 5: Sistem durumlarının zamana göre değişimi

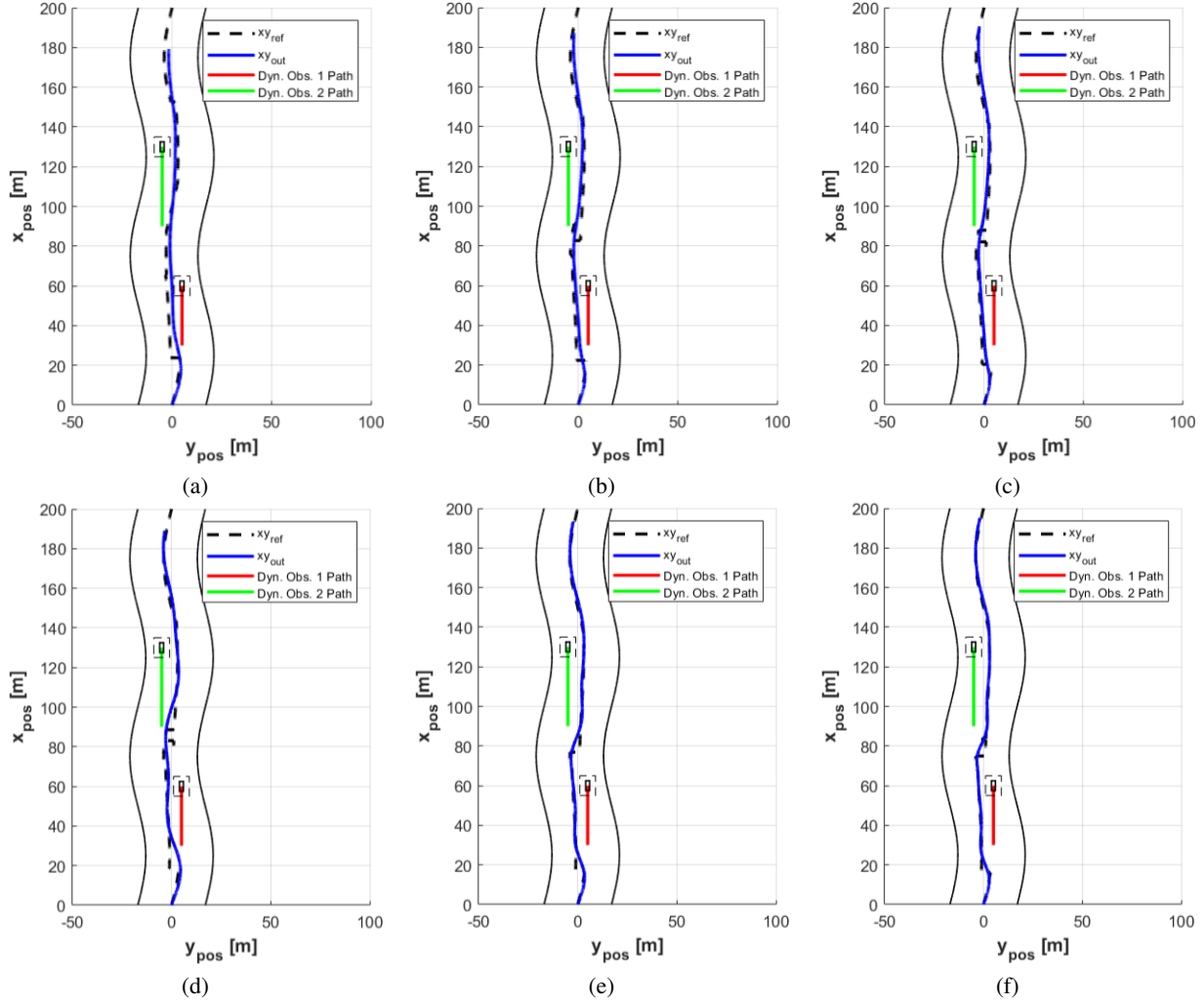


Şekil 6: Farklı tahmin ufkunda ISE hataları

Farklı tahmin ve kontrol ufku değerleri ile nümerik yöntemin kullanılmasıyla elde edilen sonuçların referans takip hatası, ISE (Integral Square Error) yöntemi ile analiz edilmiştir. Referans takip hatalarının karşılaştırılması Şekil 6'da gösterilmiştir. Dinamik engeller iki farklı koordinat arasında hareket edecek şekilde modellenmiştir. Engellerin etrafında görülen kesikli çizgiler, çarpışmasız geçişi sağlamak amacıyla modelde tanımlanan güvenlik bölgesini temsil etmektedir. Bu bölgenin sınırları x eksen için ± 5 metre, y eksen için ise ± 4 metre olarak belirlenmiştir. Runge-Kutta yöntemi ile tahmin ufku (N_t) için 10, 15, ve 20 değerleri, kontrol ufku (N_k) için ise 3 ve 4 değerleri ile test edilmiştir. $N_k = 3$ değeri için aracın x ve y pozisyonlarının ağırlık katsayıları (2,1) olarak seçilirken, $N_k = 4$ için (3,2) olarak seçilmiştir. Bu sonuçlar Şekil 7'de gösterilmiştir.

6. Sonuçlar

Simülasyon sonuçları, sistemin çoklu dinamik engel senaryolarında güvenilir ve başarılı bir şekilde çalıştığını ortaya koymuştur. Özellikle tahmin ve kontrol ufkularının ($N_t = 20$, $N_k = 4$) yanı sıra ağırlık katsayılarının (3,2) güzergâh takip doğruluğu üzerindeki etkisi belirgin şekilde gözlemlenmiştir. Daha büyük ağırlıklar, $x - y$ eksenlerindeki hataları azaltırken, geniş ufuklar ise kaçınma manevralarının daha etkin planlanmasına olanak tanımıştır. ISE analizi, her senaryoda daha geniş ufuk ve optimize edilmiş parametrelerle hata değerlerinin düştüğünü göstermiştir. Bu da güçlü algoritmalar, doğru sayısal yöntemler ve dikkatli parametre ayarları ile sistemin esnekliğinin ve güvenilirliğinin artırılabilceğini ortaya koymaktadır. Genel olarak elde edilen sonuçlar, önerilen kontrol yapısının farklı koşullar altında kararlı bir şekilde çalıştığını ve otonom araç kontrolü için uygulanabilir ve sağlam bir temel sunduğunu göstermektedir. Bu çalışmanın devamı niteliğinde, simülasyon ortamında geliştirilen bu yapının gerçek dünya testleriyle değerlendirilmesi sistemin pratik uygulamalar karşısındaki başarısını ortaya koyabilir. Ayrıca, daha gelişmiş sayısal yöntemler veya makine öğrenmesi tabanlı çözümler ile sistemin doğruluğu ve gerçek zamanlı verimliliği daha da geliştirilebilir.



Şekil 7: Engelden kaçınma takip performansları (a) $N_t = 10$ ve $N_k = 3$, (b) $N_t = 15$ ve $N_k = 3$, (c) $N_t = 20$ ve $N_k = 3$
(d) $N_t = 10$ ve $N_k = 4$, (e) $N_t = 15$ ve $N_k = 4$, (f) $N_t = 20$ ve $N_k = 4$

7. Kaynakça

- [1] Z. Kang and C. Wu, “Design of Adaptive Trajectory-Tracking Controller for Obstacle Avoidance and Re-Planning,” World Electric Vehicle Journal, vol. 16, no. 4, art. no. 191, 2025.
- [2] I. Sánchez, A. D’Jorge, G. V. Raffo, A. H. González and A. Ferramosca, “Nonlinear Model Predictive Path Following Controller with Obstacle Avoidance,” Journal of Intelligent and Robotic Systems, vol. 102, no. 1, pp. 1–16, 2021.
- [3] N. Chowdhri, A. Geiger, M. Althoff and S. Trimpe, “Integrated Nonlinear Model Predictive Control for Automated Driving,” Control Engineering Practice, vol. 106, 2021, art. no. 104654, doi: 10.1016/j.conengprac.2020.104654.
- [4] M. Sani, M. Mukhtar, B. Robu and A. Hably, “Dynamic Obstacles Avoidance Using Nonlinear Model Predictive Control,” IECON 2021–47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2021, pp. 1–6,
- [5] T. Gillespie, “Fundamentals of vehicle dynamics. SAE international.,” 2021
- [6] O. Horoz, N. Mammadov, A. Uckun and S. Yilmaz “Statik ve Dinamik Engeller için MPC Aracılığıyla İleri Seviye Yörünge Takibi, TOK(2024)
- [7] J. H. Cartwright and O. Piro, “The Dynamics of Runge–Kutta Methods,” International Journal of Bifurcation and Chaos, vol. 2, no. 3, pp. 427–449, 1992.

Veri Tabanlı Model Öngörülü Denetim ile Altı Eksenli Robot Kolun Hassas İz Takibi

Precise Tracking of Six-Axis Robot Arm with Data-Based Model Predictive Control

Burak Altunsu¹, Fikret Çalışkan², Tufan Kumbasar³

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği
İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi

¹altunsu19@itu.edu.tr

²caliskanf@itu.edu.tr

³Yapay Zeka ve Akıllı Sistemler Laboratuvarı
İstanbul Teknik Üniversitesi, Türkiye

³kumbasart@itu.edu.tr

Özetçe

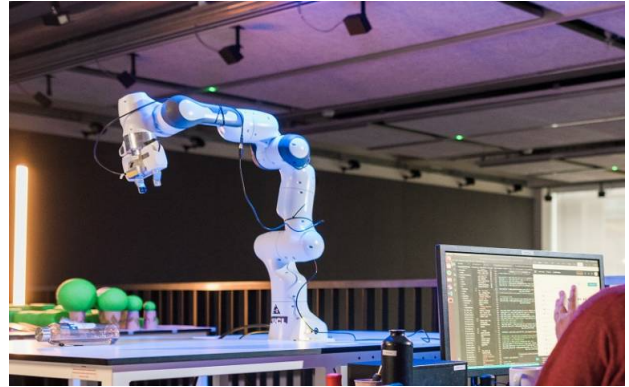
Bu araştırmada, model belirsizliğinin yüksek olduğu robotik sistemlerde hassas referans takibi sağlamak amacıyla Veri Tabanlı Model Öngörülü Kontrol (GP-MPC) yapısı önerilmektedir. Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) ortam kaynaklı bozucuları çevrim içi tahmin ederken, Gaussian Süreçler (GP) model hatalarını öğrenmektedir. Kontrol sistemi, fiziksel sınırlara uygun sinyalleri hızlı ve doğru biçimde üretebilmek için Newton tabanlı bir optimizasyon algoritması kullanır. 6 serbestlik dereceli bir robot kol üzerindeki simülasyonlarda, önerilen yapının geleneksel PID ve NMPC yapılarına kıyasla izleme doğruluğunda %50 daha yüksek performans gösterdiği görülmüştür. Ayrıca Gaussian tabanlı yaklaşım, gerçek zamanlı hesaplanabilirliği koruyarak yumuşak geçişli kontrol sinyalleriyle aktüatör zorlanmalarını azaltmaktadır. Elde edilen sonuçlar, sistemin düşük maliyetli ve karmaşık ortamlarda uygulanabilirliğini ortaya koymaktadır.

Abstract

In this research, a Data-Driven Model Predictive Control (GP-MPC) structure is proposed to provide precise reference tracking in robotic systems with high model uncertainty. An Extended Kalman Filter (EKF) predicts environmental disturbances online, while Gaussian Processes (GP) learn model errors. The control system uses a Newton-based optimization algorithm to quickly and accurately generate signals that comply with physical constraints. Simulations on a 6-degree-of-freedom robot arm demonstrate that the proposed structure outperforms traditional PID and NMPC structures by 50% in tracking accuracy. Furthermore, the Gaussian-based approach reduces actuator strain with smooth control signals while maintaining real-time computability. The results demonstrate the system's low-cost and applicability in complex environments.

1. Giriş

Endüstrideki birçok uygulamada kullanılan Şekil 1' deki gibi robotik sistemlerin hedeflenen görevleri başarılı bir şekilde yerine getirebilmesi için yüksek doğrulukta referans takibi gerçekleştirilmesi beklenmektedir. İster olarak doğruluk gereksinimi; özellikle hassas işlemler veya dış bozucuların etkili olduğu durumlarda, özellikle agresif hareketlerde daha da kritik hale gelmektedir. Geleneksel kontrol metodları bu ihtiyaçlara cevap verme konusunda yetersiz kalabilmektedir [1].



Şekil 1: Örnek sistem.

PID kontrolörler, basit yapıda olması ve kullanımı kolay olması nedeniyle sıkça tercih edilmektedir; ancak karmaşık dinamikler ve dış bozucuların olumsuz etkilerini telafi etme konusunda ileri derecede hassasiyet isteyen uygulamalarda yetersiz kalmaktadır. Doğrusal olmayan Model Öngörülü Denetim (NMPC) gibi ileri düzey yöntemler dinamik değişimlere daha iyi uyum sağlayabilmektedir ancak çevrim içi uygulanabilirlik sınırlamaları ve yüksek hesaplama maliyeti nedeniyle pratikte yeterince tercih edilmemektedir.

Son yıllarda veri tabanlı kontrol teknikleri bu bağlamda önemli bir araştırma konusu haline gelmiştir. Bu yöntemler, sis-

tem dinamiklerindeki bilinmezlikleri ve dış etkileri deneysel veriler üzerinden öğrenerek daha doğru ve esnek kontrol stratejileri geliştirmeye olanak tanır. Robotik sistemlerdeki belirsizliklerin öğrenilmesi özelinde; özellikle Gaussian Süreçler gibi olasılıksal modelleme teknikleri güçlü bir araç olarak öne çıkmaktadır [2].

Bu çalışmada; Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) ile kesirilen çevresel bozucular ve Gaussian Süreçler ile modellenen belirsizlikleri bütünleştiren bir GP-MPC (Gaussian Süreçler-Model Öngörülü Kontrol) mimarisi sunulmaktadır. Kontrol sinyalleri, fiziksel sınırlar içinde kalacak şekilde Newton tabanlı bir optimizasyon algoritması ile kararlı ve hızlı bir şekilde hesaplanmaktadır. Önerilen kontrol mimarisi, altı serbestlik derecesine sahip bir robot kol modeli üzerinde test edilmiş ve geleneksel metodlara kıyasla gözle görülür performans artışları sağlamıştır. Çalışmada veri tabanlı yaklaşımların avantajlarını klasik kontrol metodlarıyla entegre ederek, düşük maliyetli ve esnek robotik sistemler için başarılı ve güvenilir bir gerçek zamanlı referans takibi sağlamak amaçlanmıştır [3].

Bu bildiride; öncelikle önerilen GP-MPC mimarisinin temel bileşenleri olan Gaussian Süreçler, Genişletilmiş Kalman Filtresi ve Newton tabanlı optimizasyon algoritması yapıları açıklanmaktadır. Takip eden bölümlerde, önerilen kontrol mimarisinin Model Öngörülü Kontrol modeline entegrasyonu açıklanacak ve sistemin fiziksel kısıtlar altında nasıl davrandığı gösterilecektir. Devamında, önerilen yapı altı serbestlik dereceli bir robot kol üzerinde simüle edilmesi sonucu elde edilen bulgular tartışılarak yöntemin güçlü yönleri ve potansiyel geliştirme alanları tartışılacaktır.

2. Literatür Özeti

Robotik sistemlerde referans takibi, güvenilirlik ve hassasiyet açısından oldukça önemli bir kontrol problemidir. Bu alandaki ilk çalışmalar, çoğunlukla keskin fiziksel modellere dayanan klasik kontrol yöntemlerini temel almıştır. Slotine ve Sastry, robot kollarındaki doğrusal olmayan dinamiklerle başa çıkmak için uyarlanabilir kontrol teorilerini geliştirmiştir [4]. Khatib'in hareket-kuvvet kontrol çerçevesindeki çalışması ise robotların çevreyle olan etkileşimlerini ifade etmeye yönelik önemli bir adım olmuştur [5]. Bahsedilen yöntemler, model parametrelerinin tam olarak bilindiği varsayımı altında yüksek performans sunabilse de; dış bozucular ve parametre belirsizlikleri karşısında yetersiz kalabilmektedir.

Son yıllarda, veri tabanlı yaklaşımlara dayalı kontrol sistemleri bu sınırlamaları aşmak için giderek daha fazla ilgi görmektedir. Karmaşık ve doğrusal olmayan sistem dinamiklerini öğrenmede özellikle Gaussian Süreçler güçlü bir araç olarak tercih edilmektedir [6]. Ostafew ve Schoellig, dinamik ortam koşullarında çalışan mobil robotlar için GP destekli model öngörülü kontrol yapısı geliştirmek için çevresel belirsizlikleri etkin şekilde modellemişlerdir [7]. Hewing ve Zeilinger'in çalışmaları, GP tabanlı MPC yapıları aracılığıyla sistem modelindeki hata ve belirsizlikleri dengeleyerek daha güvenli ve uyarlanabilir kontrolcü tasarımlarını mümkün kılmıştır [8]. Nguyen-Tuong ve Peters, yarı-parametrik GP modelleriyle ters dinamik öğrenimini birleştirerek öğrenme tabanlı kontrol stratejilerinde daha yüksek doğruluk sağlamayı hedeflemiştir [9].

GP modellerin çevrim içi güncellenmesi, yüksek hesaplama maliyetleri nedeniyle gerçek zamanlı uygulamalarda sınırlayıcı olabilir. Bu nedenle birçok çalışmada çevrim içi tahmin bileşenleri ile çevrim dışı öğrenilen GP modelini hibrit kullanma yoluna gidilmiştir. Meier ve arkadaşları çevrim içi öğrenme tabanlı kontrol yapılarıyla, çevresel değişimlere hızlıca uyum sağ-

layabilen sistemler önermiştir [10].

Bu çalışmanın farkı, Genişletilmiş Kalman Filtresi ile çevrim içi tahmin edilen bozucularla Gaussian Süreçler ile çevrim dışı modellenmiş belirsizlikler entegre eden gerçek zamanlı bir GP-MPC yapısı sunmasıdır. Ek olarak, kontrol sinyallerinin fiziksel sınırlara uygun şekilde elde edilmesi için Newton tabanlı ikinci mertebe optimizasyon algoritması kullanılmıştır. Bu, kontrol kararlılığı ve doğruluğunu artırmıştır. Önerilen yöntem, geleneksel PID ve NMPC yapılarından daha başarılı bir izleme doğruluğu ve aktüatör korunması sağlamaktadır.

3. Problem Tanımı

6 serbestlik dereceli bir robot kolunun referans bir yörüngeyi yüksek hassasiyetle takip etmesini sağlamak, bu çalışmanın ana problemidir. Dış bozucular, karmaşık dinamik yapı ve fiziksel sınırlamalar nedeniyle bu referans takibi kontrol açısından zordur. Sistem modeli, karşılaşılan zorluklar ve matematiksel problem formülasyonu aşağıda gösterilmektedir.

3.1. Dinamik Model

Robotik sistemlerdeki referans takibi problemi, genellikle manipülatörün dinamiklerinin kesin şekilde modellenememesine dayanır. Bu çalışmada kullanılan robot kol, 6 serbestlik derecesine (6-DoF) sahip olup, eklem bazlı hareket etmektedir. Q eklem konumları, \dot{q} eklem hızları, \ddot{q} eklem ivmeleri, $M(q)$ konfigürasyona bağlı pozitif tanımlı atalet matrisi, $n(q, \dot{q})$ Coriolis, santrifüj ve yerçekimi kuvvetlerinin birleşimi, T aktüatör torkları olmak üzere sistemin dinamik modeli (1) numaralı denklemdeki gibi tanımlanır [11].

$$M(q)\ddot{q} + n(q, \dot{q}) = \tau \quad (1)$$

Bu model sistemin hareket denklemlerini Newton-Euler prensiplerine göre tanımlar ve ideal koşullarda, yani tüm parametrelerin kesin olarak bilindiği ve dış bozucuların ihmal edildiği koşullarda, referans takibi için yeterlidir. Ancak gerçek sistemlerdeki ölçüm gürültüleri, parametre sapmaları ve dinamik belirsizlikler bu modeli eksik hale getirir.

3.2. Zorluklar

Robot kol üzerinde hassas bir şekilde referans takibi gerçekleştirebilmek için sistem dinamiklerinin doğru şekilde bilinmesi tek başına yeterli değildir. Gerçek sistemlerde bulunan çeşitli sınırlamalar ve belirsizlikler, kontrol performansını önemli ölçüde etkiler. Bu çalışmada ele alınan kontrol sorunu üç ana problemden oluşmaktadır.

- **Sistem Belirsizlikleri:** Nominal modelden farklı olarak, gerçek robot sistemlerinde atalet parametreleri, sürtünme kuvvetleri, dinamik etkileşimler ve elastik bileşenler gibi faktörler nedeniyle sapmalar meydana gelir. Klasik modele dayalı kontrolcülerin hata yapması ve sistemin kararsız çalışması bu belirsizliklerden kaynaklanabilir.
- **Dış Bozucular:** Rüzgar, yük taşıma sırasında meydana gelen ağırlık değişimleri ve ani tepkisel temaslar gibi dış bozucu kuvvetler sistem davranışına doğrudan etki eder. Genellikle ölçülemez olan bu bozucular zamanla değişkenlik gösterebilir.
- **Fiziksel Kısıtlar:** Sistemin fiziksel yapısı; aktüatörlerin tork üretim sınırları ve hareket (ivme ve hız) limitlerini

belirler. Kontrol sırasında bu sınırlamaların aşılması donanımı riske atabileceği için sistem güvenliğini tehdit edebilir.

3.3. Matematiksel Formülasyon

Veri tabanlı bir model öngörülü denetim (GP-MPC) çerçevesinde, referans takibi problemi ayrık zamanlı bir optimizasyon problemi olarak sembolize edilebilir. Bu yapı, referans yörünge- nin minimum hata ile takip edilmesini ve bu sırada kontrol işaretlerinin sistem sınırlarını ihlal etmemesini sağlar.

Kontrol stratejisi, $T \in R^6$ boyutundaki tork kontrol giriş-lerini optimize etmek için sistemin $x \in R^{12}$ boyutundaki durum vektörünü (eklem konumları ve hızları) kullanır. $f(x_k, T_k)$ veri tabanlı (Gaussian Süreçler destekli) sistem modeli sayesinde tahmin edilen geçiş fonksiyonu ve w_k dış bozucular ve modelleme hatalarının birleşimini ifade eden stokastik terim olmak üzere durum geçişi (2) numaralı denklemdeki gibi ifade edilir.

$$x_{k+1} = f(x_k, \tau_k) + w_k \quad (2)$$

x^* referans durum yörüngesi, $Q \in R^{12 \times 12}$ durum hatasını yöneten ağırlık matrisi, $R \in R^{6 \times 6}$ kontrol enerjisini yöneten ağırlık matrisi olmak üzere optimizasyon problemi tahmin ufku N boyunca (3) numaralı denklemdeki gibi tanımlanır.

$$\min_{\tau_k: k+N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \|x_{k+i+1} - x_{k+i+1}^*\|_Q^2 + \|\tau_{k+i}\|_R^2 \quad (3)$$

Optimizasyon problemi; (4) numaralı denklemdeki motorun fiziksel kısıtları kaynaklı torktaki kısıtlamalar ve hareket kaynaklı ivme kısıtları altında çözülür.

$$\tau_{\min} \leq \tau_k \leq \tau_{\max} \quad , \quad \dot{q}_{\min} \leq \dot{q}_k \leq \dot{q}_{\max} \quad (4)$$

λ model belirsizliğinin ağırlık katsayısını temsil etmek üzere, sistemdeki belirsizlik GP modelinin kovaryans çıkışı ile hibrit şekilde değerlendirilecek şekilde maliyet fonksiyonuna (5) numaralı denklemdeki gibi entegre edilir. Kontrolör çözümü, ikinci mertebeden Newton tabanlı optimizasyon algoritması ile elde edilir ve her bir kontrol döngüsünde yalnızca ilk tork komutu sisteme uygulanır.

$$J \leftarrow J + \sum_{i=0}^{N-1} \lambda \cdot \text{Var}[f(x_{k+i}, \tau_{k+i})] \quad (5)$$

4. Önerilen Yöntem

Bu çalışmada, dinamik modeldeki belirsizlikler ve dış bozucular dikkate alınarak gerçek zamanlı, fiziksel sınırlara uygun ve kararlı bir kontrol stratejisi geliştirilmiştir. Bu yaklaşım, çevrim içi bozucu tahminini ve çevrim dışı öğrenilmiş sistem modelini birleştirerek tahmin temelli kontrol çerçevesi altında bütünsel bir yapı sağlamaktadır. Çözüm yapılırken, kontrol sinyalleri hem sistem dinamiği hem de belirsizlik kovaryansı üzerinden optimize edilirken, donanımsal tork ve hareket sınırlamaları da dikkate alınmaktadır.

4.1. Gaussian Süreçler ile Dinamik Modelleme

Sistem davranışını gösteren fonksiyon $f(x, T)$ robot kolun dinamik modeli tamamen bilinmediğinden; verilerden doğrudan

öğrenilmektedir. Bu nedenle, her durum bileşeni için özel olarak tanımlanan Gaussian Süreç regresyonları kullanılmıştır. GP, verilen giriş-çıkış verilerinden fonsiyonun ortalama tahminini elde etmekle kalmayıp, tahmin güvenini de sağlayan olasılıksal bir yaklaşımdır. $M(x)$ genellikle sıfır alınan ortalama fonksiyonu, $k(x, x')$ girişler arası benzerliği ölçen kovaryans fonksiyonu olmak üzere GP modeli (6) numaralı denklemdeki gibi tanımlanır [12].

$$f(x) \sim \mathcal{GP}(m(x), k(x, x')) \quad (6)$$

$\Lambda = \text{diag}(\ell_1^2, \dots, \ell_d^2)$ boyut başına karakteristik uzunluklar olmak üzere kovaryans fonksiyonu olarak (7) numaralı denklemdeki gibi otomatik olarak yeniden ölçeklenen kare üstel (ARD-SE) çekirdek fonksiyonu kullanılmıştır.

$$k(x, x') = \sigma_f^2 \exp\left(-\frac{1}{2}(x - x')^\top \Lambda^{-1}(x - x')\right) \quad (7)$$

Her bir tahminde; GP modeli sadece ortalama bir çıktı üretmekle kalmaz, buna paralel şekilde kovaryans matrisi üzerinden yapılan tahminin belirsizlik düzeyini de çıktı olarak sunar. Bu çalışmada yüksek belirsizlik bölgelerinde daha temkinli kontrol sinyalleri üretebilmek için GP' nin kovaryansı, kontrolcü yapısına değerlendirme terimi olarak entegre edilmiştir. Model eğitimi çevrim dışı olarak yapılmış; kontrol sırasında yalnızca tahminler ve varyanslar çıktı olarak sunulmuştur.

4.2. Genişletilmiş Kalman Filtresi ile Bozulma Tahmini

Kontrol performansını olumsuz etkileyen dış bozucu kuvvetler, doğrudan ölçülemedikleri için ancak sistemin durumuna göre dolaylı olarak tahmin edilebilir. Bu amaçla bu çalışmada dış bozucuların kestirimi için Genişletilmiş Kalman Filtresi kullanılmıştır. Genişletilmiş Kalman Filtresi doğrusal olmayan sistemlerde durum tahmini yaparken yaygın olarak kullanılan bir kestirim yöntemidir.

$z_k = [x_k, d_k]$ şeklinde genişletilmiş durum vektörü, d_k dış bozucu tahmini, $f(\cdot)$ genişletilmiş durum geçiş fonksiyonu, w_k süreç gürültüsü, $h(\cdot)$ genellikle pozisyon veya hız gözlemi olarak kullanılan ölçüm modeli, v_k ölçüm gürültüsü olmak üzere bozucuları içeren genişletilmiş sistem modeli (8) numaralı denklemdeki gibidir.

$$z_{k+1} = \tilde{f}(z_k, \tau_k) + w_k, \quad y_k = h(z_k) + v_k \quad (8)$$

Genişletilmiş Kalman Filtresi algoritması her kontrol çevriminde; A_k durum geçiş matrisinin Jacobianı, H_k ölçüm modelinin Jacobianı, Q süreç gürültüsü kovaryansı, R ölçüm gürültüsü kovaryansı olmak üzere (9) numaralı denklemdeki ön kestirim adımı ve (10) numaralı denklemdeki güncelleme adımı olmak üzere iki temel adımı uygular [13].

$$\hat{z}_{k|k-1} = \tilde{f}(\hat{z}_{k-1}, \tau_{k-1}) \quad (9)$$

$$P_{k|k-1} = A_{k-1} P_{k-1} A_{k-1}^\top + Q$$

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^\top (H_k P_{k|k-1} H_k^\top + R)^{-1} \quad (10)$$

$$\hat{z}_k = \hat{z}_{k|k-1} + K_k (y_k - h(\hat{z}_{k|k-1}))$$

$$P_k = (I - K_k H_k) P_{k|k-1}$$

Genişletilmiş Kalman Filtresi yardımıyla tahmin edilen bozucu (\hat{d}_k), her çevrimde güncellenerek kontrol sistemine geri beslenir. Bu sayede kontrol sisteminin dış etkilerin anlık değişimlerine karşı verdiği tepki iyileştirilir.

4.3. Newton Tabanlı Optimizasyon

Optimizasyon problemi, model öngörülü kontrol (MPC) stratejisinin temelini oluşturur. İlgili problem, belirli bir tahmin ufku boyunca referans yörüngeyi takip etmeye çalışırken kontrol sinyallerinin maliyetini de azaltmayı amaçlar. Bu çalışmadaki optimizasyon problemi her kontrol çevriminde ikinci mertebeden bir yöntem olan Newton metodu ile çözülmektedir.

Amaç fonksiyonu, referans sapması ve kontrol enerjisinin birlikte değerlendiren kuadratik bir yapıdadır. (11) numaralı denklem ile GP modeli ve bozucu tahmini üzerinden sistem dinamiği ifade edilir [14].

$$x_{k+i+1} = f_{GP}(x_{k+i}, \tau_{k+i}) + \hat{\delta}_{k+i} \quad (11)$$

N tahmin ufku, $Q - R$ pozitif tanımlı ağırlık matrisleri, $T = [T_k, \dots, T_{k+N-1}]$ karar değişkeni olmak üzere maliyet (amaç) fonksiyonu (12) numaralı denklemdeki gibi tanımlanır.

$$J(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} \|x_{k+i+1} - x_{k+i+1}^*\|_Q^2 + \|\tau_{k+i}\|_R^2 \quad (12)$$

$H^{(j)} = \nabla^2 J(T^{(j)})$ Hessian matrisi, $\lambda \in R^+$ regülasyon katsayısı, I birim matris, $\nabla J^{(j)}$ amaç fonksiyonunun gradyanı olmak üzere her kontrol çevriminde maliyet fonksiyonu (13) numaralı denklemdeki Newton iterasyonu ile çözülür.

$$\tau^{(j+1)} = \tau^{(j)} - [H^{(j)} + \lambda I]^{-1} \nabla J^{(j)} \quad (13)$$

GP modelinin ortalama ve kovaryans fonksiyonlarının diferansiyellenebilir yapısından dolayı Gradyan ve Hessian ifadeleri analitik olarak çözümlenerek elde edilir. Satır arama (line-search) veya güven bölgesi (trust-region) teknikleri, hesaplanan kontrol girişlerini düzenli olarak günceller. Bu süreçte yalnızca ilk kontrol sinyali kullanılır ve sonraki çevrimde kalan adımlar yeniden hesaplanır.

4.3.1. Regülasyon ve sayısal stabilite

Newton yönteminin en büyük avantajı hızlı yakınsayabilme yeteneğidir ancak Hessian matrisinin bazı durumlarında çözüm mümkün olmayabilir. Bu tarz durumlarda dahi çözümü mümkün kılmak için çözüm matrisine pozitif tanımlı küçük bir terim (λI) eklenerek problem regüle edilir. Bu regülasyon sonucunda optimizasyon problemi (14) numaralı denklemdeki gibi yeniden yazılır.

$$\min_{\tau} J(\tau) + \frac{\lambda}{2} \|\tau\|^2 \quad (14)$$

(14) numaralı denklemdeki λ terimi hem kontrol sinyallerinin büyüklüklerini sınırlayarak sistemin agresif tepkiler vermesini önler hem de sayısal kararlılığı artırır. Bu stabilite, özellikle GP modelinin yüksek belirsizlik sergilediği bölgelerde torkun gereksiz büyümesini önler. Ek olarak regülasyon işlemi, Hessian matrisinin yakınsama hızını kontrol eder ve matrisin terslenebilirliğini garanti eder. λ 'nın doğru seçilmesi sistemin kararlı çalışmasını sağlamaya ek optimizasyon süresini düşürerek sistemi gerçek zamanlı kontrole uygun hale getirir.

4.3.2. Tork kısıtları

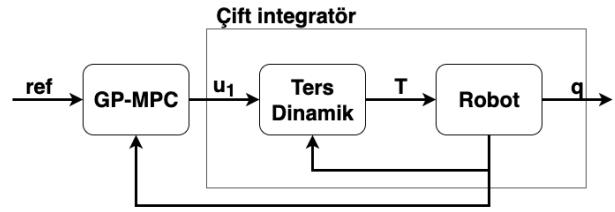
Kontrol sinyallerinin uygulanabilirliği, robot kolun fiziksel sınırlarından doğrudan etkilenir. Bunun için optimizasyon problemi çözümlenirken her eklem için (15) numaralı denklemdeki fiziksel kısıtlar tanımlanır.

$$\tau_{\min} \leq \tau_{k+i} \leq \tau_{\max} \quad \forall i \in [0, N-1] \quad (15)$$

Çözüm yapılırken bu kısıtlar, KKT (Karush-Kuhn-Tucker) koşulları veya projeksiyon operatörleri bağlamında dikkate alınır. Hesaplanan kontrol girişlerinin, sınırları aşması durumunda kontrol sinyalleri uygun şekilde düzenlenir. Bu sayede her adımda kontrol çevrimine uygulanan kontrol sinyallerinin hem donanımın güvenlik sınırlarına uyduğu hem de maliyeti minimize etmesi garanti edilir. Bu yapı; çevrim içi belirsizlik tahmini, fiziksel kısıtlar ve öğrenilmiş modeli aynı çözüm düzleminde birleştirerek güvenli, gerçek zamanlı ve kararlı bir kontrol sağlar.

4.4. GP-MPC Yapısı

Çalışma Şekil 2' deki gibi; çevrim içi bozulma tahmini, çevrim dışı öğrenilmiş dinamik model ve ikinci mertebe optimizasyonla yapılandırılmış veri tabanlı model öngörülü kontrol çerçevesi sunan bir kontrol mimarisi önermektedir. Bu yapı hem gerçek zamanlı ölçümlere hem de öğrenilmiş bilgiye dayalı karar vermesi yönüyle; klasik MPC tekniklerine kıyasla daha uyarlanabilir ve esnek bir kontrol stratejisi sunar.



Şekil 2: Kontrol mimarisi.

$f_{GP}(x_k, T_k)$, GP regresyonu kullanılarak sistem dinamiği olarak modellenmiştir. Buna rağmen GP modelleri çevrim dışı verilerle eğitildiği için model sapmaları veya zamanla değişen dış bozucular gibi faktörleri yeterince başarılı saptayamaz. Bu sorunu çözmek amacıyla, $\hat{\delta}_k$ olarak ifade edilen GP modelindeki sapmalar Genişletilmiş Kalman Filtresi ile çevrim içi olarak tahmin edilerek sistem modeline (16) numaralı denklemdeki gibi entegre edilir [15].

$$x_{k+1} = f_{GP}(x_k, T_k) + \hat{\delta}_k \quad (16)$$

Tahmin edilen dinamik modele dayanarak tanımlanan maliyet fonksiyonu Newton tabanlı optimizasyon metodu ile çözülür. GP' nin diferansiyellenebilir yapısı, gradyan ve Hessian matrislerinin analitik olarak hesaplanmasını mümkün kılar. Bu hesaplamalar yapılırken; fiziksel tork sınırları optimizasyon sürecinde doğrudan kısıt olarak dikkate alınır. Bu sayede hem kontrol sinyallerinin sistemin güvenli çalışma aralığında tutulması hem de yüksek izleme doğruluğuna ulaşılması sağlanır.

Kontrol mimarisi, ileri ve geri besleme mekanizmalarını bütüncül şekilde bünyesinde barındırır. İleri besleme GP tahminleri aracılığıyla yapılırken, geri besleme EKF üzerinden yapılır. Bu sayede kontrolcü, sadece geçmiş ölçümlere dayalı tepki veren bir yapıdan belirsizlikleri aktif olarak yönetebilecek ve geleceğe dönük kararlar verebilecek bir yapıya sahip olur.

5. Deneysel Detaylar

Deneysel çalışmalar; 6 serbestlik dereceli bir seri elastik aktüatörlü robot kolu (SEA), her biri $40Nm$ tork üretebilen ve maksimum $12rad/s$ açısal hıza sahip tahrik sistemleriyle donatılmış bir sistem referans alınarak gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen kontrol stratejileri MATLAB/ Simulink ortamında uygulanmış ve tüm simülasyonlar $1kHz$ örnekleme frekansında gerçekleştirilmiştir.

Robot kolun dinamiği modellenirken; ikinci dereceden bir integratör modeli kullanılmıştır. Nominal çalışma koşullarında kaydedilmiş 5000 örnekten oluşan veri seti, Gaussian Süreç modelini çevrim dışı olarak eğitmek için kullanılmıştır. Bu eğitimde kare üstel olarak bilinen çekirdek fonksiyonu kullanılmıştır. Çevrim içi çalışmada, dış bozucular Genişletilmiş Kalman Filtresi ile tahmin edilmiştir.

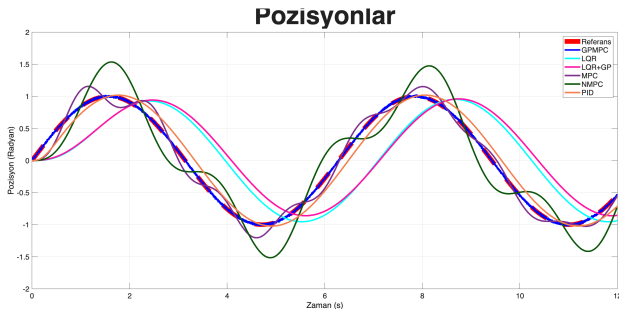
Kontrol sinyalleri, Newton tabanlı optimizasyon kullanılarak GP modelinden elde edilen gradyan ve Hessian matrisleri kullanılarak elde edilmektedir. Deneylerde PID, LQR, MPC, NMPC gibi birçok metodun doğru şekilde kıyaslanabilmesi için tüm yöntemler aynı senaryo altında simüle edilmiştir.

6. Sonuçlar

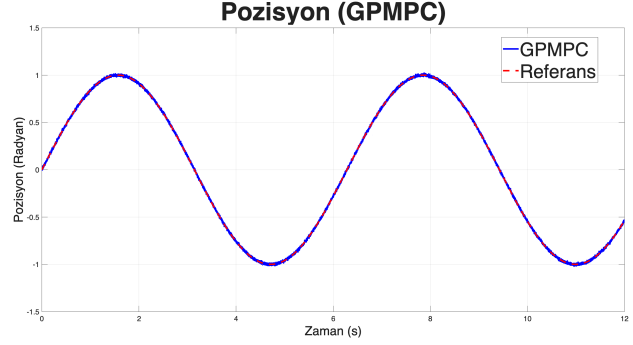
Bu çalışmada önerilen yöntem farklı kontrol stratejileriyle karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin gerek izleme performansı gerek kontrol eforu açısından daha üstün olduğunu göstermektedir.

• İzleme Performansı

Şekil 3, çeşitli kontrol metodlarının aynı senaryodaki referans takibini göstermektedir. GP-MPC; NMPC ve klasik MPC gibi güçlü optimizasyon temelli yöntemlerden bile daha iyi sonuç göstererek referans eğriyi en yakından takip eden yöntem olmuştur. Yalnızca GP-MPC' nin referans ile birebir takibinin gösterildiği Şekil 4' de izleme hatasının yok denecek kadar az olduğu görülmektedir.



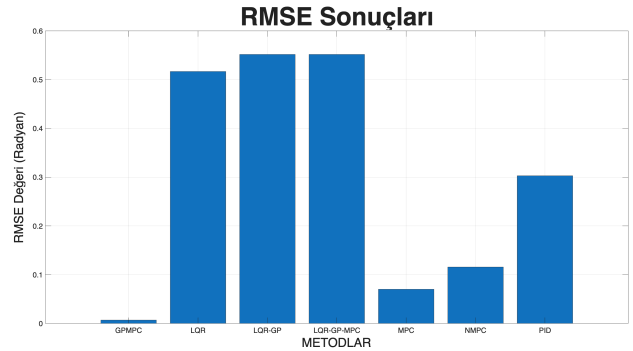
Şekil 3: Referans takibi sonuçları.



Şekil 4: GP-MPC sonuçları.

• Hata Analizi

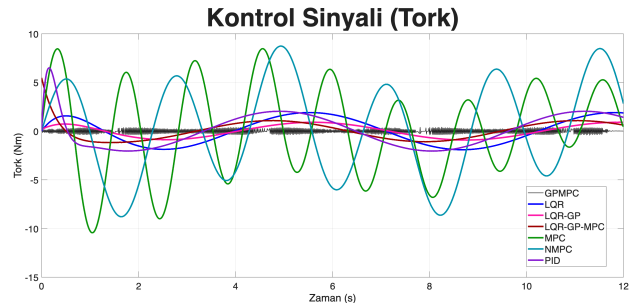
Şekil 5' te görülen RMS hatalar, izleme performansı başarısını desteklemektedir. Önerilen metodun ortalama hatası diğer yöntemlere göre anlamlı düzeyde daha düşüktür. Özellikle PID, LQR ve LQR-GP gibi klasik ya da hibrit yaklaşımlar, referans takibinde yüksek izleme hatası göstermiştir.



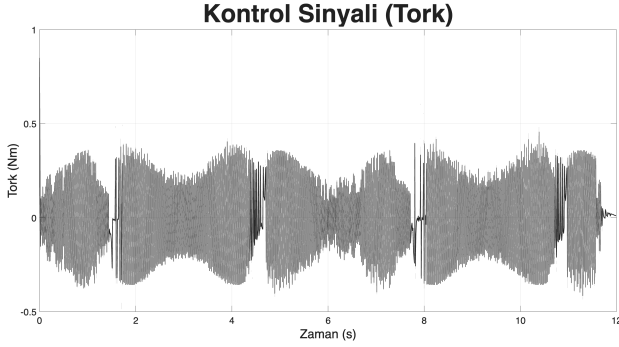
Şekil 5: RMSE sonuçları.

• Kontrol Eforu

Şekil 6 ve Şekil 7 çeşitli tekniklerin sisteme uyguladığı tork sinyallerini karşılaştırır. Önerilen metodun kontrol sinyali Şekil 7' te detaylı görülebileceği şekilde düşük genlikli, kesintisiz ve yumuşaktır. Bu durum, sistemin hem mekanik bileşen ömrü hem de enerji verimliliği açısından avantajlıdır. Ek olarak, NMPC gibi yöntemler yüksek tork genlikleri nedeniyle pratik uygulamalar için uygun olmayan bir sinyal davranışı sergilemiştir.



Şekil 6: Tork sinyalleri.



Şekil 7: GP-MPC tork sinyali.

• Zamanlama ve Uygulanabilirlik

Tüm simülasyonların 1 milisaniyenin altında çözüm süresi koşulu altında başarılı şekilde gerçekleştirilmesi önerilen yapının gerçek zamanlı uygulamalar için uygunluğunu kanıtlamaktadır. Gaussian Süreci modeli sadece başlangıçta eğitilmiş ve çevrimiçi güncelleme yapılmadan test edilmiştir.

7. Gelecek Çalışmalar

İlerleyen süreçte GP modelinin çevrim içi güncellenmesiyle adaptif bir yapıya geçilmesi hedeflenmektedir. Ek olarak, kontrol stratejisinin çok robotlu sistemlere (örneğin koordine çalışan manipülatörler) uyarlanması ve karmaşık çevresel etkiler altında test edilmesi planlanmaktadır. İşlem yükü göz önüne alınarak; belirsizlik ve güven aralığı optimizasyonlarının denklemlere entegre edilmesi sağlanarak sistemin güvenilirliğini artırmaya yönelik iyileştirme çalışmalarına devam edilecektir.

8. Kaynakça

- [1] M. Gifftaler et al., “Mobile robotic fabrication at 1:1 scale: The in situ fabricator,” *Construction Robot.*, vol. 1, no. 1, pp. 3–14, Dec. 2017.
- [2] D. Limon, J. Calliess, and J. Maciejowski, “Learning-based nonlinear model predictive control,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 7769–7776, 2017.
- [3] J. Quionero-Candela, A. Girard, and C. Rasmussen, “Prediction at an uncertain input for Gaussian processes and relevance vector machines: Application to multiple-step ahead time-series forecasting,” *Danish Technical University, Tech. Rep. IMM-2003-18*, 2002.
- [4] J.-J. E. Slotine and W. Li, “On the adaptive control of robot manipulators,” *Int. J. Robot. Res.*, vol. 6, no. 3, pp. 49–59, 1987.
- [5] O. Khatib, “A unified approach for motion and force control of robot manipulators: The operational space formulation,” *IEEE J. Robot. Autom.*, vol. 3, no. 1, pp. 43–53, Feb. 1987.
- [6] C. J. Ostafew, A. P. Schoellig, and T. D. Barfoot, “Learning-based nonlinear model predictive control to improve vision-based mobile robot path-tracking in challenging outdoor environments,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, May 2014, pp. 4029–4036.
- [7] C. J. Ostafew, A. P. Schoellig, and T. D. Barfoot, “Robust constrained learning-based NMPC enabling reliable mo-

bile robot path tracking,” *Int. J. Robot. Res.*, vol. 35, no. 13, pp. 1547–1563, 2016. [Online]. Available:

- [8] L. Hewing and M. N. Zeilinger, “Cautious model predictive control using Gaussian process regression,” *CoRR*, 2017, *arXiv:1705.10702*.
- [9] D. Nguyen-Tuong and J. Peters, “Using model knowledge for learning inverse dynamics,” in *Proc. IEEE Int. Conf. Robot. Autom.*, 2010, pp. 2677–2682.
- [10] S. Vijayakumar and S. Schaal, “Locally weighted projection regression: An $O(n)$ algorithm for incremental real time learning in high dimensional space,” in *Proc. 17th Int. Conf. Mach. Learn.*, 2000, pp. 1079–1086.
- [11] F. Meier, D. Kappler, N. Ratliff, and S. Schaal, “Towards robust online inverse dynamics learning,” in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robots Syst.*, Oct. 2016, pp. 4034–4039.
- [12] M. Kuss, “Gaussian process models for robust regression, classification, and reinforcement learning,” Ph.D. dissertation, *Biologische Kybernetik, Technische Universität Darmstadt*, Darmstadt, Germany, Mar. 2006.
- [13] B. J. Odelson, M. R. Rajamani, and J. B. Rawlings, “A new autocovariance least-squares method for estimating noise covariances,” *Automatica*, vol. 42, no. 2, pp. 303–308, 2006.
- [14] M. Saveriano, Y. Yin, P. Falco, and D. Lee, “Data-efficient control policy search using residual dynamics learning,” in *Proc. IEEE/RSJ Int. Conf. Intell. Robots Syst.*, 2017, pp. 4709–4715.
- [15] M. Deisenroth, “Efficient reinforcement learning using Gaussian processes,” Ph.D. dissertation, *Karlsruhe Institute of Technology*, Karlsruhe, Germany, 2010.

Çoklu Hava Araçları Tarafından Taşınan Sarkıt Yükün Kontrolü

Control of Slung Load Carried by Multiple Vehicle

Nagehan AKIN

Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü

Samsun Üniversitesi

nagehanakin61@gmail.com

Özetçe

Bu çalışmada, altı adet dört pervaneli hava aracının altı adet ip aracılığıyla sarkıt bir yükü taşıması ve kontrolü ele alınmıştır. Yükün hareketinin, araçların kendi kontrol algoritmaları aracılığıyla kararlı bir şekilde gerçekleştirilmesi amaçlanmaktadır. Modelde her bir hava aracı rijit, esnemez ve kütsüz ipler ile rijit ortak bir yüke bağlanmaktadır. Simülasyonda modellenen yük için aerodinamik, rüzgâr gibi dış etkiler ihmal edilmiştir. Sistemin hareket denklemleri, dördüncü dereceden Runge–Kutta yöntemi ile çözdürülmüştür. İlk aşamada araçların irtifa ve hız değerleri incelenmiş, ardından yük modelinin entegre edilmesiyle birlikte iplerin esnemezlik koşulu, yükün konumu ve araçların konumu analiz edilmiştir. Bu sayede sistemin kararlılığı değerlendirilmiştir. Modelleme ve simülasyon çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir.

Abstract

In this study, the transportation and control of a suspended load by six quadcopters via six cables are addressed. The objective is to ensure the stable motion of the load through the individual control algorithms of the vehicles. In the model, each aerial vehicle is connected to a common rigid load via rigid, inextensible, and massless cables. Aerodynamic effects and external disturbances such as wind are neglected for the modeled load in the simulation. The system's equations of motion are solved using the fourth-order Runge–Kutta method. Initially, the altitude and velocity of the vehicles are examined, and subsequently, with the integration of the load model, the inextensibility condition of the cables, the position of the load, and the positions of the vehicles are analyzed. In this way, the stability of the system is evaluated. Modeling and simulation studies are carried out in the MATLAB/Simulink environment.

1. Giriş

İnsansız hava araçlarının birden fazla araçla birlikte, sarkıt bir yükü ipler aracılığıyla taşıdığı sistemler çeşitli mühendislik uygulamaları için önemli bir araştırma alanı haline gelmiştir. Bu sistemler, tek bir hava aracının sınırlı taşıma kapasitesinin ötesine geçerek daha ağır ve büyük yüklerin taşınmasını mümkün kılmaktadır.

Bu çalışmada, her bir hava aracının kendi kontrolcüsüne sahip olduğu, esnek ve gergin iplerle bağlanmış çoklu hava aracı-yük sisteminin kararlı hareketini sağlayan bir kontrol mimarisi sunulmaktadır. Çalışmanın amacı, yükün pozisyonunun yanı

sıra yöneliminin de hassas şekilde izlenmesini sağlamak ve tüm sistemin zamanla değişen bozucular altında bile koordineli ve dengeli bir hareket sergilemesini araçların sahip olduğu kontrol algoritmasıyla mümkün kılmaktır.

Literatürde yük taşınmasını ve kontrolünü ele alan çeşitli çalışmalar vardır. Birçok çalışmada, sistemin dinamik modelini sadeleştirmek amacıyla yük, noktasal kütle olarak modellenmiştir. Alıyü ve El Ferik [1] çalışmalarında çoklu hava araçların bir engel çevresinde sarkıt bir yükü taşıırken gösterdiği davranış incelenmiş; kontrol yapısı engellerden kaçınma ve yük kararlılığına odaklanmış ancak yük, yalnızca konum değişkeni ile temsil edilmiştir. Gerçekte rijit yükler taşıma sırasında yalpa hareketi yapabilir ve bu hareket, taşıyıcı araçların kontrolünü doğrudan etkileyebilir.

Palunko ve arkadaşları [2], yük salınımını azaltmak amacıyla bir yörünge şekillendirme yaklaşımı önermiş, fakat yük yönelimi ve rijitliği modele dâhil edilmemiştir. Bu tür modeller, özellikle yönelimin kritik rol oynadığı görevlerde yetersiz kalmaktadır.

Sreenath, Lee ve Kumar [3] tarafından geliştirilen modelde, tek bir hava aracının ipli bir yük taşıdığı sistem modellenmiş; sistemin konfigürasyon uzayı $SE(3) \times S^2$ olarak tanımlanmıştır. Bu çalışmada yükün yönelimi ve salınım hareketleri açıkça dikkate alınmış böylece sistemin hareketlerinin ve kontrolünün, yük konumu ve hava aracının dönme açısı gibi temel değişkenlere bağlı olduğu gösterilmiştir. Bu sayede sistemin kontrolü için doğrudan bu değişkenlere dayalı referans hareket yolları oluşturulabilmektedir.

Wu ve Sreenath çalışmasında [4], kablolarla askıya alınmış rijit bir yükü taşıyan çoklu hava aracı sisteminin koordinatsız dinamik modeli oluşturulmuş ve yükün konumunu ve yönelimini izleyen geometrik bir kontrol yapısı geliştirilmiştir. Bu yapı, yük ve taşıyıcılar arasındaki bağlaşıklık hareketleri dikkate alarak, yükün hedeflenen yörüngeyi izleyebilmesini sağlamaktadır.

Lee [5] çalışmasında hava araçlarının birlikte hareket ederek bir yükü taşımalarını sağlayan bir kontrol yaklaşımı sunulmaktadır. Çalışmada, yük ile hava araçları arasındaki etkileşim dikkate alınmış ve yükün hem konumunun hem de yöneliminin istenilen şekilde takip edilmesi hedeflenmiştir. Ayrıca geliştirilen yöntem, sistemin karmaşıklığını azaltmak amacıyla doğrudan yapısal tanımlamalara dayalı bir şekilde tasarlanmıştır.

Bu çalışmada benzer şekilde çoklu hava aracıyla taşınan rijit bir yük sistemi ele alınmaktadır. Her bir hava aracı kendi yerel kontrolcüsüne sahiptir ve yükün hem konumunun hem de yöneliminin izlenmesini sağlayan bir kontrol yapısı sunulmaktadır. MATLAB / Simulink ortamında geliştirilen simülasyon ile, sistemin zamana bağlı olarak koordineli ve dengeli bir hareket sergilediği gözlemlenmiştir. Ayrıca, simülasyon sürecini daha anlaşılır ve takip edilebilir kılmak

amacıyla Simulink ile eşzamanlı çalışan bir grafik animasyon arayüzü tasarlanmıştır. Bu görsel arayüzün geliştirilmesinde MATLAB ortamında nesne yönelimli programlama yaklaşımı kullanılarak özel bir görselleştirme sınıfı oluşturulmuştur.

Bu çalışmanın 2. bölümünde hava aracının modellenmesine, 3. bölümünde ise yük modelinin oluşturulmasına yer verilmiştir. Aynı bölümde yük modelinin sistemle entegrasyonu sonrasında hava aracı modeline ait verilerin filtrelenmesi işlemi de gerçekleştirilmiştir. 4. bölümde sistemin kontrol yapısı, 5. bölümde görselleştirme altyapısı, 6. bölümde benzetim çalışmaları ve 7. bölümde ise sonuçlar sunulmaktadır.

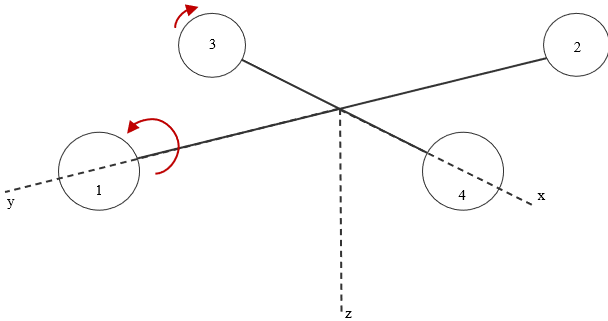
2. Hava Araçlarının Modellenmesi

Bir hava aracının serbest uzaydaki hareketi, altı serbestlik derecesi çerçevesinde tanımlanabilir. Bu kavram, bir cismin konumunu ve yönelimini belirlemek için gereken bağımsız değişkenlerin sayısını ifade eder. Üçü doğrusal üçü ise açısallık olmak üzere toplam altı bağımsız hareket bileşeni bulunur.

Dört pervaneli hava aracı, rijit bir cisim olarak modellenmiş ve hareket denklemleri Newton–Euler yöntemiyle elde edilmiştir [6] [7]. Modellenen sistemde hava araçlarının kütle merkezine etki eden itki kuvvetlerinin yanı sıra aerodinamik sürüklenme kuvvetleri ve dönme momentleri de hesaba katılmıştır. Bu sayede daha gerçekçi sonuçlar elde etmek hedeflenmiştir.

Her bir aracın konumu, yönelimi, doğrusal ve açısallık hızları tanımlanmış, bu değişkenlerin zamana bağlı değişimi üzerinden sistemin genel denklemleri 4. dereceden Runga – Kutta yöntemi kullanılarak türetilmiştir.

Çalışmada kullanılan hava aracı “X” konfigürasyonuna sahiptir ve “NED (Kuzey - Doğu - Aşağı)” eksen takımı kabulü yapılmıştır. Şekil 1’de hava aracının geometrik yapısı ve eksen kabulü yer almaktadır.



Şekil 1: Hava aracı geometrisi

2.1. Hava Aracı Dinamiği

Hava araçlarının dinamik davranışlarının gerçeğe yakın şekilde modellenebilmesi için hem doğrusal olmayan hareket denklemleri hem de sistemin fiziksel yapılarına özgü etkiler dikkate alınmalıdır. Bu kapsamda, gövde koordinat sisteminde ifade edilen doğrusal ve açısallık hareket denklemleri denklem 1 ve 2’de [7] verilmiştir. Şekil 1’de gösterildiği üzere, 1 ve 2 numaralı motorlar saat yönünün tersine, 3 ve 4 numaralı motorlar ise saat yönünde dönmektedir. Ayrıca her bir motorun açısallık hızından kaynaklanan jiroskopik etkiler ile aracın çizgisel hareketinden kaynaklanan aerodinamik sürüklenme kuvvetleri de sistemin genel dinamiğine doğrudan etki etmektedir. Dolayısıyla gerçekçi bir dört pervaneli hava aracı modeli

oluşturulurken, bu kuvvet ve momentlerin tümü sistem denklemlerine dahil edilmelidir.

$$\vec{a} = \frac{1}{m_i} (F_{aero} + F_{motor}) \quad (1)$$

$$\vec{\omega} + \vec{\omega} \times (\mathbf{I} \cdot \vec{\omega}) = \sum M_{aero} + \sum M_{motor} + \sum M_{gyro} \quad (2)$$

Burada \vec{a} aracın ataletsiz (inertial) koordinat sistemindeki ivme vektörünü, m hava aracının kütesini, F_{aero} ve F_{motor} ise sırasıyla motorlardan kaynaklanan kuvveti ve aerodinamik kuvvetlerin toplamını ifade etmektedir. Tüm bu kuvvetler, ataletsiz koordinat sisteminde tanımlanmıştır. $\sum M_{aero} + \sum M_{motor} + \sum M_{gyro}$, hava aracı üzerine etkiyen toplam momenti, sırasıyla aerodinamik momentler, motor momentleri ve jiroskopik etkilerden kaynaklanan momentlerin bileşkesini temsil eder ve gövde koordinat sisteminde tanımlanır. $\vec{\omega} = [p \ q \ r]^T$, hava aracının gövde koordinat sistemindeki açısallık hız vektörünü, “ \mathbf{I} ” ise aracın eylemsizlik momentini temsil etmektedir.

Hava aracının aerodinamik kuvvet ve moment ifadeleri denklem 3 ve 4’te [7] yer almaktadır.

$$F_{aero} = [-k_x \dot{x} \quad -k_y \dot{y} \quad -k_z \dot{z}]^T \quad (3)$$

$$M_{aero} = [-k_\phi \dot{p}^2 \quad -k_\theta \dot{q}^2 \quad -k_\psi \dot{r}^2]^T \quad (4)$$

Denklemlerde yer alan k_x , k_y ve k_z doğrusal sürüklenme katsayılarını; k_ϕ , k_θ ve k_ψ açısallık sürüklenme katsayılarını ifade etmektedir.

Motorlar tarafından üretilen jiroskopik moment denklem 5’ te [7] yer almaktadır. Burada yer alan “ Ω_T ” pervanelerin toplam hızını temsil eder ve denklem 6’da verilmiştir.

$$M_{gyro} = [Jq\Omega_T \quad -Jp\Omega_T \quad 0]^T \quad (5)$$

$$\Omega_T = \Omega_1 - \Omega_2 + \Omega_3 - \Omega_4 \quad (6)$$

Hava aracının dört motorundan elde edilen toplam itki kuvveti ve yönelim momentleri, her bir motora uygulanan kontrol sinyalleri ile doğrusal bir ilişki içerisinde. Bu ilişki, sistemin dinamik karakteristiklerine bağlı katsayılar aracılığıyla denklem 7’deki matris formunda [7] ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} u_z \\ u_\phi \\ u_\theta \\ u_\psi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b \\ bl & -bl & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -bl & bl \\ -d & -d & -d & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1^2 \\ \Omega_2^2 \\ \Omega_3^2 \\ \Omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Bu denklemde, u_z , u_ϕ , u_θ ve u_ψ ifadeleri T , M_x , M_y ve M_z ’ye karşılık gelmektedir ve her biri motora uygulanan kontrol sinyalinin temsil eder. u_z , dört pervanelerden elde edilen toplam itki kuvvetini göstermektedir ve bu kuvvet gövde koordinat sisteminde tanımlı z eksenine zıt şekilde yani yukarı yönde etki eder. Euler açıları etrafında oluşan momentler sırasıyla u_ϕ , u_θ ve u_ψ ile ifade edilmiş olup bu büyüklükler aracın roll, pitch ve yaw hareketlerinin kontrol edilmesini sağlar. Denklemde yer alan “ b ”, kontrol sinyali ile üretilen itki kuvveti parametresini; “ d ”, tork katsayısını ve “ l ” ise motorların gövde üzerindeki yerleşimine bağlı olarak kütle merkezine olan uzaklığını temsil etmektedir.

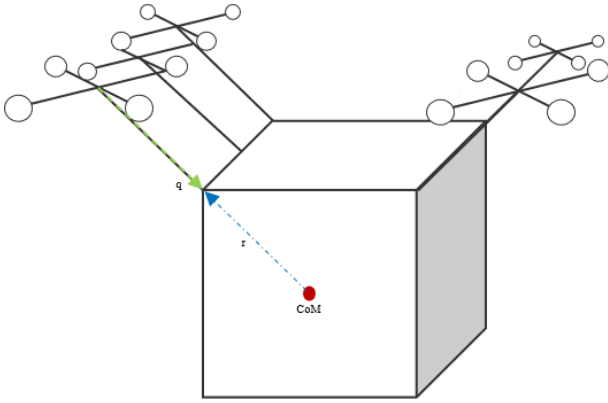
Hava aracının açısallık hız vektörü olan “ ϕ ”, “ θ ” ve “ ψ ” gövde eksenlerindeki açısallık hız bileşenleri “ p ”, “ q ” ve “ r ” arasındaki ilişki denklem 8’deki [7] dönüşüm matrisi ile ifade edilir:

$$\begin{bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & s_{\varphi}t_{\theta} & c_{\varphi}t_{\theta} \\ 0 & c_{\varphi} & -s_{\varphi} \\ 0 & sec_{\theta}s_{\varphi} & sec_{\theta}c_{\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (8)$$

Matris ifadesinde trigonometrik fonksiyonlar kısaltılarak yazılmıştır; burada s_{φ} , c_{φ} ve t_{θ} sırasıyla $\sin \varphi$, $\cos \varphi$ ve $\tan \varphi$ fonksiyonlarını temsil etmektedir.

3. Yük Modeli

Çalışmada ele alınan sistem, birden fazla hava aracının birlikte hareket ederek rijit bir yükü taşıdığı çoklu taşıyıcı yapısından oluşmaktadır. Yük sisteminin konfigürasyon uzayı $SE(3) \times S^2$ $SE(3)$ olarak tanımlanmıştır. Yük, rijit cisim olarak modellenmiş olup her bir hava aracına kütsüz ve esnemez ideal iplerle bağlanmıştır. İplerin bir ucu yükün köşe noktalarına ve karşılıklı iki kenarının orta noktasına diğer ucu ise taşıyıcı araçların orijin boyunca alt kısmına sabitlenmiştir. Her bir ipin yalnızca gerilme taşıyabildiği kabul edilmektedir. Yükün hem kütle merkezi hareketi hem de yönelimi serbesttir. Söz konusu dinamik yapı, yükü taşıyan hava aracı sayısının altı veya daha fazla olması durumunda geçerliliğini korumaktadır. Daha az sayıda hava aracı kullanılması durumunda sistemin denge koşulları ve hareket kabiliyeti değişeceğinden, dinamik modelin bu duruma göre yeniden tanımlanması gerekmektedir. Hava araçlarının ürettiği kuvvetler, ipler aracılığıyla yük üzerine iletilmekte olup, bu kuvvetler yükün denge durumu ve dinamik davranışı üzerinde doğrudan etkilidir.



Şekil 2: Yük ve hava aracı geometrisi

Şekil 2’de yükün ip vasıtasıyla hava aracına bağlanmasının şeması yer almaktadır. Yük üzerine bağlanan her bir ip, yükün gövde koordinat sisteminde sabit bir noktaya tutturulmuştur. Bu bağlantı noktasının, yükün kütle merkezine göre konumu $r_i \in R^3$ ile ifade edilir ve şekilde mavi okla belirtilmiştir. Diğer ip ucu ise hava aracına bağlıdır ve ip boyunca yükten hava aracına doğru tanımlanan birim vektör ($q_i \in S^2$) ile yönü belirlenir. " q_i " vektörü yeşil ok ile belirtilmiştir. Bu vektör, dünya koordinat sisteminde tanımlıdır ve normu her zaman birdir ($\|q_i\| = 1$). Yani ip vektörünün yönü sadece yönelimi ifade eder; büyüklük bilgisi ipin sabit uzunluğu olan L_i ile sağlanır.

$$q_i = \frac{x_L - x_i + R_L r_i}{L_i} \quad (9)$$

Denklem 9 [4] yükün ve hava araçlarının konumlarını kullanarak her bir ipin yönünü tanımlar.

Yükün toplam kütlesi, m_L , doğrusal ivme altındaki hareketini belirlerken; yükün gövdeye göre dönme davranışı, atalet

moment matrisi olan $J_L \in R^{3 \times 3}$ ile karakterize edilir. Bu matris yükün dönmeye karşı gösterdiği dirençtir ve sistemin açısal ivme denklemlerinde doğrudan yer alır.

Taşıma sistemindeki her hava aracının da belirli bir kütlesi, m_i , vardır ve bu kütle yükün dinamiğine etkiye bulunur.

Sistemin hareket denklemleri Lagrange-d’Alembert prensibi kullanılarak türetilmiştir.

$$\begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{v}_L - g e_3 \\ \dot{\Omega}_L \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^n \begin{bmatrix} b_{i1} \\ b_{i2} \end{bmatrix} \left(q_i \cdot \frac{-f_i}{m_i L_i} R_i e_3 - \omega_i \cdot \omega_i \right) + \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Denklem 10 [4] yükün ivme denklemlerini içermektedir. Hem doğrusal hem de açısal hareketi birlikte içerdiğinden dolayı 6×1 ’lik bir matristir. f_i her bir aracın ürettiği itki kuvvetinin büyüklüğüdür.

Bu denklemde yer alan “A” matrisi, sistemin toplam ataletini tanımlar; yani yükü ivmелendirmek için ne kadar kuvvet veya moment gerektiğini belirler. “b” vektörleri, her bir ipin uyguladığı kuvvetin yük üzerindeki doğrusal ve açısal etkilerini temsil eder. “c” terimleri ise, hareket halindeki sistemde ortaya çıkan merkezkaç, Coriolis ve salınım kaynaklı kuvvetleri ve momentleri içerir. Bu yapılar sayesinde yükün konum ve yönelim ivmeleri doğrudan ip kuvvetleri ile ilişkilendirilmiş olur.

$$\begin{aligned} A_{11} &= m_L I_3 + \sum_{i=1}^n m_i q_i q_i^T \\ A_{12} &= - \sum_{i=1}^n m_i q_i q_{ib}^T \hat{r}_i \\ A_{21} &= A_{12}^T \\ A_{22} &= J_L + \sum_{i=1}^n m_i (\hat{r}_i q_{ib}) (\hat{r}_i q_{ib})^T \\ b_{i1} &= m_i L_i q_i \\ b_{i2} &= m_i L_i \hat{r}_i q_{ib} \\ c_1 &= - \sum_{i=1}^n m_i (q_{ib}^T \hat{\Omega}_L^2 r_i) q_i \\ c_2 &= - (\Omega_L \times J_L \Omega_L + \sum_{i=1}^n m_i (q_{ib}^T \hat{\Omega}_L^2 r_i) \hat{r}_i q_{ib}) \end{aligned} \quad (11)$$

Denklem 11’de [4] ilgili matrislerin formülleri yer almaktadır. Denklemlerde yer alan (\cdot) şapkalı ifade skew symmetric matrisi temsil etmektedir.

$$\dot{q}_i = w_i \times q_i \quad (12)$$

$$\dot{w}_i = q_i \times \left(\frac{f_i}{m_i L_i} R_i e_3 + \frac{(\dot{v}_L - g e_3) + R_L (\hat{\Omega}_L^2 r_i + \dot{\hat{\Omega}}_L r_i)}{L_i} \right) \quad (13)$$

Denklem 12 [4] ve denklem 13 [4] ip tutumunu açıklayan denklemlerdir.

Denklem 12 bir yönelim değişim denklemidir. Vektör q_i , ipin hava aracından yük bağlantı noktasına doğru olan birim yön vektörüdür. Onun zamana bağlı değişimi, w_i adlı açılal hız vektörüyle belirlenir.

Denklem 13 ipin açılal ivmesine dair bilgi vermektedir. İp vektörünün yönü, yalnızca itkinin yönüne değil aynı zamanda yükün hızlanmasına ve dönmesine bağlı olarak değişir. Yani yükte bir ivme veya dönme varsa, ip vektörünün yönü doğal olarak salınım yapmaya başlar. Sistemin kontrol edilebilmesi için bu salınımların da doğru bir şekilde modellenmesi gerekir.

$$T_i = q_i \cdot \left[m_L (\ddot{x}_L - g e_3 + R_L (\hat{\Omega}_L + \hat{\Omega}_L^2) r_i) + f_1 R_L e_3 \right] + m_i L_i (w_i \cdot w_i) \quad (14)$$

Denklem 14, taşıyıcı ip boyunca iletilen gerilme kuvvetinin büyüklüğünü ifade etmektedir. Bu gerilme, yükün hem doğrusal hem de açılal hareketlerinden kaynaklanan çekme ihtiyacı ile taşıyıcı aracın ürettiği itki kuvveti arasındaki farktan oluşur. İfadenin ilk terimi yükün ivmelenmesi, yerçekimi etkisi ve yönelimine bağlı olarak ortaya çıkan dönme ivmeleri gibi faktörlerin oluşturduğu toplam kuvvet gereksinimini temsil etmektedir. Aynı anda hava aracının oluşturduğu itki kuvveti de ipi yukarı doğru çekmeye çalışır. Bu iki etki arasındaki fark ipe aktarılan net çekme kuvvetini belirler. İkinci terim ise ipin salınımı sırasında oluşan merkezkaç kuvvetini temsil eder. Eğer ip serbest harekete sahip bir yapıdaysa ve salınım yapıyorsa, bu salınım hareketi ipte ek bir gerilim oluşturur. Sonuçta oluşan toplam gerilme kuvveti, taşıyıcı araç dinamiğinde iç kuvvet olarak yer alır ve araç denklemlerine geri beslenerek sistemi etkiler.

3.1. Hava Aracı Modelinin Limitlenmesi

2. bölümde anlatılan hava aracı dinamiği, sarkıt yük taşıma görevine uyum sağlayacak şekilde yeniden düzenlenmiştir. Bu kapsamda yükün hareketinden kaynaklanan ip gerilme kuvvetleri taşıyıcı hava araçlarına etki eden dış kuvvetler olarak tanımlanmakta ve hava aracının konum ve yönelimini belirleyen dinamikleri doğrudan etkilemektedir. Ancak taşıyıcı araçların gerçek konumlarının doğrudan yük modeline uygulanması durumunda, esnemez ip varsayımı geçersiz hale gelmektedir. Bunun nedeni, kullanılan 6 serbestlik dereceli dinamik modelin ip uzunluğunu sabit tutacak herhangi bir fiziksel kısıt içermemesidir. Bu durumda taşıyıcı araçlar yükten bağımsız şekilde hareket edebilir ve aradaki mesafenin sabit kalmaması, modelin fiziksel geçerliliğini zedeler. Bu varsayımı sağlamak amacıyla araçların konumları doğrudan kullanılmak yerine yük üzerindeki bağlantı noktalarına göre düzeltilmiş konumlar hesaplanmaktadır. Denklem 15’te her bir aracın pozisyonunun sistem kısıtına uygun bir şekilde düzenlenmesi yer almaktadır. Benzer şekilde denklem 16, 17 ve 18 ile hız ve yönelim bilgileri, fiziksel bağlantı koşullarına uygun olarak düzeltilir.

$$(x_i)^{düzeltmiş} = x_L + R_L r_i - L_i \frac{x_L - (x_i)^{ham} + R_L r_i}{\|x_L - (x_i)^{ham} + R_L r_i\|} \quad (15)$$

$$(v_i)^{düzeltmiş} = (v_i)^{ham} - (((v_i)^{ham} - v_L - \dot{R}_L r_i) \cdot q_i) q_i \quad (16)$$

$$(w_i)^{düzeltmiş} = (w_i)^{ham} - (((w_i)^{ham} - w_L) \cdot q_i) q_i \quad (17)$$

Denklem 16 ile taşıyıcının doğrusal hızı, yükün doğrusal hızı ve yük üzerindeki bağlantı noktasının hareketi dikkate alınarak, vektör projeksiyonu yöntemiyle düzeltilir. Benzer şekilde denklem 17 açılal hız bileşenini yükte uyumlu şekilde günceller. Böylece taşıyıcı araçların hızları, ip yönündeki hareketlerle çelişmeyecek biçimde yeniden tanımlanır. Son olarak Denklem 18 ile her bir hava aracının rotasyon matrisi, düzeltilmiş açılal hız kullanılarak tekrar hesaplanır ve yönelim bilgisi güncellenir. Bu işlemler, taşıyıcı araçlar ile yük arasındaki bağlantının fiziksel gerçekliği olan sabit ve esnemez ip varsayımıyla tutarlı hale getirilmesini sağlar.

Bu yaklaşım ile $\|x_L - x_i + R_L r_i\| = L_i$ şartı sağlanmakta, böylece iplerin sabit uzunlukta kaldığı fiziksel varsayım korunmaktadır. Bu düzeltme yalnızca konumla sınırlı kalmayıp ilgili tüm kinematik büyüklüklerin de yeniden ve tutarlı biçimde hesaplanmasını gerektirir.

Burada kullanılan $(x_i)^{ham}$, $(v_i)^{ham}$ ve $(w_i)^{ham}$ gibi “ham” veriler, ikinci bölümde tanımlanan hava aracı modelinden elde edilen ve herhangi bir fiziksel kısıtlama uygulanmadan hesaplanan konum, hız ve açılal hız bileşenlerini ifade etmektedir. Bu ham veriler, sabit uzunlukta ve esnemez iplerle kurulan fiziksel bağlantı koşullarını doğrudan sağlamadığından, ilgili denklemlerle uygun şekilde düzeltilmektedir.

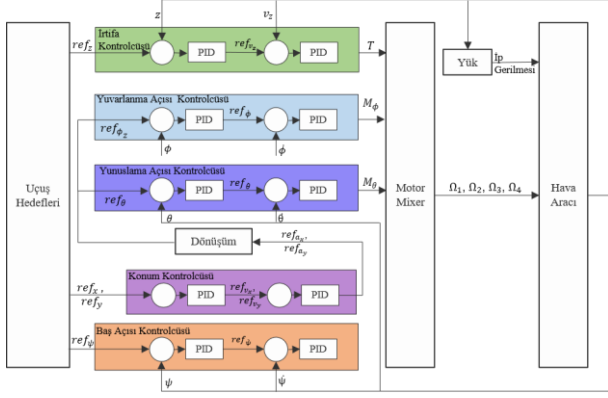
4. Hava Araçlarının Denetimi

Çoklu hava araçlı sistemin kontrolünde, her bir araç bağımsız olarak kendi PID denetleyicisi tarafından yönetilmektedir. Her hava aracı; pozisyon, hız ve yönelim gibi parametrelerin referans değerlerini alarak, bu değerlerle gerçek zamanlı ölçülen durum bilgilerini karşılaştırır ve hata sinyallerine göre PID kontrol algoritmasını işletir. PID kontrolcüsü tarafından üretilen kontrol sinyalleri, ilgili hava aracının motorlarına uygulanarak istenen hareket sağlanır.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (18)$$

Denklem 18’de $[8] e(t)$, hedeflenen durum değeri ile mevcut sistem cevabı arasındaki farkı; $u(t)$ ise PID kontrolcüsünün çıktısını temsil eder. Her aracın PID kontrolcüsü, bu çıktıyı kullanarak gerekli itki ve momentleri üretir. Elde edilen bu itki ve moment değerleri, daha önce denklem 7 ile verilen motor karışım denklemi aracılığıyla rotor hızlarına dönüştürülmektedir.

Bu kontrol yapısı sayesinde her bir hava aracı taşıma görevine katkıda bulunmakta; yük, bu dağıtılmış kontrol mekanizması sayesinde dengede tutulmaktadır. Sistem kontrol mimarisinin genel akışı Şekil 3’te gösterilmiştir.



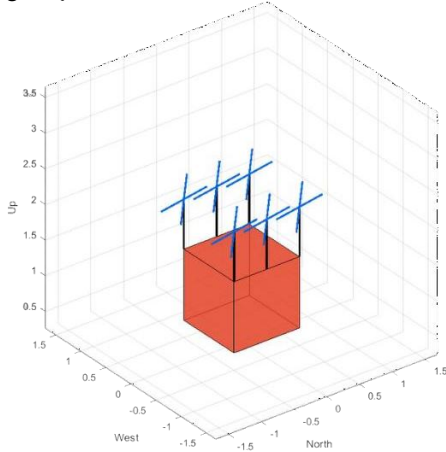
Şekil 3: Sistemin kontrol şeması

5. Sistemin Görselleştirilmesi

Modelin dinamik davranışlarının izlenebilirliğini artırmak ve simülasyon çıktıların daha anlaşılır hâle getirilmesini sağlamak amacıyla, sistem için grafik tabanlı bir üç boyutlu animasyon altyapısı geliştirilmiştir. Bu yapı, Simulink ortamı ile senkronize olarak çalışmakta ve sistemin zamana bağlı hareketini görsel olarak takip etme imkânı sunmaktadır.

Görselleştirme altyapısı, MATLAB ortamında tanımlanmış bir “class” aracılığıyla oluşturulmuştur. “MultiRopeVisualizer” adı verilen bu sınıf, Simulink içinde yer alan “MATLAB System” bloğu ile entegre bir biçimde çalışmakta olup, blok içerisine yalnızca sınıf adının girilmesiyle etkin hâle gelmektedir.

Her simülasyon adımında konum ve yönelim bilgilerini okuyarak üç boyutlu sahnede tüm nesnelerin güncel duruşlarını çizmektedir. Bu yaklaşım, sistemin zamana bağlı hareketinin anlık olarak izlenmesini mümkün kılmakta ve geliştirilen kontrol algoritmalarının fiziksel etkilerini görsel düzeyde değerlendirme imkânı sunmaktadır. Böylece hem model doğrulama süreci hızlanmakta hem de sistemin genel davranışı daha sezgisel şekilde analiz edilebilmektedir.



Şekil 4: Sistemin görselleştirilmesi

Şekil 4’te geliştirilen sistemin üç boyutlu görselleştirmesi sunulmaktadır. Kırmızı renk ile temsil edilen katı cisim, taşınan yükü göstermektedir. Mavi renkli dört kollu yapılar, dört pervaneli hava araçlarını ifade ederken; siyah çizgiler ise her bir hava aracını yüke bağlayan esnemez kabloları temsil etmektedir. Görsel; sistemdeki taşıyıcılar, kablolar ve yük

arasındaki mekânsal ilişkiyi açık bir biçimde ortaya koymaktadır.

6. Benzetim Çalışmaları

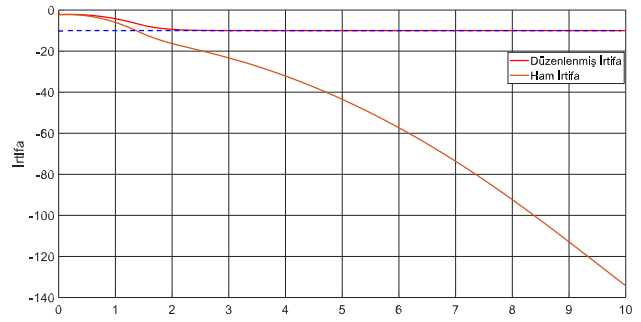
Bu çalışmada geliştirilen kontrol yapısının performansını değerlendirmek amacıyla benzetim ortamı olarak MATLAB/Simulink programı kullanılmıştır. Simülasyonlar, 0.01 saniyelik örnekleme adımı ile gerçekleştirilmiş ve sistemin kararlı biçimde çalıştığı gözlemlenmiştir.

Her bir hava aracı için ayrı ayrı tanımlanan PID denetleyiciler aracılığıyla pozisyon ve yönelim takibi sağlanmıştır. Gerçekleştirilen senaryoda, taşıyıcı araçlardan elde edilen ham irtifa bilgisi, sabit ip uzunluğu varsayımı doğrultusunda düzeltilmiş ve bu iki irtifa verisi karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir.

Tablo 1: Dört pervaneli hava aracı ve yük parametreleri

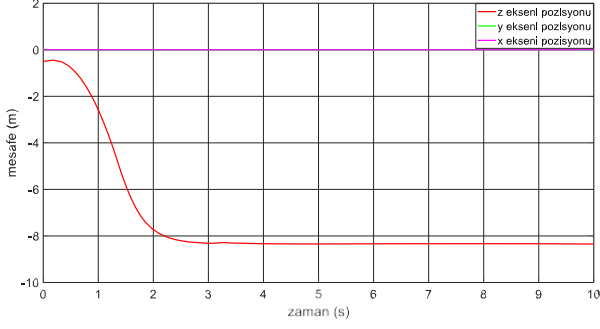
Parametre	Tanım	Değer
m_i	Hava aracı kütlesi	1,6 kg
b	İtke parametresi	$2.02 \cdot 10^{-7} \text{ N/rpm}^2$
d	Tork parametresi	$4.18 \cdot 10^{-9} \text{ Nm/rpm}^2$
l	Moment kolu	0.243 m
I_{xx}, I_{yy}, I_{zz}	x, y, z eksenleri için atalet momentleri	0.0213, 0.02221, 0.028 kgm ²
k_x, k_y, k_z	Translasyonel sürüklenme katsayıları	$5.5 \cdot 10^{-4}$, $5.5 \cdot 10^{-4}$, $6.3 \cdot 10^{-4} \text{ N/ms}$
k_ϕ, k_θ, k_ψ	Rotasyonel sürüklenme katsayıları	$5.5 \cdot 10^{-4}$, $5.5 \cdot 10^{-4}$, $6.35 \cdot 10^{-4} \text{ N/rads}$
J	Motor dönme atalet momenti	$6.8 \cdot 10^{-5} \text{ kgm}^2$
g	Yer çekimi	9.81 m/s^2
L_i	İp uzunluğu	1.2 m
m_L	Yük kütlesi	3 kg

Sistem modellemesinde kullanılan temel fiziksel ve aerodinamik parametreler tablo 1’de sunulmuştur.



Şekil 5: Araçların düzenlenmiş irtifa grafiği

Araçların denge ve konum koruma performansını değerlendirmek amacıyla, her birinin 10 metre irtifada sabit kalması senaryosu test edilmiştir. Şekil 5’te, taşıyıcılardan birine ait ham irtifa verisi ile düzeltilmiş irtifa verisinin zamanla değişimi gösterilmektedir. Grafik incelendiğinde, düzeltilmiş irtifa değerinin ip kısıtına uygun şekilde hareket ettiği, sistemin fiziksel bağlantı varsayımıyla tutarlı çalıştığı gözlemlenmektedir.



Şekil 6: Yük konumu

Şekil 6'da yükün x, y ve z eksenlerindeki konum değişimi zamana bağlı olarak gösterilmiştir.

Yükün ağırlık merkezi başlangıçta (0, 0, -0.5) metre konumunda yer almaktadır ve simülasyon bu noktadan başlatılmıştır. Hava araçlarının hedef irtifası 10 metre, ip uzunluğu ise 1,2 metre olarak belirlenmiştir. Bu durumda yükün sabitlenmesi beklenen seviye yaklaşık 8,8 metre olmaktadır. Simülasyon sonucunda yükün z eksenindeki konumunun yaklaşık 8,5 metre civarına yerleştiği görülmektedir. Bu sonuç modelin fiziksel gerçeklikle büyük ölçüde uyumlu olduğunu göstermektedir. Küçük farkın nedeni, modelde ipin tamamen esnemez kabul edilmesi ve araçların çok küçük düzeydeki hareketleri olabilir.

X ve y eksenlerindeki konumlarda gözle görülür bir değişim bulunmamaktadır. Yük başlangıçta ortalanmış şekilde yerleştirildiğinden, sistem simetrik davranmış ve salınım oluşmamıştır. Bu da hava araçlarının konumlarını başarıyla koruduklarını göstermektedir.

Genel olarak, simülasyon sonuçları, yükün belirlenen konuma taşındığını ve sistemin kararlı şekilde çalıştığını göstermektedir. Bu bağlamda kullanılan model ve kontrol yapısının geçerli sonuçlar verdiği söylenebilir.

7. Sonuçlar

Bu çalışmada, dört pervaneli bir taşıyıcı hava aracının yük taşıma senaryosu sabit uzunlukta ve esnemez iplerle modellenmiş olup, her bir hava aracının bağımsız PID denetleyiciler aracılığıyla kontrol edildiği bir yapı önerilmiştir. MATLAB/SIMULINK ortamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile önerilen sistemin doğruluğu ve kararlılığı test edilmiştir.

Elde edilen sonuçlara göre, ham konum ve hız verileri üzerinde yapılan düzeltmeler sayesinde, yük ile taşıyıcı araçlar arasındaki fiziksel bağlantı koşulları başarılı şekilde sağlanmıştır. Ayrıca, PID temelli kontrol yapısının, taşıyıcı araçların konum ve yönelim takibinde yeterli performans sergilediği gözlemlenmiştir.

Gelecek çalışmalarda, daha gelişmiş kontrol yöntemlerinin incelenmesi ve bozucu etkilere karşı dayanıklılığın artırılması hedeflenmektedir. Ayrıca, çoklu yük taşıma senaryoları ya da gerçek zamanlı deneysel doğrulama çalışmaları da sistemin kapsamını genişletmek adına planlanmaktadır.

Bununla birlikte, bu çalışmada kullanılan dinamik modelleme yapısı altı ve daha fazla araç içeren sistemler için uygundur. Bu nedenle, önerilen yapının herhangi bir taşıyıcı aracın arızalanması veya kullanım dışı kalması gibi senaryolarda sistemin genel dengesine etkisi incelenerek, hata toleranslı kontrol stratejileri üzerine çalışmalar yapılması da planlanmaktadır.

8. Teşekkür

Bu çalışmaya verdikleri destekten dolayı DASAL Havacılık Teknolojileri'ne, Uçuş Kontrol ve Simülasyon Birimi Takım Lideri Yunus AS'a, Cem DOĞAN ve Mert Serhat SARIHAN'a teşekkür ederim.

Kaynakça

- [1] Aliyu, A., & El Ferik, S. (2022). Control of multiple-UAV conveying slung load with obstacle avoidance. *IEEE Access*, 10, 62247-62257.
- [2] Palunko, I., Fierro, R., & Cruz, P. (2012). Trajectory generation for swing-free maneuvers of a quadrotor with suspended payload: A dynamic programming approach. *IEEE ICRA*.
- [3] Sreenath, K., Lee, T., & Kumar, V. (2013, December). Geometric control and differential flatness of a quadrotor UAV with a cable-suspended load. In *52nd IEEE conference on decision and control* (pp. 2269-2274). IEEE.
- [4] Wu, G., & Sreenath, K. (2014, December). Geometric control of multiple quadrotors transporting a rigid-body load. In *53rd IEEE Conference on Decision and Control* (pp. 6141-6148). IEEE.
- [5] Lee, T. (2017). Geometric control of quadrotor UAVs transporting a cable-suspended rigid body. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 26(1), 255- 264.
- [6] Beniç, Z., Piljek, P., & Kotarski, D. (2016). Mathematical modelling of unmanned aerial vehicles with four rotors. *Interdisciplinary Description of Complex Systems: INDECS*, 14(1), 88-100.
- [7] Ahmadi, K., Asadi, D., Merheb, A., Nabavi-Chashmi, S. Y., & Tutsoy, O. (2023). Active fault-tolerant control of quadrotor UAVs with nonlinear observer-based sliding mode control validated through hardware in the loop experiments. *Control Engineering Practice*, 137, 105557.
- [8] Araki, M. (2009). PID control. *Control Systems, Robotics and Automation: System Analysis and Control: Classical Approaches II*, 58-79.

Şebeke Oluşturan Eviricilerde Güncel Kontrol Yaklaşımları

Recent Control Approaches for Grid Forming Inverters

Burhan Hükümen¹, Recep Çakmak², Özgür Çelik³, Juan C. Vasquez⁴, Ertuğrul Çam⁵

^{1,2,5} Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Samsun Üniversitesi, Ballica

burhan.hukumen@samsun.edu.tr, recep.cakmak@samsun.edu.tr, ertugrul.cam@samsun.edu.tr

³ Elektrik Enerjisi ve Otomasyon Anabilim Dalı

Adana Alparslan Türkeş Bilim ve Teknoloji Üniversitesi, Adana

ozgurcelik@atu.edu.tr

⁴ Center for Research on Microgrids (CROM)

AAU Energy Aalborg University

juq@energy.aau.dk

Özetçe

Şebekede artan yenilenebilir enerji entegrasyonu ve buna bağlı olarak azalan şebeke ataleti, güç sistemlerinde kararlılığın sürdürülebilirliği için şebeke oluşturan eviricilerin (ŞOE) kullanımını zorunlu kılmaktadır. Özellikle 2025 yılında İspanya’da yaşanan geniş çaplı şebeke çökmesi gibi olaylar, ŞOE’lerin düşük ataletli sistemlerde kararlılık sağlama potansiyelini gündeme taşımış ve bu teknolojilerin güç sistemleri planlamasında öncelikli bir çözüm olarak ele alınmasına neden olmuştur. Bu çalışma, güncel ŞOE kontrol hedeflerini ve yaklaşımlarını sistematik bir şekilde incelemektedir. ŞOE kontrol metodları droop kontrol, Sanal Senkron Makine (VSM-Virtual Synchronous Machine), Sanal Osilatör Kontrolü (VOC-Virtual Oscillator Control) ve Eşleştirme Kontrolü (MC-Matching Control) stratejileri gibi literatürdeki temel yaklaşımlar ele alınmıştır. Literatürde yer alan yenilikçi kontrol yaklaşımları analiz edilerek karşılaştırmalı bir değerlendirme sunulmuştur. Sonuç olarak, gelecekteki ŞOE kontrol yaklaşımlarının esneklik için hibrit yapıları, kararlılık için global garantili yöntemlere ve güvenli işletim için analitik araçlarla desteklenen güç limitleme stratejilerine odaklanması gerektiği vurgulanmıştır.

Abstract

The increasing integration of renewable energy into the grid and the consequently decreasing grid inertia necessitate the use of grid-forming inverters (GFM) to maintain stability in power systems. Events such as the large-scale grid collapse in Spain in 2025 have highlighted the potential of grid-forming inverters (GFMs) to ensure stability in low-inertia power systems, leading to their recognition as a priority solution in modern power system planning. This study systematically examines current GFM control objectives and approaches. Fundamental approaches in the literature are addressed, such as droop control, Virtual Synchronous Machine (VSM), Virtual Oscillator Control (VOC), and Matching Control (MC) strategies. A comparative assessment is presented by analyzing innovative control approaches from the literature. In conclusion, it is emphasized that future GFM control approaches should focus on hybrid structures for flexibility,

globally guaranteed methods for stability, and power-limiting strategies supported by analytical tools for safe operation.

1. Giriş

Günümüzde elektrik enerjisi üretiminde, geleneksel senkron makinelerin hâkim olduğu yapıdan depolama sistemleri ve yenilenebilir enerji kaynaklarının baskın olduğu evirici tabanlı üretime doğru belirgin bir dönüşüm yaşanmaktadır. Bu dönüşüm, doğrudan şebekeye bağlı mekanik ataletin azalmasına yol açmakta ve böylece sistem kararlılığını korumak ve frekans-dinamiklerini yönetmek için eviricilerin şebeke oluşturan evirici (ŞOE) işlevi üstlenmesi gerekliliğini ortaya çıkarmaktadır [1]. Bu ihtiyacın en çarpıcı örneklerinden biri, 28 Nisan 2025’te İspanya ve Portekiz genelinde meydana gelen ve milyonlarca kişiyi etkileyen büyük elektrik kesintisiyle ortaya çıkmıştır. Aşırı gerilim, düşük frekanslı salınımlar ve yetersiz gerilim kontrolü gibi faktörlerin birleşimiyle yaklaşık 15 GW’lık üretim bir anda devreden çıkmış; bu durum, düşük ataletle sahip sistemin dengesini bozarak şebeke çökmesine yol açmıştır. Olay, evirici tabanlı üretimin yaygınlaştığı sistemlerde yeterli sanal atalet ve gerilim-frekans desteği sunamamanın nasıl zincirleme etkilere neden olabileceğini göstermiştir [2]. Bu bağlamda ŞOE, benzeri durumlarda sistem kararlılığını korumak ve çökmeleri önlemek adına kritik bir rol üstlenebilecek bir teknoloji olarak öne çıkmaktadır [4].

ŞOE eviriciler, şebekeyi ideal bir gerilim kaynağı gibi davranarak beslemek suretiyle kendi başlarına gerilim genliği ve frekansı belirleyebilen, ani rezerv ve sentetik atalet sağlayarak şebeke kararlılığına katkıda bulunan güç elektroniği unsurlarıdır [3]. Geleneksel akım kontrollü şebeke takip eden eviricilerin (ŞTE) aksine, ŞOE kendi oluşturduğu gerilim fazörünü kullanarak bağımsız hareket eder ve böylece şebekede oluşan frekans salınımlarının sönümlenmesine katkı sağlamaktadır. Özellikle ada şebekelerinde ve yüksek yenilenebilir paylı enterkonnekte sistemlerde, bu sentetik atalet özellikleri şebeke dayanıklılığını artırması bakımından kritik öneme sahiptir [4].

ŞOE kontrol hedefleri, modern güç sistemlerinin artan yenilenebilir enerji penetrasyonu ile birlikte ortaya çıkan zorlukların üstesinden gelmede hayati bir rol oynamaktadır. Kuzey Amerika Elektrik Güvenilirliği Kurumu (NERC-North

American Electric Reliability Corporation), ŞOE kontrolünün şebekeye dinamik destekler sağlaması gerektiğini önermektedir. Bu gereklilikler arasında zayıf şebekelerde çalışma, şebeke frekansını ve gerilimini stabilize etme, küçük sinyal sönümlemesi, yeniden senkronizasyon yeteneği, arıza sırasında şebekede kalma (FRT-fault ride-through), sistem restorasyonu ve sistem toparlama (black start) bulunmaktadır [5]. Bu hedefler, eviricinin hem donanım seviyesinde hem de sistem seviyesinde kontrol edilmesiyle ve şebeke ile senkronizasyonun sağlanmasıyla doğrudan ilişkilidir. Donanım seviyesi kontrol senkron referans çerçevesinde (SRF-Synchronous Reference Frame) çalışmak için iç akım ve gerilim kontrol döngüleri ile doğru akım (DA) gerilim kontrolünü içerirken, sistem seviyesi kontrol aktif güç-frekans (P-f) ve reaktif güç-gerilim (Q-V) döngülerini kapsar [6]. Ayrıca, IEEE 1547-2018 ve IEEE 2800-2022 gibi standartlar, eviricilerin şebekeye bağlantısı için minimum teknik gereksinimleri düzenleyerek ŞOE'den beklenen performans hedeflerini belirlemektedir [10]-[13].

Bu noktada eviriciye sanal atalet kazandırarak şebeke kararlılığını sağlamak adına bir takım kontrol yaklaşımları kullanılır. En yaygın kullanılan ŞOE kontrol yaklaşımlarının temeli droop tabanlı yöntemlerdir. P-f ve Q-U droop kontrolü aktif güç ile frekans ve reaktif güç ile gerilim arasında ters orantılı bir geri besleme mekanizması kurarak paralel çalışan eviricilerde yük paylaşımını sağlamaktadır. Bu yapıya eklenen Selfsync gibi açısız ileri besleme terimleri, droop döngüsündeki salınımları daha etkin sönümleyerek geçici kararlılığı iyileştirmektedir [7]. Droop yöntemlerini tamamlayan güç senkronizasyon döngüsü (PSL-Power Synchronization Loop) ise aktif güç değişimlerini doğrudan faz sapması üzerinden telafi ederek faz kilitlenmesi (PLL-phase locked loop) gereksinimini ortadan kaldırmaktadır [8]. Bunun yanı sıra, VOC konik osilatör modellemeleriyle osilatör fizikinden doğal senkronizasyon elde ederken, eşleştirme kontrol (MC-Matching Control) yöntemi DA-bara kondansatör enerjisini mekanik atalet benzeri bir rezerv kaynağı olarak kullanarak frekans düzenlemesi yapmaktadır [9]. Bu kontrol yaklaşımları ŞOE uygulanacağı şebeke ve kontrol edilmesi hedeflenen şebeke parametrelerine göre özelleştirilmektedir.

Bu çalışmanın amacı da güncel ŞOE kontrol hedeflerini ve kontrol yaklaşımlarını sistematik bir şekilde ele alarak droop-tabanlı yöntemlerden VSM, VOC ve MC gibi ileri kontrol yaklaşımlarına kadar uzanan en güncel literatürü inceleyerek karşılaştırmalı bir değerlendirme sunmaktır. Son olarak, mevcut standartlar ve geleceğe yönelik araştırma eğilimleri ışığında, ŞOE'de kontrol tasarımı için öneriler geliştirilecektir.

2. Şebeke Şekillendirici Eviricilerde Kontrol ve Performans Hedefleri

ŞOE kontrol stratejilerinin güvenli ve öngörülebilir şekilde işletilebilmesi için IEEE 1547-2018 standardı temel bir çerçeve sunmaktadır. Bu standart, P-f ve Q-U kontrol fonksiyonlarının yanı sıra düşük ve yüksek gerilim/frekans koşullarında devrede kalma (ride-through) yeteneklerini, senkronizasyon gecikme sınırlarını ve varsayılan droop katsayılarını net olarak tanımlamaktadır [10]. Özellikle ŞOE modunda çalışacak eviricilerin, şebeke eğilimlerine sentetik atalet ile karşılık vermesi ve faz sapmalarını droop veya PSL mekanizmaları ile telafi etmesi gerekliliği, bu standartlarda açıkça yer almaktadır [11]. Dolayısıyla kontrol algoritmalarının tasarım aşamasında, IEEE 1547-2018'in nominal parametre limitleri ve test

prosedürleri rehber olarak kullanılarak, her eviricinin beklenen dinamik performansı sağlaması teminat altına alınmaktadır.

Öte yandan IEEE 2800-2022 standardı, evirici tabanlı kaynakların yalnızca temel droop ve ride-through işlevlerini değil, aynı zamanda negatif-sekans akım enjekte etme, sistem frekans ve gerilim sapmalarına 17 mHz ölü bant ve %5 droop ile yanıt verme gibi ileri dinamik kriterleri de belirleyen bir standart olarak karşımıza çıkmaktadır [12]. Standartta belirtilen bu gereksinimler döngü içinde donanım (HIL-Hardware in the Loop) gibi test ortamlarında gerçekleştirilen simülasyon süreçleriyle doğrulanarak ve eviricilerin hem dengeli hem de asimetrik yüklemeye veya arıza senaryoları gibi dengesiz koşullarda belirlenen tepki süreleri ve akım profillerini yakalaması sağlanmaktadır [13]. Sonuç olarak standartta belirtilen bu detaylı performans ve test kriterleri ŞOE kontrol yaklaşımlarının gerçek şebeke koşullarında güvenli, kararlı ve uyumlu bir biçimde çalışmasını garanti altına almaktadır.

Tablo 1 IEEE P2800 Standardı Uyarınca Tanımlanan ŞOE Çalışma Standardı [13]

Özellik	Varsayılan Değer	Minimum ve Maksimum Değerler
Yükselme süresi (sn)	4,0	2 (rüzgâr türbinleri için 4) – 20
Yerleşme süresi (sn)	10,0	10 – 30
Sönüm oranı (%)	0,3	0,2 – 1,0
Yerleşme bandı (%)	Maksimum (değişimde %2,5 veya ICR'da %0,5)	1 – 5

Tablo 1'de verilen IEEE P2800 standardına ait kriterler, eviricilerin şebekeye entegrasyonunda hem hizmet sürekliliği hem de koruma ihtiyaçlarını dengeleyen temel “şebeke kodu” şartlarıdır. Gerilim ve frekans bandının sıkı tutulması, yüksek yenilenebilir paylı sistemlerde bile aşırı voltaj/frekans sapmalarının ekipman zararına veya geniş çaplı şebeke kopmalarına neden olmasını önler. Öte yandan “servis izni” mekanizması, operatörlere eviricileri gerek duyulduğunda hızlıca devre dışı bırakma imkânı tanıyarak şebeke operasyonel esnekliğini ve güvenliğini artırmaktadır.

Tablo 2 Eviricilerin Hizmete Girebilmesi için Gerekli Operasyonel Kriterler [14]

Parametre	Değer
İzin verilen gerilim - Min	0,90 pu – 0,95 pu
İzin verilen gerilim - Max	1,05 pu – 1,10 pu
İzin verilen frekans - Min	0,98 pu – 0,99 pu (@60 Hz: 58,8–59,4 Hz; @50 Hz: 49,0–49,5 Hz)
İzin verilen frekans - Max	1,002 pu – 1,020 pu (@60 Hz: 60,12–61,2 Hz; @50 Hz: 50,1–51,0 Hz)

Tablo 2'de verilen gerilim ve frekans aralıkları ise eviricinin sisteme binen norm dışı sapmalara karşı dayanıklılığını ve uyumluluğunu garanti etmektedir [14]. Gerilim için 0,90 – 0,95 p.u. ile 1,05 – 1,10 p.u. arasında tanımlanan sınırlar, voltaj droop kontrolü ve sentetik atalet (synthetic inertia) işlevlerinin nominal gerilimde doğru çalışmasını güvence altına almaktadır. Benzer şekilde, frekans için belirlenen 0,98 – 0,99 p.u. ile 1,002 – 1,02 p.u. aralıkları,

P-f droop yasalarının ve PSL gibi senkronizasyon mekanizmalarının etkin bir şekilde devreye girmesine imkân tanımaktadır. Kontrol sistemi tasarlanırken bu sınırlar çerçevesinde droop katsayılarının, ride-through sürelerinin ve koruma eşiklerinin belirlenerek hem nominal işletme hem de geçici hata durumlarında uyumlu ve kararlı bir ŞOE davranışı sağlanmalıdır.

ŞOE kontrolü, sadece şebekeye güç basmaktan öte, çok çeşitli hedefleri içermektedir. Bu hedefler donanım seviyesinde anlık akım-gerilim regülasyonundan, sistem seviyesinde P-f ve Q-V kontrolüne kadar uzanmaktadır. Ayrıca, arıza sırasında şebekede kalma (FRT-fault ride-through), aşırı akımlara karşı koruma, çöken enterkonnekte şebekeyi yeniden ayağa kaldırma/sistem toparlama (black start) ve farklı çalışma modları arasında sorunsuz geçiş yapabilme gibi kritik sistem destek işlevleri de ŞOE kontrolünün temel amaçları arasında yer almaktadır [15]. Türkiye’de ise ŞOE’ler için şebekeye bağlanma esasları Şebeke yönetmeliğinin “Ek-18 Rüzgar Ve Güneş Enerjisine Dayalı Fotovoltaik Üretim Tesislerinin Şebeke Bağlantı Kriterleri” maddesinde belirtilmiştir [30]. Gelecekteki araştırmalar için ise farklı kontrol metotlarının birleştirildiği hibrit yaklaşımlar, çok girişli-çok çıkışlı (MIMO-Multiple Input Multiple Output) kontrol sistemleri ve kaynakların koordineli kontrolü gibi ileri düzey konuların, tamamen eviricilerden oluşan şebekelerin kararlılığı için kritik bir öneme sahip olacağı öngörülmektedir.

2.1. Donanım Seviyesi Kontrol:

Donanım seviyesi kontrol kavramı, ŞOE en temel ve dahili kontrol katmanını temsil eder. Eviricinin sağlıklı bir şekilde çalışabilmesi için gereken anlık akım ve gerilim regülasyonunu sağlamak bu katmanın temel kontrol hedefidir. İç gerilim ve akım kontrolü katmanı eviricinin çıkış akımını ve gerilimini, üst kontrol katmanlarından gelen referans değerlere göre anlık olarak ayarlamaktan sorumludur. Bu kontrol hedefi, eviricinin güç elektroniği bileşenlerini korur ve istenen çıkış üretimini sağlar. Diğer bir donanım seviyesi kontrol hedefi olan DA bara gerilim kontrolü ise eviricinin DA tarafındaki gerilimin sabit tutulmasını hedefler [16]. Bu, alternatif akım (AA) ve DA taraflar arasındaki güç dengesini sağlamak için kritik öneme sahiptir.

2.2. Sistem Seviyesi Kontrol:

Sistem seviyesi kontrol katmanı eviricinin genel güç sistemi içindeki davranışını belirler. Burada sağlanan kontrol hedefleri, gerilim ve frekans gibi şebekenin genel durumunu etkiler. P-f ve Q-V kontrolü ŞOE en temel görevleri arasında yer almaktadır. ŞOE tıpkı geleneksel senkron jeneratörlerde olduğu gibi, aktif güç basarak sistem frekansını ve reaktif güç basarak sistem gerilimini desteklerler [17].

2.3. Şebeke Senkronizasyonu:

Eviricinin bağlandığı şebekenin gerilim faz açısı ve frekansıyla uyum içinde çalışmasını sağlayan mekanizmadır. ŞOE şebekeyi takip etmek yerine kendi gerilimlerini ürettikleri için genellikle PSC gibi yöntemlerle kendiliğinden şebekeye senkronize olurlar [18].

2.4. Sistem Kararlılığı:

Eviricilerin artan kullanımıyla ortaya çıkan yeni kararlılık türlerini de kapsayarak geleneksel güç sistemi kararlılığı

kavramı, sistem kararlılığı olarak tanımlanmakta ve ana kontrol hedeflerinden birini oluşturmaktadır. Klasik açı, gerilim ve frekans kararlılığına ek olarak, rezonans kararlılığı ve özellikle evirici kaynaklı kararlılık gibi yeni başlıklar eklenmiştir. Sistem kararlılığı hedefi, eviricilerin kendi kontrol sistemlerinin de yeni kararsızlık sorunlarına yol açabileceğini ve bunların da hedeflenen bir kontrol yaklaşımı ile çözülmesi gerektiğini belirtir [19].

2.5. Arıza Atlama

Sistemde yaşanan olağan dışı bir durum karşısında eviricinin sağlaması gereken bir takım kontrol hedefleri mevcuttur. Bunların başında gelen FRT eviricinin, şebekede bir arıza (örneğin gerilim düşümü) meydana geldiğinde devreden çıkmak yerine çalışmaya devam ederek şebekeyi destekleme yeteneğidir [20]. Bu kapsamda aktif-reaktif güç ve frekans kontrolü yapılarak şebekenin kararlı kalması hedeflenir.

2.6. Sistem Koruma

Bir diğer kontrol hedefi ise sistem koruması (System Protection) olarak tanımlanır. ŞOE gerilim kaynağı gibi davrandıkları için arıza anında yüksek akımlar çekebilirler. Sistem koruma hedefi, hassas güç elektroniği bileşenlerini bu yüksek akımlardan korumak için geliştirilen akım sınırlama stratejilerini ifade eder [21].

2.7. Sistem Toparlanması

ŞOE şebekede tam bir çökme yaşandığında, dışarıdan bir gerilim referansı olmadan sıfırdan bir şebeke oluşturup sistemi yeniden başlatma kabiliyeti sistem toparlanması (Black Start) olarak tanımlanır [22]. Bu, ŞOE’nin en önemli avantajlarından biridir.

2.8. Modlar Arası Geçiş

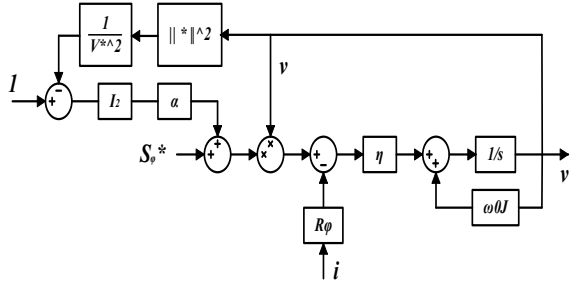
ŞOE’de sağlanması beklenen son kontrol hedefi ise modlar arası sorunsuz geçiştir. Bir eviricinin, şebeke koşullarına göre ŞOE modundan ŞTE moduna veya adada çalışma modundan şebekeye bağlı moda kesintisiz ve kararlı bir şekilde geçebilmesi, esneklik açısından büyük bir avantajdır [23].

3. Güncel Kontrol Çalışmalarının İncelenmesi

ŞOE kontrolünün teoriden pratiğe geçişi, geçici durum kararlılığının sağlanması, güç ve akım limitlerinin yönetimi, farklı yenilenebilir kaynak türlerine (PV, rüzgar) özel uygulamaların geliştirilmesi ve çoklu ünitelerin paralel çalışması gibi çeşitli zorlukları beraberinde getirmektedir. Bu durumdan hareketle ŞOE teknolojisindeki bu temel zorluklara çözüm öneren ve son iki yılda literatüre sunulmuş araştırma yönelimlerini yansıtan bir dizi önemli akademik çalışma detaylı bir şekilde incelenecektir.

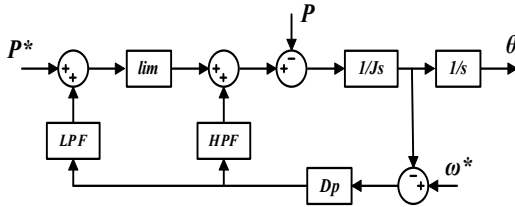
Bu bağlamda incelenen ilk çalışmada He vd. [24] şebekeye bağlı eviriciler için "karmaşık droop kontrol" olarak da bilinen dağıtılabilir sanal osilatör kontrolünün (dVOC-dispatchable VOC) geçici durum kararlılığını analitik olarak incelemektedir. Kontrol yaklaşımına ait blok diyagram Şekil 1’de verilmiştir. Şekilde gösterilen blok diyagramda i , v , η ve α sırasıyla evirici akımı, evirici gerilimi, güç droop kazancı ve gerilim droop kazancıdır. Çalışma, bu gelişmiş ŞOE kontrol yönteminin, klasik droop kontrolünün aksine her zaman kararlı durum denge noktalarına sahip olduğunu teorik olarak kanıtlamaktadır [24].

Karmaşık droop kontrolünün şebeke bozulmaları altında geçici durum kararlılığını (genel asimptotik kararlılık) sürdürmesi için nicel koşullar sunulmaktadır. Bu, klasik droop kontrolü için genellikle sadece yerel (küresel olmayan) kararlılığın garanti edilebilmesinin ötesinde bir sonuçtur.



Şekil 1: dVOC karmaşık droop kontrol blok diyagramı [24]

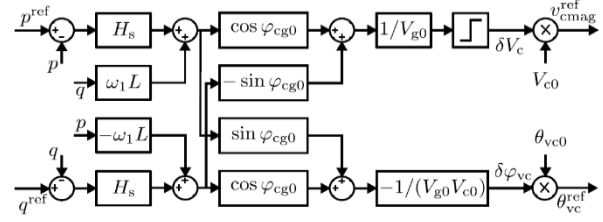
Jiang vd. [25] ise ŞOE'lerin özellikle harici şebekede büyük frekans bozulmaları meydana geldiğinde karşılaştıkları senkronizasyon kararsızlığı sorununu ele almaktadır. Geleneksel PSL tabanlı sistemlerde, frekans sapmasıyla orantılı olarak üretilen güç referansı, dönüştürücünün ulaşılabilir güç aralığını aştığında bir güç sınırlayıcı tarafından kesilir. Bu durum, sistemin etkin sönümleme faktörünün önemli ölçüde azalmasına, yetersiz sönümleme sebebiyle frekans ve güç salınımlarına ve nihayetinde senkronizasyonun kaybedilmesine yol açmaktadır. İncelenen çalışmada bu sorunu çözmek için Bant Genişliğine Dayalı Güç Senkronizasyon Döngüsü (BPSL-Bandwise PSL) adı verilen yenilikçi bir kontrol yapısı Şekil 2'de gösterildiği gibi önerilmiştir [25]. Blok diyagramda yer alan LPF ve HPS sırasıyla alçak geçiren filtre ve yüksek geçiren filtredir. Bu yöntemde, frekans değişimine orantılı olarak tanımlanan sönümleme gücü, özdeş bir kesim frekansına sahip tamamlayıcı bir alçak geçiren ve yüksek geçiren filtre çifti kullanılarak düşük frekanslı ve yüksek frekanslı olmak üzere iki bileşene ayrıştırılır. Güç sınırlayıcı, yalnızca düşük frekanslı sönümleme gücü bileşenine etki ederek dönüştürücünün güç çıkışının belirlenen limitler dahilinde kalmasını sağlamaktadır.



Şekil 2: BPSL kontrol yaklaşımı blok diyagramı [25]

Geleneksel PSC'nin en büyük iki zayıflığını gidermeyi amaçlayan, Vektör-Güç Senkronizasyon Kontrolü (VPSC-Vector PSC) adı verilen yeni bir ŞOE kontrol şeması Thommessen vd. tarafından literatürde sunulmuştur [26]. Önerilen VPSC, geleneksel vektör-akım kontrolünün (VCC) güç ayrıştırma ve kararlılık avantajlarını PSC'nin PLL ihtiyaç duymadan kendi kendine senkronize olma yeteneğiyle birleştirmektedir. Kontrol yapısı, açık çevrim ve kapalı çevrim olmak üzere iki ana bölümden oluşur ve Şekil 3'te gösterilmektedir. Blok diyagramda yer alan H_s PI denetleyicidir. Açık çevrim kontrolcü, güç-açı denklemleri ile dönüştürücünün gerilim büyüklüğünü ve fazını doğrudan üretirek kararlı durum çalışma noktasını belirler ve temel ŞOE karakteristiğini sağlar. Ancak bu kısım, şebeke gerilimi veya

frekansındaki değişimlere karşı hassastır. Bu eksikliği gidermek için, sistemin ideal olmamasından kaynaklanan sapmaları telafi eden ve aktif-reaktif güç döngülerini birbirinden ayıran kapalı çevrim bir vektör-güç senkronizasyon kontrolcüsü tasarlanmıştır.



Şekil 3: dVOC karmaşık droop kontrol blok diyagramı [26]

Eslhanwy vd. [27] ise standart GFL kontrollü rüzgar enerjisi sistemlerinin neden olduğu azalan güç sistemi ataletini ve kararlılığını ele almak amacıyla, çift beslemeli asenkron makine tabanlı rüzgar türbinleri için ileri beslemeli tork kontrol (FTC-Feedforward Torque Control) ile VSM tabanlı ŞOE kontrol yaklaşımı önermektedir. Bu kontrol stratejisinin performansı, IEEE 9-baralı test sistemine entegre edilmiş bir rüzgar enerji sistemi üzerinde yapılan kapsamlı simülasyonlarla doğrulanmıştır. Sonuçlar, önerilen FTC'li VSM kontrolünün, FTC'siz VSM'e kıyasla rüzgar enerjisi verimini önemli ölçüde artırdığını göstermektedir. Ayrıca, GFL kontrolünün kararsızlığa meyilli olduğu yüksek yenilenebilir enerji payına sahip sistemlerde, önerilen VSM kontrolünün ŞOE yeteneği sayesinde kararlı çalışmayı mümkün kıldığı kanıtlanmıştır.

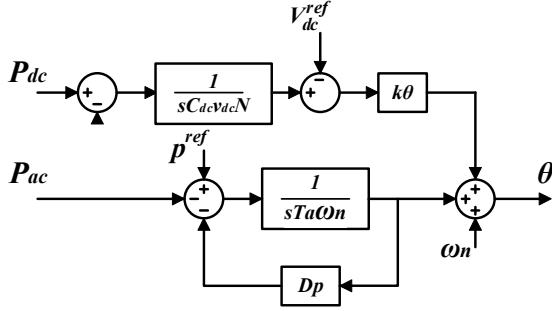
Guo vd. [28] ise senkron jeneratör ve sanal osilatör tabanlı çok sayıda şebeke şekillendirici kontrol algoritmasının karmaşıklığını ele alarak, bu algoritmaları karakterize eden birleşik bir harmonik doğrusallaştırma tabanlı dizi empedans modeli sunulmaktadır. Şekil 4'de blok diyagramı verilen bu birleşik model, farklı ŞOE topolojilerinin (Droop, PSC, VSG, MC, dVOC ve Andronov-Hopf VOC (AH-VOC)) empedans davranışını, her birine özgü P - ω ve Q - V özelliklerini tanımlayan iki temel transfer fonksiyonu, sırasıyla denklem (1) ve (2)'de verilen $D_r(s)$ ve $N_r(s)$ aracılığıyla genelleştirmektedir. Çalışmanın temel bulgularından biri, kavramsal ve yapısal farklılıklarına rağmen, incelenen altı ŞOE yaklaşımının aynı kararlı durum droop özelliklerini sağlayacak şekilde tasarlandığında, tüm frekans spektrumu boyunca benzer dizi empedans profilleri sergilediğidir.

$$\frac{2k_v k_i}{3C_v E_{ph}^2 s} \quad (1)$$

$$\frac{2k_v^3 k_i}{3C_v E_{ph}^2 (k_v^2 s + \eta V_1^2)} \quad (2)$$

Şebekeye bağlı fotovoltaik (PV) sistemlerin ŞOE modda çalışırken aktif şebeke desteği sağladığı sırada karşılaştığı sorunların ele alındığı bir çalışmada ise DA gerilim kararlılığının bozulması ve sistemin devre dışı kalma riski incelenmiş ve Awasthi vd. tarafından bir çözüm ileri sürülmüştür [29]. MC gibi DA ŞOE yöntemleri DA bara gerilimini doğal olarak düzenlese de PV kaynağının doğrusal olmayan yapısı ve DA gerilim kontrolü ile olan güçlü kuplajı

nedeniyle hassas ve kararlı bir aktif destek sunamamaktadırlar. Bu boşluğu doldurmak amacıyla makale, Şekil 4’teki gibi MC ve VSM kontrol döngülerini birleştiren ve Eşleşen Senkron Makine (MSM-Matching SM) olarak adlandırılan yeni bir hibrit kontrol yöntemini önermektedir. MSM kontrolü, VSM’den gelen AA aktif güç geri beslemesini kullanarak ayarlanabilir atalet ve droop tepkisi sağlarken, MC’den gelen DA gerilim geri beslemesini kullanarak frekans ayar döngüsüne müdahale eder ve DA bara üzerindeki güç dengesizliklerini telafi ederek DA gerilim dinamiğini iyileştirir.



Şekil 4: MSM kontrol blok diyagramı [29]

Ele alınan son çalışmada [30] ise yenilenebilir enerji kaynaklarına dayalı çoklu dağıtılmış jeneratörlerin paralel çalışması için ŞOE kontrolüne odaklanılmaktadır. Çalışma, iki ŞOE’lerin paralel çalışarak nominal kapasitelerine göre hassas güç paylaşımı yapmasını ve kararlı gerilim regülasyonu sağlamasını amaçlayan değiştirilmiş bir çift döngülü droop kontrol tekniği sunmaktadır. ŞOE’ler tek döngülü kontrole kıyasla aşırı akım koruması için bir akım kontrol döngüsü içeren çift döngülü bir kontrol yapısı ile modellenmiştir. Önerilen yöntem, senkron jeneratörlerin P-f ve Q-V droop davranışlarını taklit eden geleneksel droop kontrolünü temel almaktadır. Bu geleneksel yapıya, anahtarlama harmoniklerinin neden olduğu aktif ve reaktif güç ölçümlerindeki dalgalanmaları telafi etmek amacıyla frekans ve gerilim yollarına alçak geçiren filtreler eklenmiştir. Paralel çalışma sırasında doğru yük paylaşımını sağlamak için, her bir dönüştürücünün droop katsayıları, güç derecelendirmeleriyle ters orantılı olacak şekilde ayarlanmıştır. Sonuçlar, önerilen kontrolcünün, dönüştürücülerin aktif gücü kendi nominal kapasiteleri oranında hassas bir şekilde paylaştığını ve ortak bağlantı noktasındaki (PCC) gerilimi dinamik yük değişiklikleri sırasında bile kararlı bir şekilde koruduğunu göstermektedir.

Hazırlanan Tablo 3 ile çalışma kapsamında incelenen ŞOE kontrol yaklaşımlarının temel yöntemlerini, güçlü ve zayıf yönlerin ile öne çıktıkları performans alanlarını karşılaştırmalı olarak sunarak tasarımcılar için yol gösterici bir rehber işlevi göstermesi amaçlanmaktadır. Karşılaştırmalı Tablo 3’de göze çarpan en önemli çıkarımlar şu şekilde sıralanabilir: dVOC ve VPSC gibi çoklu döngü tabanlı yöntemler yüksek geçici kararlılık ve dinamik cevap hızı sağlarken mimari karmaşıklığı artırılmaktadır, MSM ve VSM ise sentetik atalet yoluyla aktif güç desteği ve sönümleme avantajı sunmakla birlikte DA bara gerilim kontrolü ihtiyacı ve güç rezervi sınırlamaları vardır. BPSL ve PLL-tabanlı hibrit yaklaşımlar mevcut ŞTE altyapısının yükseltilmesi için uygun maliyetli çözümler önerirken yüksek frekanslı sapmaların bastırılmasında veya parametre tasarımında zorluk çıkarabilmektedir. Bu bağlamda kontrol stratejisi seçimi

uygulama hedefleri, sistem karmaşıklığı ve sertifikasyon gereksinimleri göz önünde bulundurularak yapılmalıdır.

Tablo 3 ŞOE Kontrol Yaklaşımlarının Karşılaştırılması

Kontrol Yaklaşımı	Temel Özellikleri	Avantajları	Dezavantajları	Performans Alanları
Matching Synchronous Machine (MSM) [28]	DA ve AA gerilim kontrolünün birleşimi aktif güç desteği sağlar	Etkin DA gerilim dinamiği, aktif güç desteğinde daha esnek	Karmaşık kontrol yapısı, doğru droop cevabının sağlanması daha zor	Aktif güç desteği, DA gerilim regülasyonu
Complex Droop Control (dVOC) [29]	Karmaşık frekans kontrolü, geçiş cevabı kararlılık sağlama yeteneği	Geçiş cevabı kararlılık garantisi, sınır döngüsü salınımlarının önlenmesi	Teorik analiz ve pratik uygulama karmaşıklığı	Geçiş kararlılığı, dinamik cevap hızı
Bandwise Power-Synchronization Loop (BPSL) [24]	Bant bazında filtrelenmiş frekans tepkisi, aktif güç limitlendirme	Güç limitleme sırasında yeterli sönümleme, basit kontrol yapısı	Yüksek frekanslı güç salınımlarının tam önlenememesi	Frekans tepkisi, güç limiti kontrolü
Vector-Power Synchronization Control (VPSC) [25]	Güç senkronizasyon ve vektör-akım kontrol yöntemlerinin hibritleştirilmesi	Güç ayrıştırma, geniş SCR (Short Circuit Ratio) aralığında stabilite	Kompleks parametre tasarımı ve kararlılık analizi gerektirme	Aktif/reaktif güç kontrol ayrışması, geniş SCR durumlarında kararlılık
Virtual Synchronous Machine (VSM) for DFIM Wind Systems [26]	DFIM temelli rüzgar enerji sistemleri için sanal senkron makine yaklaşımı	Yüksek güç sistemi sönümleme, stabil şebeke bağlantısı	Güç rezervleri sınırlı olduğunda aşırı yüklenme riski	Rüzgar enerjisi verimi, frekans desteği
Unified Sequence Impedance Model (VO, SG Based) [27]	VO ve SG bazlı dönüştürücüler için ortak sekans empedans modellemesi	Tüm ŞOE yöntemleri için ortak empedans davranış analizi, şebeke analizi	Sanal ataletin şebeke kuvvetlendikçe stabiliteyi olumsuz etkilemesi	Sekans empedans modelleme, stabilite analizi

4. Sonuçlar

Bu çalışmada ŞOE için kontrol hedefleri ve yaklaşımları ele alınmış, operasyonel standartları incelenmiş ve literatürdeki güncel kontrol yaklaşımları ele alınmıştır. Günümüz güç sistemlerinde şebeke ataletinin azalması ve yenilenebilir enerji entegrasyonunun hız kazanmasıyla birlikte ŞOE kontrol stratejilerinin beş temel ekseninde yeni gereksinimlere yanıt verecek şekilde evrilmesi kaçınılmazdır. Bunlardan birincisi, hibrit ve modüler yapılarla esneklik ve uyarlanabilirlik sağlanarak çeşitli çalışma koşullarında otonom adaptasyon yeteneği kazandırılması gerekliliğidir. İkincisi, geçici olaylara karşı güçlü tepki veren global kararlılık garantili yöntemler saha uygulamalarında öncelikli hale gelecektir. Üçüncü olarak, VPSC gibi kontrol ayrışımı yaklaşımları sayesinde güç akışı yönetimi daha şeffaf ve güvenilir biçimde gerçekleştirilebilecektir. Dördüncü ekseninde, MSM ve VSM yöntemleriyle hem kaynak hem de yük dinamiklerinin doğrudan kontrol algoritmalarına entegre edilmesi, gerçek şebeke koşullarına daha uygun performans sunacaktır. Son olarak, frekans ve gerilim desteğini güç limitleyici stratejilerle birleştiren çözümler ile fiziksel sınırların ötesine taşmayan güvenli işletme; empedans modelleri gibi analitik araçlarla da desteklenerek hem tasarım hem de doğrulama süreçlerinde daha sağlam öngörüler sağlayacaktır. Bu beş yönelim, ŞOE kontrol araştırmalarının hem teorik temellerini hem de pratik uygulama kabiliyetini güçlendirerek, sürdürülebilir ve kararlı bir enerji dönüşümünü mümkün kılacaktır.

5. Teşekkür

Bu çalışma, 2219-Yurt Dışı Doktora Sonrası Araştırma Burs Programı kapsamında, 2024/1 döneminde desteklenen ve 1059B192400977 numaralı proje kapsamında TÜBİTAK tarafından sağlanan bursun da desteğiyle gerçekleştirilmiştir. Sağladığı destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] Engler, A.; Hardt, C.; Strauss, P.; Vandenbergh, M. Parallel Operation of Generators for Stand-Alone Single-Phase Hybrid Systems. 17th European Photovoltaic Solar Energy Conference, München, Germany, 22–26 October 2001; pp. 2690–2693.K.S..
- [2] Ü. Çetinkaya, M. Yeşil, R. Bayındır and E. Irmak, "Technical Analysis and Strategic Insights from the 2025 Spain Blackout," *2025 13th International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*, Glasgow, United Kingdom, 2025, pp. 809-815, doi: 10.1109/icSmartGrid66138.2025.11071817.
- [3] Visscher, K.; de Haan, S.W.H. Virtual synchronous machines (VSG's) for frequency stabilisation in future grids with a significant share of decentralized generation. SmartGrids for Distribution, Frankfurt, Germany, 23–24 June 2008; pp. 334–337.
- [4] Unruh, P., Nuschke, M., Strauß, P., & Welck, F. (2020). Overview on grid - forming inverter control methods. *Energies*, 13(10), 2589. <https://doi.org/10.3390/en13102589>
- [5] M. Tozak, S. Taskin, I. Sengor, and B. P. Hayes, "Modeling and Control of Grid Forming Converters: A Systematic Review," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 107818-107843, 2024.
- [6] U. Markovic, Towards Reliable Operation of Converter-dominated Power Systems: Dynamics, Optimization and Control. Zürich, Switzerland: ETHZürich, 2020.
- [7] Khan, M., Wu, W., & Li, L. (2024). Grid-forming control for inverter-based resources in power systems: A review on its operation, system stability, and prospective. *IET Renewable Power Generation*, 18(6), 887–899.
- [8] Tayyebi, A., Grob, D., Anta, A., et al.: Frequency stability of synchronous machines and grid-forming power converters. *IEEE J. Emerg. Sel. Top Power Electron.* 8(2), 1004–1018 (2020)
- [9] C. Arghir, T. Jouini, and F. Dörfler, "Grid-forming control for powerconverters based on matching of synchronous machines," *Automatica*, vol. 95, pp. 273–282, Sep. 2018.
- [10] "IEEE Application Guide for IEEE Std 1547™-2018, IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces," in *IEEE Std 1547.2-2023 (Revision of IEEE Std 1547.2-2008)*, vol., no., pp.1-291, 20 May 2024.
- [11] B. Kroposki et. al, "UNIFI Specifications for Grid-forming Inverter-based Resources— Version 1," UNIFI-2022-2-1, December 2022
- [12] Ramasubramanian, D., et al. 2022. Preliminary Gap Analysis of Existing IEEE 1547 and IEEE 2800 Standards Towards GFM Technology. UNIFI-2022-3-1.
- [13] Mahmud, Rasel, Andy Hoke, Jeremy Keen, and James Cale. 2024. Developing IEEE Std 2800-Compliant Algorithms for Transmission-Connected Inverter-Based Resources: Preprint. Golden, CO: National Renewable Energy Laboratory.
- [14] Khan, M., Wu, W., & Li, L. (2024). Grid-forming control for inverter-based resources in power systems: A review on its operation, system stability, and prospective. *IET Renewable Power Generation*, 18(6), 887–907.
- [15] North American Electric Reliability Corporation, Atlanta, GA, USA.(2021). Grid Forming Technology Bulk Power System Reliability Considerations. [Çevrimiçi]. Mevcut: https://www.nerc.com/comm/RSTC/Reliability_Guidelines/White_Paper_Grid_Forming_Technology.pdf
- [16] S. D'Arco, J. A. Suul, and O. B. Fosso, "A virtual synchronous machine implementation for distributed control of power converters in SmartGrids," *El. Pwr. Sys. Res.*, v.122, s. 180–197.
- [17] M. Chen, D. Zhou, A. Tayyebi, E. Prieto-Araujo, F. Dörfler, and F. Blaabjerg, "On power control of grid-forming converters: Modeling, controllability, and full-state feedback design," *IEEE Trans. Sustain.Energy*, vol. 15, no. 1, pp. 68–80, Jan. 2024.
- [18] R. Rosso, S. Engelken, and M. Liserre, "Robust stability analysis of synchronverters operating in parallel," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 11, pp. 11309–11319, Nov. 2019.
- [19] X. Xiong, C. Wu, B. Hu, D. Pan, and F. Blaabjerg, "Transient damping method for improving the synchronization stability of virtual synchronous generators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 36, no. 7, pp. 7820–7831, Jul. 2021.
- [20] M. G. Taul, X. Wang, P. Davari, and F. Blaabjerg, "Current limiting control with enhanced dynamics of grid-forming converters during fault conditions," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 1062–1073, Jun. 2020.
- [21] E. Rokrok, T. Qoria, A. Bruyere, B. Francois, and X. Guillaud, "Transient stability assessment and enhancement of grid-forming converters embedding current reference saturation as current limiting strategy," *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 37, no. 2, pp. 1519–1531, Mar. 2022.
- [22] J. G. O'Brien, Electric Grid Blackstart: Trends, Challenges, and Opportunities. Richland, WA, USA: Pacific Northwest National Lab.(PNNL), Apr. 2022.
- [23] F. Sadeque, D. Sharma, and B. Mirafzal, "Seamless grid-following to grid-forming transition of inverters supplying a microgrid," in *Proc. IEEEAppl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC)*, Mar. 2023, pp. 594–599.
- [24] X. He, L. Huang, I. Subotić, V. Häberle and F. Dörfler, "Quantitative Stability Conditions for Grid-Forming Converters With Complex Droop Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 9, pp. 10834-10852, Sept. 2024
- [25] S. Jiang, Y. Zhu and G. Konstantinou, "Bandwise Power-Synchronization Loop for Frequency Response Improvement in Grid-Forming Converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, no. 9, pp. 10693-10698, Sept. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2024.3406564.
- [26] A. THOMMESSEN and C. M. Hackl, "Virtual Synchronous Machine Control for Doubly Fed Induction Machine-Based Wind Energy Conversion Systems," in *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, vol. 5, pp. 264-301, 2024, doi: 10.1109/OJIES.2024.3366082.
- [27] M. A. Elshenawy, A. Radwan and Y. A. -R. I. Mohamed, "Unified Sequence Impedance Models of Synchronous Generator-and Virtual Oscillator-Based Grid-Forming Converters," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 39, no. 1, pp. 56-70, Feb. 2024, doi: 10.1109/TPWRD.2023.3321699.
- [28] Z. Guo and W. Wu, "Matching Synchronous Machine Control for Improving Active Support of Grid-Forming PV Systems with Enhanced DC Voltage Dynamics," in *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, v. 13, s. 179-189, January 2025.
- [29] A. Awasthi, S. Bera and R. K, "A Modified Dual Loop Droop Control for Parallel Operation of Grid-forming Converters," *2023 IEEE 8th International Conference for Convergence in Technology (I2CT)*, Lonavla, India, 2023, pp. 1-6
- [30] Enerji Piyasası Düzenleme Kurumu, "Elektrik Şebeke Yönetmeliği," *Resmi Gazete*, Sayı: 29013, 28 Mayıs 2014. [Çevrimiçi]. Mevcut: https://www.emu.org.tr/ekler/831e9b5f6c9bab6_ek.pdf. [Erişim: 17 Temmuz 2025]

ADAS Geliştirme Süreçleri için İzlenebilir ve Uçtan Uca Sistematik Yaklaşım

Traceable and End-to-End Systematic Approach for ADAS Development Processes

Namık Zengin¹, Ufuk Bolat¹, Buse Yakın¹, Harun Kutucu¹, Serkan Dinç¹

¹AVL Türkiye Research and Engineering
İstanbul, Türkiye

{namik.zengin, ufuk.bolat, buse.yakin, harun.kutucu, serkan.dinc}@avl.com

Özetçe

Bu çalışma, Gelişmiş Sürücü Destek Sistemleri (ADAS) geliştirme sürecinde karşılaşılan çok katmanlı gereksinim yapısını sistematik biçimde ele alan bütüncül bir metodoloji önermektedir. Regülasyonlar, standartlar ve kullanıcı beklentilerinden türeyen gereksinimlerin; araç, sistem, komponent ve arayüz seviyelerine izlenebilir şekilde aktarımı, mimari yapılandırma ve doğrulama süreçleriyle birlikte uçtan uca bir yaklaşımla sunulmuştur. Donanım-yazılım ayrımı, dışarıdan yönetilebilir parametre yapısı ve test ortamlarının senaryo türüne göre belirlenmesi gibi ilkelerle sistemin sürdürülebilirliği ön plana çıkarılmıştır. Şerit Terk Uyarı Sistemi (LDWS) üzerinden gerçekleştirilen örnek uygulama, önerilen yaklaşımın pratik geçerliliğini ortaya koymaktadır. Sunulan metodoloji, ADAS fonksiyonlarının yalnızca düzenleyici uygunluğunu değil, aynı zamanda sahadaki güvenilirliğini ve kullanıcı beklentilerini karşılayacak şekilde geliştirilmesine katkı sağlamaktadır.

Abstract

This study proposes a holistic and systematic methodology to address the multi-layered requirement structure encountered in the development of Advanced Driver Assistance Systems (ADAS). The approach presents an end-to-end framework for translating high-level requirements, originating from regulations, standards, and user expectations, into traceable specifications across vehicle, system, component, and interface levels. Key principles such as clear hardware-software separation, externally configurable parameters, and test environment selection based on scenario types are emphasized to enhance system sustainability. A case study involving the Lane Departure Warning System (LDWS) demonstrates the practical applicability of the proposed method. The methodology contributes to the development of ADAS functions that not only meet regulatory compliance but also ensure real-world reliability and user acceptance.

1. Giriş

Otomotiv sektöründeki teknolojik gelişmeler, artan rekabet ve sıkılaşan regülasyonlar ile Euro NCAP gibi bağımsız protokol-

ler, ADAS geliştirme süreçlerini giderek daha karmaşık hale getirmektedir.

ADAS fonksiyonları; şerit takip uyarısı, adaptif hız sabitleyici ve otomatik acil frenleme gibi sistemlerle hem güvenliği artırmayı hem de sürüş deneyimini iyileştirmeyi amaçlamaktadır. Bu fonksiyonların geliştirilmesi; işlevsel güvenlik, performans ve sistem güvenilirliğini sağlamak üzere çok katmanlı tasarım, test ve doğrulama döngülerini içeren sofistike bir mühendislik yaklaşımı gerektirir. Bu nedenle geliştirme sürecinin yalnızca regülasyonlara ve NCAP protokollerine değil, aynı zamanda ISO 26262 (fonksiyonel güvenlik) [1], ISO 21448 (SOTIF) [2] ve ISO 21434 (siber güvenlik) [3] gibi uluslararası standartlara uygun şekilde yürütülmesi gerekmektedir.

Otomotiv Mühendisleri Derneği (SAE) tarafından yayımlanan SAE J3016 standardı, sürüş otomasyon seviyelerini Seviye 0'dan Seviye 5'e kadar sınıflandırmakta ve her seviyede Sürüşün Dinamik Görevi'nin (DDT) hangi unsur tarafından yerine getirildiğini tanımlamaktadır [4]. ADAS sistemleri, bu sınıflandırmaya göre Seviye 0 - 2 aralığında yer alır. Seviye 0 sistemler sürücüyü uyarır, Seviye 1 ya direksiyon ya da hızlanma/yavaşlamayı desteklerken, Seviye 2 her ikisini birlikte kontrol edebilir. Dolayısıyla, çevresel bilgilerin doğru algılanması, işlenmesi ve uygun kararların verilmesinin yanı sıra; işlev seviyesi ne olursa olsun, üretilen komutların insan-makine arayüzü (HMI), fren ve direksiyon gibi Elektronik Kontrol Ünitelerine (ECU) iletilmesi gereklidir.

ADAS sistemlerinin geliştirilmesinde yaygın olarak kullanılan V-model, paydaş beklentilerinden başlayarak sistemin nihai sürümüne (release) kadar uzanan yapılandırılmış bir geliştirme süreci sunar [5, 6]. Bu çerçevede, sistem mühendisliği faaliyetlerinin temelini oluşturan paydaş beklentileri; regülasyonlar, Euro NCAP protokolleri ve araç üreticilerinin (OEM) pazarda farklılaşma hedefleri doğrultusunda şekillenir. Sistemin kullanım senaryoları, performans kriterleri ve üst seviye beklentileri bu aşamada açıkça tanımlanmalıdır. Böylece, donanım ve yazılım seviyesindeki alt gereksinimler sistematik biçimde türetilir. V-modelin bu yukarıdan aşağıya izlenebilir yapısı, tüm alt sistemlerin tanımlı hedeflerle hizalanmasını sağlar.

Ancak bu üst seviye gereksinimlerin, hangi alt sistemler aracılığıyla sağlanacağı ve sistemin nasıl yapılandırılacağı geliştirme sürecinin başında net değildir. Bu belirsizlik, sistem mimarisi ve algoritma tasarımında geliştirici ekiplerin mühendislik tercihleri doğrultusunda şekillenir ve sistemin işlevsel başa-

rısını doğrudan etkiler.

Literatürde ADAS fonksiyonlarının geliştirilmesine yönelik çeşitli metodolojik yaklaşımlar mevcuttur. Jayakanthan'ın çalışmasında [7], ISO 26262'ye uygun bir V-model süreci izlenmiş ve radar tabanlı Kör Nokta Uyarı Sistemi (BSD), model tabanlı geliştirme yöntemiyle tasarlanarak doğrulanmıştır. Ronchi ve arkadaşları ise sanal test ortamları ile donanım testlerine genişletilebilen, KPI odaklı bir geliştirme ve doğrulama yaklaşımı sunmuştur [8]. Jumaa ve ekibi, radar, lidar, ultrasonik sensör ve kameraların birlikte ele alındığı sensör tabanlı bir mimari önermekte; donanım entegrasyonunun önemini vurgulamaktadır [9]. Kim ve arkadaşları ise görüntü işleme ve kontrol algoritmalarının entegre biçimde tasarlanarak sistem düzeyinde test edilmesini sağlayan model tabanlı bir çerçeve geliştirmiştir [10].

Doğrulama süreçleri açısından Gietelink ve ekibi, V-model yaklaşımı doğrultusunda geliştirilen donanım-içerikli simülasyon altyapısı VEHIL ile, ADAS sistemlerinin erken aşamada güvenli biçimde test edilmesini mümkün kılmaktadır [11]. Benzer şekilde Endachev ve arkadaşları, SHATL projesi kapsamında sensör füzyonu, tam dijital kontrol ve HIL testlerini kapsayan entegre bir geliştirme ve validasyon yöntemi önermektedir [12].

Veri işleme ve mimari tasarım odaklı çalışmalarda, Sophia yüksek hacimli sensör verisinin yönetimi için veritabanı teknolojileri kullanarak sistemin gerçek zamanlı güvenilirliğini artırmayı hedeflemektedir [13]. Hodgson, ADAS ve otonom sürüş fonksiyonlarının farklı otomasyon seviyeleri arasında modüler biçimde ölçeklenebilmesini sağlayan mimari yapıların geliştirilmesine odaklanmaktadır [14]. Maharajpet ve Chiranjeevi ise algılama, karar ve hareket katmanlarını sistematik biçimde tanımlayarak, gereksinim analizi ve araç entegrasyonunu içeren bütüncül bir geliştirme yaklaşımı sunmaktadır [15].

Pathrose, ADAS sistem yaşam döngüsünün tüm aşamalarını sistem mühendisliği ilkeleri doğrultusunda ele alarak gereksinim temelli tasarım, entegrasyon ve doğrulama süreçlerini kapsamlı şekilde yapılandırmaktadır [16]. CIMdata ise senaryo tabanlı testler, önden yüklemeli mühendislik ve sürekli geçişleme adımlarını içeren veri merkezli bir geliştirme stratejisi önermektedir [17]. Son olarak Joseph ve Mondal, sensör füzyonu, kontrol algoritmaları ve bilgisayarla görme tabanlı işlevleri kapsayan güncel ADAS uygulamalarını, sistem seviyesinde doğrulama süreçleriyle bütünleştirerek kapsamlı bir teknik çerçeve sunmakta [18], Belmonte ve çalışma arkadaşları ise, gömülü sistem bileşenlerinin fonksiyonel güvenlik ve işlemci mimarileri açısından değerlendirilerek ADAS sistem geliştirmede üstlendiği rolü detaylandırmaktadır [19].

Bu çalışmada ise temel motivasyon, ADAS geliştirme süreçlerinde uygulanması gereken yaklaşımların nasıl yapılandırılması gerektiğini ele almaktır. Özellikle, paydaş beklentilerinin sistematik biçimde alt seviye gereksinimlere nasıl dönüştürüleceği, bu gereksinimlerin sağlanmasına yönelik izlenebilecek stratejiler ve sistem mimarisinin oluşturulmasında dikkate alınması gereken temel ilkeler detaylı şekilde incelenmiştir. Süreç anlatımı; gereksinim yönetimi, mimari tasarım, entegrasyon ve doğrulama adımlarını bir bütün olarak ele almakta ve bu çerçevede ADAS fonksiyonlarının başarıyla geliştirilmesini sağlayacak temel yapı taşlarını tanımlamayı amaçlamaktadır. Ayrıca, geliştirilen yaklaşımın pratik karşılığını göstermek

üzere uygulamaya dönük örneklemelere de yer verilmiştir. Bu sayede, ADAS sistemlerinin geliştirme süreçlerinde kullanılabilecek, metodolojik bir rehber sunulması hedeflenmektedir.

2. Problemin Tanımlanması ve İş Akışı

Bu bölümde giriş kısmında belirtilen temel motivasyonun iş akışındaki kırılımı detaylandırılmış ve Şekil 1'de gösterilmiştir.

Şekil 1'de görüldüğü üzere, sistem geliştirme süreci paydaş beklentilerinin tanımlanmasıyla başlar. Regülasyonlarla belirlenen işlevler için bu beklentiler mevzuatla tanımlanırken, ISO standartlarına bağlı işlevler ilgili teknik dokümanlara göre şekillenir. Euro NCAP protokolleri de günümüzde araç üreticileri için temel teknik referanslardan biridir. Buna ek olarak, kullanıcı geri bildirimleri, OEM pazar analizleri, beklenen regülasyon değişiklikleri ve otonomi stratejileri de beklentileri etkileyen önemli girdilerdendir. Dolayısıyla, paydaş beklentileri hem mevcut hem de geleceğe yönelik bakış açısıyla bütüncül biçimde tanımlanmalı ve ADAS tasarım sürecinin temelini oluşturmaktadır. Çünkü sistem mimarisi, sensör ve bileşen seçimi ile tasarım adımlarının tümü, bu beklentilerin araç seviyesinde karşılanmasına hizmet etmelidir.

Bir sonraki adımda, gereksinimler araç, sistem, komponent ve arayüz seviyelerinde hiyerarşik biçimde tanımlanır. Bu ayrıştırma, izlenebilirliği ve üst seviye beklentilerin alt sistemlerde somut ve uygulanabilir şekilde temsil edilmesini sağlar. Örneğin, Seviye 2 (L2) gereksinimleri kapsamında sensör, füzyon, algılama, planlama, kontrol ve aktüatör bileşenleri için detaylı tanımlar yapılmalı ve her gereksinimin hangi ECU tarafından nasıl karşılanacağı açık şekilde belirtilmelidir.

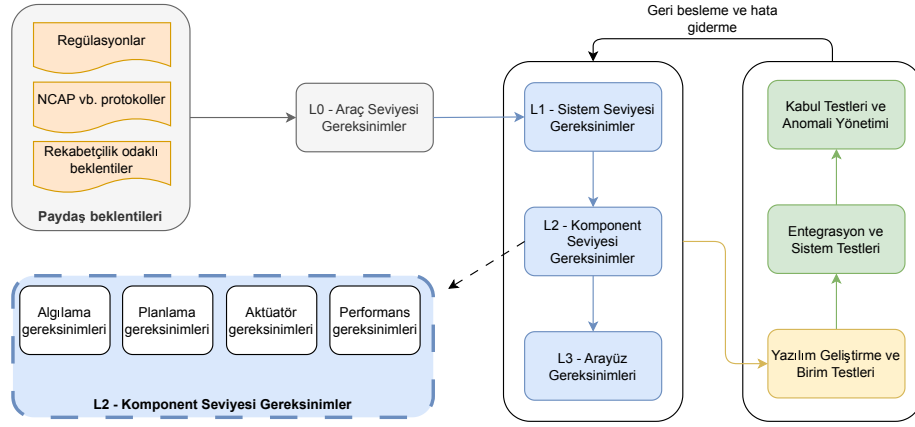
Devam eden süreçte, yazılım geliştirme ekipleri, Seviye 1 (L1) ila Seviye 3 (L3) arasındaki gereksinimler ile sistem mimarisi ve durum makinelerini temel alarak, kendi sorumluluk alanlarındaki Seviye 4 (L4) ve Seviye 5 (L5) yazılım gereksinimlerini türetir. Bu gereksinimlere karşılık gelen yazılım mantıkları, ilgili ECU'larda entegre edilir ve ardından birim testleri gerçekleştirilir. Süreci, sistem entegrasyonu ve sistem spesifikasyonlarına izlenebilir şekilde bağlı test senaryolarıyla yapılan sistem testleri izler. Son aşamada, sistem kabul testleri, homologasyon ve Euro NCAP değerlendirmeleriyle opsiyonel gereksinimlerin doğrulaması tamamlanır.

Test sürecinde karşılaşılan anomaliler, önceden tanımlanmış hata giderme stratejilerine göre ele alınır; düzeltmeler yapıldıktan sonra süreç iteratif biçimde tekrarlanır. Ayrıca, sistem bileşenlerinin modüler yapıda tasarlanması, yeni gereksinimlerin düşük maliyetle ve hızlı biçimde entegre edilmesini sağlar.

3. Uçtan Uca ADAS Geliştirme Yaklaşımı

ADAS geliştirme süreci, yalnızca fonksiyonların regülasyonlara uygun çalışmasını sağlamakla sınırlı değildir; sistemin gerçek sürüş koşullarında beklenen davranışı sergilemesi, farklı senaryolarda tutarlı tepkiler vermesi, validasyon sürecinde ölçülebilir çıktılar üretmesi ve homologasyon testlerini geçmesi de temel hedeflerdir. Bu çok katmanlı yapı, sistem mühendisliğinde yalnızca mevzuat yorumuna değil, gereksinimlerin yazılım, donanım ve test sistemleriyle ilişkilendirilerek hiyerarşik ve izlenebilir bir yapıda tanımlanmasına ihtiyaç duyar.

Regülasyonlar çoğunlukla sistem işlevini genel çerçevede



Şekil 1: ADAS geliştirme süreçlerindeki iş akışı

sunar; ancak uygulamada bileşenler arası etkileşimler ve ölçülebilirlik açısından açıklık sağlayamayabilir. Örneğin, "şerit dışına çıkan sürücünün uyarılması" gibi bir tanım, konsept düzeyinde anlamlı olsa da yazılım veya test tasarımı için yetersizdir. Bu nedenle, ADAS fonksiyonlarının; işlevin hangi koşullarda, hangi parametrelerle ve hangi amaçla gerçekleştiğini açık biçimde ortaya koyan katmanlı gereksinim yapılarıyla tanımlanması zorunludur.

Önceki bölümlerde detaylandırıldığı üzere, ADAS geliştirme süreçlerinde gereksinimler araç seviyesi (L0), sistem seviyesi (L1), komponent seviyesi (L2) ve arayüz seviyesi (L3) olmak üzere dört katman üzerinden yapılandırılmaktadır. Bu yapı, yalnızca kavramsal bir ayrım sunmakla kalmayıp, gereksinimlerin yazılım ve test ekipleri tarafından teknik çıktılara dönüştürülmesini mümkün kılan izlenebilir bir çerçeve sağlar.

Bu çerçevede temel fark, L1 seviyesinde genellikle regülasyonlara veya müşteri taleplerine dayalı olarak tanımlanan işlevsel gereksinimlerin, L2 ve L3 seviyesinde sistemin içsel davranışını belirleyen teknik spesifikasyonlara dönüştürülmesidir. Bu dönüşümün etkin biçimde gerçekleştirilebilmesi için, her bir L1 gereksiniminin karşılık gelen L2 gereksinimleriyle sayısal eşik değerleri, zamanlama parametreleri ve geçiş mantıkları açısından izlenebilir olması; ayrıca, bu gereksinimin hangi ECU tarafından sağlanacağını açık şekilde belirtilmesi gerekir. Örneğin, LDWS fonksiyonu için "şerit algısı kaybında görsel uyarı verilmelidir" ifadesi, L2 seviyesinde şu şekilde teknik olarak tanımlanabilir: "Algılama sistemi tabanlı şeritlere olan mesafe bilgisi 500ms süreyle algılanmazsa, *LaneWarningVisual* sinyali HMI üzerinde 100ms içerisinde aktif edilmelidir." Bu tür tanımlar, fonksiyonun hem doğrulanabilirliğini hem de sistem mimarisiyle bağlantısını güvence altına alır. Bu doğrultuda, L3 seviyesinde tanımlanan arayüz gereksinimleri ise, söz konusu sinyallerin hangi veri formatında, hangi frekansta ve hangi iletişim kanalı üzerinden aktarılacağını belirtir. Aynı örnek üzerinden ilerlersek, *LaneWarningVisual* sinyalinin ADAS ECU'dan HMI ECU'ya CAN-FD protokolüyle, 50ms periyotta iletilmesi gibi ayrıntılar L3 seviyesinde tanımlanır. Bu yapı modüler bir sistem mimarisi içerisinde tanımlandığında, örneğin algılama veya HMI donanımı değişse bile, çekirdek sistem mantığında değişiklik yapılmadan yeni bileşenlerin entegrasyonu mümkün

hale gelir. Böylece hem tasarımın sürdürülebilirliği hem de farklı donanım konfigürasyonlarıyla uyumluluk kolaylıkla sağlanabilir.

Bu dönüşüm sürecinde yalnızca regülasyonlara uyum sağlanması yeterli değildir; gerçek sürüş koşulları, yol geometrileri, araç tipleri ve kullanıcı davranışları da dikkate alınmalıdır. Bu bağlamda, uygulama temelli ayrıştırma yaklaşımı devreye girer. Örneğin, UN R130 regülasyonu 0.3m yanıl sapmada uyarıyı yeterli kabul ederken, şehir içi dar yollarda bu değer sürücü müdahalesi için geç kalınmış bir anlama gelebilir. Bu nedenle, farklı yol türlerinden toplanan verilerle şerit aşımı miktarlarının ortalamaları belirlenerek örneğin 0.18m - 0.32m aralığında kalibre edilebilir eşik değerleri tanımlanabilir. Böylece hem regülasyon sınırı sağlanır hem de NCAP gibi performans odaklı testlerde erken uyarı başarısı elde edilir.

Algılama sistemlerinin yapısı da gereksinim detay seviyesini doğrudan etkiler. Sistemlerin performansı, yalnızca gereksinimlerin regülasyona uygun yazılmasından değil, aynı zamanda kullanılan sensörlerin performansı ile olan ilişkisinden de etkilenir. Örneğin, kameranın yanıl konum tahminindeki hata payı 0.08m RMS düzeyindeyse, 0.05m sapmada alarm tetiklenmesini sağlamak potansiyel yanlış negatiflere yol açabilir. Bu nedenle L2 gereksinimlerinde, sistem anahtar performans göstergelerindeki (KPI) hata eşiği, sensör doğruluğu, işlem frekansı, hangi çevre koşullarında performans düşüşü olacağı gibi faktörler açıkça tanımlanmalıdır. Aksi takdirde sistem test sırasında başarısız olur ve bu durum validasyon sonuçlarına doğrudan yansır. Araçta yer alan komponent ile uyumlu olmayan gereksinimler, başarısız sonuçlar üreteceği için saha testlerinde ve homologasyon süreçlerinde potansiyel problemler yaratır. Bu tarz problemlerin gerçekleşmesini önlemek adına gereksinimlerin yazılıma aktarımı sırasında sabit kod kullanılmamalı, tüm değerler dışarıdan yönetilebilir konfigürasyon parametrelerine dönüştürülmelidir. Örneğin, *LDWWarningThreshold* (şerit dışına çıkma uyarı eşiği) değeri 0.18m - 0.32m aralığında kalibre edilebilir şekilde tanımlanmalı ve yazılım içerisinde bu parametre dışarıdan güncellenebilir yapıda olmalıdır.

Bununla birlikte sistemin tanımlandığı operasyonel tasarım alanı (ODD), özellikle ADAS fonksiyonlarına yönelik belirlenen KPI'lar ile doğrudan ilişkilidir. Örneğin, Akıllı Hız Destek

Sistemi (ISA) regülasyonunda, sistemin şehir içi, kırsal ve oto-yol koşullarında, gece ve gündüzi kapsayan toplam 400km'lik bir güzergâh boyunca hız sınırlama işaretlerini %90 doğrulukla algılaması beklenmektedir. Bu hedef, homologasyon testleriyle değerlendirilmektedir. Ancak söz konusu test yalnızca belirli bir rota ve çevresel koşullarda gerçekleştirilir; farklı coğrafi bölgelerde, değişen hava koşullarında veya ışıklandırma senaryolarında sistemin göstereceği performans bu kapsamda değerlendirilmez. Eğer bir OEM yalnızca bu homologasyon testine güvenerek sistem geliştirme sürecini tamamlarsa, sistemin pazara sunulmasının ardından farklı ülkelerdeki sürüş koşullarında işlevselliği garanti edilemeyebilir. Örneğin, sensör seçimi yağmurlu hava koşullarında zayıf performans gösteren bir yapıdaysa, sık yağış alan bölgelerde sistemin işlevini kaybetmesi kaçınılmaz olacaktır. Bu nedenle, L2 seviye gereksinimlerin türetilmesi sürecinde ODD sınırları açıkça tanımlanmalı; sistemin yaygın çevresel varyasyonlara dayanıklılığı analiz edilmeli ve sensör füzyonu ile algılama yazılımı bu doğrultuda geliştirilmelidir. Böylece, yalnızca regülasyon uyumu değil, aynı zamanda gerçek saha koşullarında sürdürülebilir kullanıcı memnuniyeti sağlanabilir.

Buna paralel olarak, fonksiyonların uyarı veya müdahale (intervention) durumlarını tetikleyen metriklerin seçimi de, sistem performansının doğruluğu ve kullanım senaryolarının kapsamlılığı açısından kritik öneme sahiptir. Örneğin, yalnızca Çarpışmaya Kalan Süre (TTC) metriğine dayalı olarak tasarlanan bir Kör Nokta Uyarı Sistemi (BSW), nesnelerin gelecekteki olası çarpışma ihtimallerini göz ardı edebilir. Oysa nesne takibine dayalı bir öngörü yaklaşımı, aracın direksiyon davranışıyla bütünleştirilerek TTC metriğinin daha geniş kapsamlı durumları içerecek şekilde yorumlanmasını sağlayabilir. Bu sayede, hem yanlış uyarı (false positive) olasılığı azaltılır hem de fonksiyonun yalnızca gerçekten kritik durumlarda devreye girmesi sağlanarak kullanıcı güveni artırılmış olur.

3.1. Test ve Doğrulama Süreçleri

Komponent ve arayüz gereksinimlerinin, önceki bölümlerde tanımlanan yöntemle yapılandırılmasının ardından, iş akış diyagramında da belirtildiği üzere tüm gereksinim ve sistem mimarisi yazılım ekiplerine teslim edilir. Bu aşamada Seviye 0'dan Seviye 3'e kadar (L0 - L3) oluşturulan tüm gereksinimleri içeren teknik dokümantasyon, yazılım geliştirme sürecinin temel girdisini oluşturur. Yazılım ekipleri tarafından geliştirilen fonksiyonel mantıklar sisteme entegre edilir ve ardından birim testleri gerçekleştirilerek entegrasyon sürecine geçilir.

Sistem entegrasyonu tamamlandığında, tanımlı her gereksinim için test senaryolarının oluşturulması süreci başlatılır. Bu süreç yalnızca doğrulama için değil, aynı zamanda sistemin üst düzey paydaş beklentilerinden başlayarak alt seviyelere kadar tüm gereksinim zincirinin kapsandığının kanıtlanması açısından da önemlidir. Bu amaçla, izlenebilirlik hem yukarıdan aşağıya (top-down) hem de aşağıdan yukarıya (bottom-up) olacak şekilde çift yönlü sağlanmalıdır.

Test senaryoları oluşturulduktan sonra, her gereksinimin doğrulanabileceği uygun test ortamı seçilir. Bu seçim, gereksinimin içerdiği veri türüne, fiziksel bağımlılık derecesine ve ODD koşullarına göre yapılmalıdır. Örneğin, "LDWS sistemi *LaneDepartureDistance* sinyali 0.3m'yi geçtiğinde uyarı

sinyalini HMI'ya göndermelidir." şeklinde tanımlanan bir gereksinim, algılama çıktısının hazır olarak sisteme sağlandığı varsayımıyla yazıldığı için temelde bir planlama algoritması testidir ve *Software-in-the-Loop* (SIL) ortamında test edilebilir.

Buna karşılık, "LDWS sisteminin operasyonel olarak çalışabilmesi için *LaneDepartureDistance* sinyali 0.02m hassasiyetle, tanımlı ODD koşullarında algılanmalıdır." şeklinde ifade edilen bir gereksinim, doğrudan algılama sisteminin gerçek davranışı ile ilgilidir. Bu durumda testin gerçekleştirilebilmesi için yüksek doğruluklu (high-fidelity) algılama simülasyonuna olanak sağlayan bir *Hardware-in-the-Loop* (HIL) ortamı veya gerçek dünya test ortamı kullanılması zorunludur. Ayrıca, testlerin ODD kapsamındaki tüm çevresel ve işlevsel varyasyonları içerecek şekilde planlanması da gereklidir.

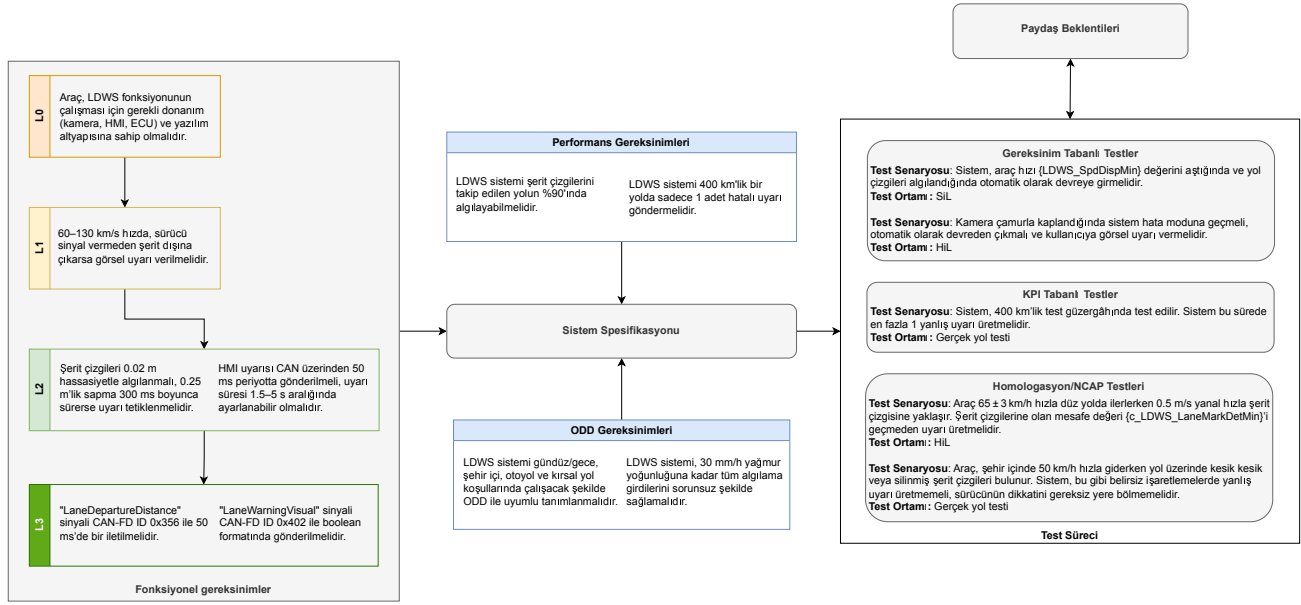
Sistem entegrasyonu ve doğrulama süreçlerinin ardından, sistemin nihai sürümüne geçilmeden önce kapsamlı bir test planı hazırlanmalıdır. Bu test planı yalnızca regülasyon ve Euro NCAP tarafından tanımlanan senaryoları değil, aynı zamanda sistem geliştirme sürecinde belirlenmiş olan KPI'ları da içermelidir. KPI hedeflerinin sağlanıp sağlanmadığı, sistemin sahadaki güvenilirliği ve kullanıcı memnuniyeti açısından kritik öneme sahiptir.

Testlerin mümkün olduğunca araç üzerinde ve gerçek yol koşullarında gerçekleştirilmesi tercih edilmelidir. Ancak belirli KPI ölçümleri için gerçek yol testi maliyetli veya tekrarlanabilirlik açısından elverişsizse, ODD koşullarının yeterli doğrulukla modellenemediği bir HIL ortamı kullanılabilir. Bununla birlikte, test ortamının sistemin operasyonel tasarım alanını yeterince temsil etmemesi, HIL ortamında başarılı görünen sonuçların gerçek yol koşullarında sapma göstermesine neden olabilir. Bu tür uyumsuzluklar, sistemin pazara sunulduktan sonra beklenen performansı sağlayamamasına yol açabilir. Bu nedenle test planı hazırlanırken, her testin hem amacı hem de teknik uygunluğu göz önünde bulundurularak, ilgili test ortamı bilinçli şekilde seçilmeli ve validasyon stratejisi buna göre yapılandırılmalıdır.

Test süreçlerinin ilerleyen aşamalarında, sınırlı sayıda başarısız durumla karşılaşılması olasıdır. Bu tür durumlarda, hata koşullarının sistematik şekilde raporlanması ve her bir test başarısızlığının kök nedeninin analiz edilmesi zorunludur. Yapılan analiz sonucunda, problemin hangi ECU veya hangi alt sistemden kaynaklandığı açıkça belirlenmelidir. Hatanın kaynağı tespit edildikten sonra, sistem mimarisiyle uyumlu bir yazılım güncelleme stratejisi planlanmalı ve ilgili düzeltmeler uygulanmalıdır. Bu düzeltmelerin ardından, yapılan değişikliklerin sistemin önceki doğrulama sonuçlarını olumsuz etkilemediğini garanti altına almak amacıyla regresyon testleri gerçekleştirilmelidir. Regresyon testleri, daha önce başarıyla geçen senaryoların güncelleme sonrasında da aynı şekilde geçerli olduğunu doğrular ve sistemin bütünsel kararlılığını güvence altına alır. Bu sürecin iteratif ve izlenebilir şekilde yürütülmesi, hem fonksiyonel güvenliğin hem de sistem kalitesinin sürdürülebilirliği açısından kritik bir gerekliliktir.

4. Uygulama Örneği ve Sonuçlar

Bu çalışmada geliştirilen sistematik yaklaşımın uygulanabilirliğini göstermek amacıyla, şerit takip fonksiyonlarından biri olan LDWS örnek olarak ele alınmıştır. LDWS, yalnızca sürücüye



Şekil 2: LDWS için gerçekleştirilen uygulama örneği

görsel veya işitsel uyarı sağlayan bir sistem olduğundan, müdahale içermemesi sebebiyle Seviye 0 ADAS fonksiyonu olarak sınıflandırılmaktadır. Ancak, LDWS altyapısı, M1/N1 araç kategorilerinde zorunlu hale gelen ve aktif müdahale içeren Acil Şerit Koruma Sistemi (ELKS) gibi Seviye 1 fonksiyonların temelini oluşturmaktadır. Hem regülasyonlarda açıkça tanımlanmış olması hem de sensör, HMI ve yazılım bileşenlerinin doğrudan etkileşimini içermesi nedeniyle LDWS, gereksinim türetme, mimari yapılandırma ve test stratejileri açısından anlamlı bir örnek teşkil etmektedir. Bu örnekleme yapısında sunulan LDWS akışı, tüm sistemi kapsamamakta; ancak geliştirilen metodolojinin farklı seviyelerde nasıl uygulandığını ve izlenebilir bir yapı içinde nasıl ifade edilebileceğini göstermektedir. Şekil 2'de, LDWS fonksiyonu için gereksinim zincirinden test stratejilerine kadar uzanan katmanlı yapı örneklenmiştir.

İlk olarak, fonksiyonun devreye alınabilmesi için gerekli olan donanımsal ve yazılımsal ön koşullar tanımlanmıştır. L0 seviyesi, sistemin işleyebilmesi için araçta bulunması gereken temel bileşenleri (kamera, HMI, ECU vb.) belirtir ve donanımsal gereksinimlerin yazılım fonksiyonu ile ilişkisini kurarken L1 seviyesi, fonksiyonun aktivasyon şartını tanımlar; bu örnekte, sürücünün 60 - 130 km/s hız aralığında sinyal vermeden şerit dışına çıkması durumunda sistemin görsel uyarı vermesi gerektiği belirtilmiştir. L2 seviyesi ise, sistemin iç işleyiş mantığına dair teknik detayları içerir: şerit çizgilerinin hangi hassasiyetle algılanacağı, hangi sapma değerinde ve ne kadar süreyle uyarının tetikleneceği, HMI'ya gönderilecek sinyalin periyodu ve uyarı süresinin aralığı gibi ölçülebilir parametreler bu seviyede tanımlanır. L3 seviyesinde arayüz detaylarına geçilir; bu bağlamda, sinyallerin veri formatı, CAN-FD ID'si, iletim sıklığı gibi haberleşme protokolüne özgü gereksinimler belirtilir. Bu katmanlı yapı, fonksiyonun kavramsal tanımından teknik uygulamaya kadar izlenebilirliğini sağlayarak sistem mühendisliği sürecini yapılandırır.

Uygulama örneği yapılan sistemde, fonksiyonel gereksinimlerin yanı sıra, sistemin performans ve ODD gereksinimleri de tanımlanmıştır. Performans gereksinimlerinin bir örneği, LDWS fonksiyonunun 400 km/h'lık bir test güzergahında en fazla bir adet hatalı uyarı üretmesini ve takip edilen yolun %90'ında şerit çizgilerini doğru şekilde algılayabilmesini şart koşmaktadır. ODD gereksinimlerinin bir örneği ise; sistemin gündüz/gece, şehir içi/otoyol gibi farklı yol sınıflarında ve 30 mm/s'ye kadar olan yağış koşullarında kesintisiz çalışmasını hedefler. Bu tür koşullar, yalnızca regülasyon uyumluluğunu sağlamakla kalmayıp aynı zamanda gerçek sürüş senaryolarında da karşılaşılabilecek kullanım durumlarına karşılık gelir. Özellikle kullanıcı deneyimini etkileyen çevresel değişkenliklerin hesaba katılması, sistemin sürdürülebilirlik ve yaygın uygulama başarısını doğrudan etkiler.

Test süreci yalnızca gereksinimlerin doğruluğunu ispatlamak için değil, aynı zamanda fonksiyonun yukarıdan aşağıya tanımlanan tüm beklentileri kapsayıp kapsamadığını göstermek için gerçekleştirilir. Bu örnekte yer alan test senaryoları, sistemin farklı kategoriler açısından nasıl test edilmesi gerektiğini temsili olarak ortaya koymaktadır. Gereksinim tabanlı testler, örneğin aracın belirli bir hız eşikini aşır yol çizgileri algılandığında sistemin devreye girmesi gibi davranışları SiL ortamında değerlendirmeyi mümkün kılarken kamera görüşünün engellendiği durumlarda sistemin otomatik olarak devreden çıkması ve kullanıcıya hata sinyali göstermesi gibi durumlar ise donanım etkileşimi içerdiğinden HiL ortamında test edilmelidir. KPI tabanlı testlere örnek olarak, sistemin 400 km/h boyunca yalnızca bir yanlış uyarı üretilip üretilmediği gerçek yol testiyle doğrulanması verilebilir. Bunun yanı sıra, homologasyon ve NCAP test senaryoları çerçevesinde sistemin hem kontrollü sapma senaryolarında (örneğin 0.5 m/s yanıl hızla yapılan geçişler) hem de belirsiz işaretlemelere sahip yol durumlarında hatalı uyarılar üretilip üretilmediği değerlendirilir. Tüm bu testler, sistemin işlev-

sel kapsayıcılığını ölçmeye yönelik olarak tasarlanmaktadır.

Ayrıca, teknik gereksinimlerin test edilmesinin yanı sıra, sistemin paydaş beklentilerine uygunluğu da değerlendirilmiştir. Örneğin, gece düşük ışık koşullarında bile şerit dışına çıkışlarda uyarı verilebilmesi, yalnızca regülasyon uyumluluğuna değil kullanıcı memnuniyetine de hizmet eden bir başarı kriteridir. Bu gibi senaryolar, test planına açıkça yansıtılarak yalnızca teknik yeterlilik değil, aynı zamanda sahadaki güvenilirlik ve kabul edilebilirlik de güvence altına alınır. Sistem kabulü ve tip onayı, ancak bu çok katmanlı yapı başarıyla tamamlandığında mümkün hale gelir.

Bu çalışma, ADAS geliştirme süreçlerinde gereksinim yönetimi, sistem mimarisi ve doğrulama adımlarının bütüncül bir yaklaşımla nasıl yapılandırılması gerektiğini ortaya koymaktadır. Regülasyonlar, Euro NCAP protokolleri ve rekabetçi hedefler gibi üst düzey paydaş beklentilerinin; araç, sistem, bileşen ve arayüz seviyelerine izlenebilir biçimde aktarılması, soyut veya net olmayan beklentilerin teknik spesifikasyonlara dönüştürülmesi ve bu dönüşümün modüler bir sistem mimarisiyle ilişkilendirilmesi süreci, çalışmanın temel odak noktalarından biridir. Önerilen metodoloji; gereksinimlerin dışarıdan yönetilebilir parametrelerle ifade edilmesini, test ortamlarının gereksinim türüne göre seçilmesini ve ODD kapsamında doğrulama stratejilerinin netleştirilmesini esas almaktadır. LDWS fonksiyonu üzerinden sunulan örnek uygulama, bu yaklaşımın pratikte nasıl hayata geçirilebileceğini göstermektedir. Sonuç olarak, çalışma; ADAS fonksiyonlarının yalnızca regülasyon uyumlu değil, aynı zamanda sürdürülebilir, esnek ve gerçek dünya koşullarında güvenilir olacak şekilde geliştirilmesi için sistematik bir temel sunmaktadır.

5. Kaynakça

- [1] ISO 26262, *Road vehicles – Functional Safety*, International Organization for Standardization Std., 2023, iSO 26262:2023.
- [2] ISO 21448, *Road vehicles – Safety of the Intended Functionality (SOTIF)*, International Organization for Standardization Std., 2022, iSO 21448:2022.
- [3] ISO/SAE 21434, *Road vehicles – Cybersecurity Engineering*, International Organization for Standardization and SAE International Std., 2021, iSO/SAE 21434:2021.
- [4] SAE On-Road Automated Driving (ORAD) Committee, *Taxonomy and Definitions for Terms Related to Driving Automation Systems for On-Road Motor Vehicles*, SAE International Std., 2021, SAE J3016:2021.
- [5] INCOSE, *Systems Engineering Handbook: A Guide for System Life Cycle Processes and Activities*, 5th ed. John Wiley & Sons, 2023.
- [6] The Guide to the Systems Engineering Body of Knowledge (SEBoK), “Sebok v. 2.8,” <https://www.sebokwiki.org/>, 2023.
- [7] A. Jayakanthan, “V-model driven development of ADAS features on the motar platform,” <https://research.tue.nl/en/studentTheses/63a5e12c-8a3e-4f21-9567-4598217df446>, 2023, master’s thesis, Eindhoven University of Technology.
- [8] L. Ronchi, C. Annicchiarico, and R. Capitani, “Development, testing, and validation of ADAS L2/L3 systems: A KPI-Based Methodology,” *Engineering Proceedings*, vol. 85, no. 1, p. 38, 2025.
- [9] B. A. Jumaa, A. M. Abdulhassan, and A. M. Abdulhassan, “Advanced Driver Assistance System (ADAS): A review of systems and technologies,” *International Journal of Advanced Research in Computer Engineering & Technology (IJARCET)*, vol. 8, no. 6, pp. 231–234, 2019.
- [10] A. Kim, T. Otani, and V. Leung, “Model-based design for the development and system-level testing of adas,” in *Energy Consumption and Autonomous Driving: Proceedings of the 3rd CESA Automotive Electronics Congress, Paris, 2014*. Springer, 2015, pp. 39–48.
- [11] O. Gietelink, J. Ploeg, B. De Schutter, and M. Verhaegen, “Development of advanced driver assistance systems with vehicle hardware-in-the-loop simulations,” *Vehicle System Dynamics*, vol. 44, no. 7, pp. 569–590, 2006.
- [12] D. V. Endachev, S. V. Bakhmutov, V. V. Evgrafov, N. P. Mezentshev, V. A. Ryazantsev, A. A. Khorychev, and D. T. Yusupov, “Implementation of modern approaches to development and testing of advanced driver assistance systems, including driverless systems,” in *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2061, no. 1. IOP Publishing, 2021, p. 012121.
- [13] E. Sophia, “Enhancing sensor data management for advanced driver-assistance systems using database technologies,” <https://www.researchgate.net/publication/390421312>, 2025, preprint, ResearchGate.
- [14] J. Hodgson, “A scalable approach to ADAS and autonomous driving,” <https://www.abiresearch.com/>, 2023, white Paper, ABI Research, CR-AMD-101.
- [15] S. S. Maharajpet and S. Chiranjeevi, “Exploring the confluence of technology and driving: An examination of advanced driver assistance systems,” *Indonesian Journal of Engineering Research*, vol. 4, no. 2, 2023.
- [16] P. Pathrose, *ADAS and Automated Driving: Systems Engineering*. SAE International, 2024.
- [17] CIMdata, “ADAS and autonomous vehicle development requires engineering solutions that foster trust,” <https://www.cimdata.com/en/resources/complimentary-reports-research/white-papers>, 2023, white Paper, Published October 19, 2023.
- [18] L. Joseph and A. K. Mondal, Eds., *Autonomous Driving and Advanced Driver-Assistance Systems (ADAS): Applications, Development, Legal Issues, and Testing*. CRC Press, 2022.
- [19] F. J. Belmonte, S. Mart  n, E. Sancristobal, J. A. Ruip  rez-Valiente, and M. Castro, “Overview of embedded systems to build reliable and safe adas and ad systems,” *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 239–250, 2020.

İHA Sürülerinde Dayanıklı Yer İletişimi için DSR Tabanlı Uyarlanabilir Röle Seçim Protokolü

An Adaptive Relay Selection Protocol based on DSR for Resilient Ground Communication in UAV Swarms

Umut Aydemir¹, Sami Pekdemir¹, Fethi Candan²

¹Uçak Mühendisliği Bölümü

Erciyes Üniversitesi, Kayseri

{4014330259, samipekdemir}@erciyes.edu.tr

²Yapay Zeka ve Veri Mühendisliği Bölümü

Ankara Üniversitesi, Ankara

fethicandan@ankara.edu.tr

Özetçe

Otonom insansız hava aracı sürülerinin başarısı, altyapısız ortamlarda lider insansız hava aracından yer istasyonuna veri iletiminde yüksek bant genişliği ve kalite duyarlılığının güvenilir biçimde korunmasına bağlıdır. Bu çalışma, standart yönlendirme protokollerinin sınırlılıklarını aşmak amacıyla Uçan Geçici Ağlar (FANET) için röle odaklı yeni bir iletişim algoritması önermektedir. Çalışmanın temel amacı, kalite merkezli optimizasyon yaklaşımıyla Sürüden Yere (S2Y) veri bağlantılarının güvenilirliğini artırmaktır. Metodoloji, Dinamik Kaynak Yönlendirme (DSR) protokolünün, veri hassasiyetini yol mesafesiyle bütünleştiren çok amaçlı bir maliyet fonksiyonuna dayalı kaliteye duyarlı A* arama algoritmasıyla güçlendirilmesine dayanmaktadır. Bu sayede iletişim yolları, ağ performansı ile veri bütünlüğü arasında ideal dengeyi sağlayacak şekilde proaktif olarak oluşturulmaktadır. Webots simülasyon platformunda elde edilen sonuçlar, önerilen yaklaşımın takipçi insansız hava araçlarını dinamik bir röle altyapısı olarak etkin biçimde kullandığını ve yüksek doğrulukta veri bağlantısı sürdürdüğünü göstermektedir. Önerilen yöntem, geleneksel protokollere kıyasla iletişim esnekliği ve veri bütünlüğünde anlamlı iyileşmeler sağlamaktadır.

Abstract

The success of autonomous drone swarms depends on the reliable transmission of high-bandwidth and quality-sensitive data from the leader drone to the ground station in infrastructure-less environments. This study proposes a relay-oriented communication algorithm for Flying Ad Hoc Networks (FANETs) to overcome the limitations of standard routing protocols. The primary objective is to enhance the reliability of Swarm-to-Ground (S2G) data links through a quality-centric optimization approach. The methodology strengthens the Dynamic Source Routing (DSR) protocol with a quality-aware A* search algorithm based on a multi-objective cost function that integrates data sensitivity with path distance. In this way, communication paths are proactively established to achieve the optimal balance between network performance and data integrity. Simulation results obtained on the Webots platform demonstrate that the proposed framework effectively employs follower drones as a dynamic relay infrastructure,

maintaining highly accurate data links. Compared to conventional protocols, the proposed method significantly improves both communication resilience and data integrity.

1. Giriş

Modern otonom teknolojilerindeki son gelişmeler, insansız hava aracı (İHA) sürülerinin karmaşık operasyonel görevlerde kullanımını genişleterek, bireysel platformların ötesinde koordineli yeteneklerini artırmıştır [1], [2]. Özellikle çoklu İHA'larla yürütülen ve rüzgâr gibi değişken dış etkenlerin etkili olduğu yük taşıma görevleri, sürü üyeleri arasında anlık ve duruma göre uyum sağlayabilen bir koordinasyonu zorunlu kılmaktadır. [3]. Ancak bu sistemlerin başarısı iletişim ağlarının kalitesine ve kararlılığına bağlıdır. Özellikle yüksek çözünürlüklü görüntüler [4], LiDAR nokta bulutları [5] veya zengin sensör verileri gibi yüksek bant genişliği gerektiren ve kaliteye duyarlı bilgilerin belirli bir İHA'dan yer kontrol istasyonuna iletilmesini gerektiren görevlerde bu durum kritik bir önem taşımaktadır. Geleneksel düğümden düğüme (N2N) iletişim yaklaşımları ise; coğrafi engeller, sinyali zayıflatan bölgeler veya mevcut altyapının yetersiz olduğu alanlar gibi zorlu çevresel koşullarında bağlantı kopmaları ve sinyal bozulmaları nedeniyle çoğu zaman yetersiz kalmaktadır [6], [7].

Bu sorunun üstesinden gelmek için geliştirilen mevcut çözümler, genellikle altyapıya dayalı yaklaşımlara ya da Dinamik Kaynak Yönlendirme (DSR) gibi standart geçici yönlendirme protokollerine dayanmaktadır [8]. Ancak İHA'lar veya İHA sürüleri arasındaki iletişim söz konusu olduğunda bu protokoller çoğunlukla veri yükünün niteliğini ve bütünlük gereksinimlerini dikkate almak yerine, yalnızca en kısa coğrafi yolu bulmaya odaklanarak bağlantı kuracak şekilde tasarlanmıştır [8]. Bu da, teknik olarak bağlantı kurulabilen bir yolun, pratikte operasyonel olarak kullanılamayacak kadar düşük kalitede veri iletimi sağlayabileceği anlamına gelmektedir. Bu durum, önemli bir boşluğa işaret etmektedir: Yönlendirme sadece bağlantının varlığına değil, aynı zamanda iletilen verinin doğruluğuna da öncelik verecek şekilde yeniden düşünülmeli midir?

Bu çalışmanın temel amacı, harici altyapıya olan bağımlılığı en aza indirerek, güvenilir ve yüksek doğruluklu iletişimin, İHA sürüsünün kendi içinde doğal olarak bulunan iletişim kaynakları akıllıca kullanılarak sağlanabileceğini ortaya

koymaktır. Bu doğrultuda, araştırma, standart DSR protokolünün ötesine geçerek, kaliteye duyarlı ve optimal yol seçim algoritması sunan yeni bir çerçeve önermektedir. Önerilen yaklaşım, takipçi İHA'ları esnek ve hareketli bir röle ağı olarak kavramsallaştırmaktadır. Sistem, mevcut rota adaylarını pasif biçimde değerlendirmek yerine, A* arama algoritması aracılığıyla tek ve optimal bir yolu proaktif biçimde oluşturur. Bu yol, hem fiziksel mesafeyi hem de her iletim noktasında (hop) öngörülen kalite kaybını birlikte minimize eden yenilikçi bir maliyet fonksiyonu temelinde belirlenir.

2. Literatür Taraması

Uçan Ad-Hoc Ağlar (FANET'ler), birden fazla İHA'nın iş birliğiyle oluşturduğu, altyapısız ve kendi kendini organize eden kablosuz ağlardır. Mobil Ad-Hoc Ağların (MANET'ler) özel bir alt kümesi olan FANET'ler; yüksek hızlı üç boyutlu hareketlilik (30-460 km/s), sürekli değişen ağ topolojisi ve sınırlı batarya kapasitelerinden kaynaklanan enerji kısıtlamaları gibi özelliklerle tanımlanır. Bu dinamik yapı, sık yaşanan bağlantı kopmaları ve ağı parçalanması gibi ciddi iletişim zorluklarına yol açmakta; dolayısıyla geleneksel iki boyutlu mobilite modelleri bu tür senaryolarda yetersiz kalmaktadır [9]-[12].

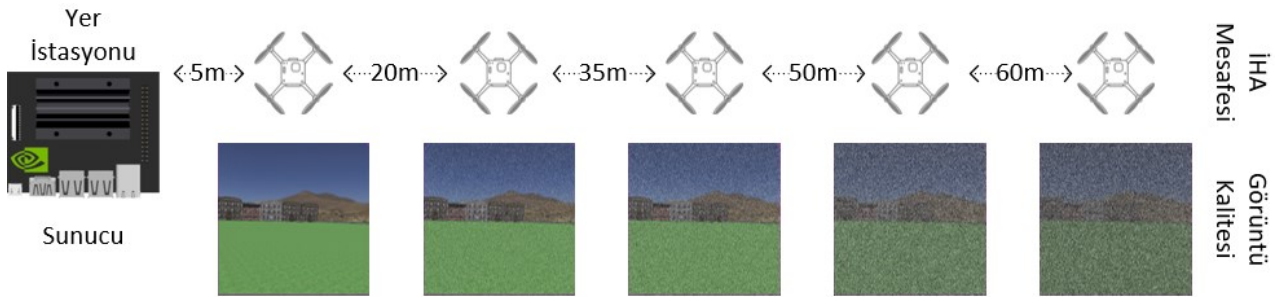
FANET'ler için geliştirilen yönlendirme protokolleri genellikle üç ana kategoriye ayrılır: proaktif, reaktif ve hibrit. OLSR ve DSDV gibi proaktif protokoller, ağ genelinde sürekli güncel rota bilgisi tutarak yüksek kontrol yüküne neden olurlar; DSR ve AODV gibi reaktif protokoller yalnızca ihtiyaç duyulduğunda rota keşfine başlar. Ancak bu durum, yüksek mobiliteye sahip ortamlarda gecikmelere ve veri kayıplarına neden olabilmektedir [13]-[16]. Karşılaştırmalı çalışmalar, hiçbir yönlendirme protokolünün tüm FANET koşullarında evrensel üstünlük sağlayamadığını göstermektedir [20]. Bununla birlikte, DSR protokolü; kaynak tabanlı yönlendirme yaklaşımı sayesinde ara düğümlerde karmaşık yönlendirme tablolarına olan ihtiyacı ortadan kaldırması ve yönlendirme döngülerini doğal olarak engellemesi açısından özel bir potansiyele sahiptir [21].

Ancak, sahip olduğu avantajlara rağmen standart DSR protokolü, FANET ortamlarında önemli sınırlamalar

barındırmaktadır. Artan ağ hareketliliği, rota keşfi süresinde gecikmelere ve kontrol trafiğinde artışa neden olur. Ayrıca DSR, rota seçiminde sinyal gücü ya da düğümün enerji seviyesi gibi bağlantı kalitesine ilişkin parametreleri dikkate almaz. Paket başlıklarında yer alan tam rota bilgisi ise, özellikle düğümlerin seyrek olduğu ve çok sekmeli iletimin gerektiği FANET topolojilerinde ciddi bir ek yük oluşturmaktadır [17], [18]. Bu sınırlamalar, lider İHA'lar ile yer kontrol istasyonları arasında güvenilir veri iletiminin kritik önem taşıdığı Sürü-Yer (S2Y) iletişim senaryolarında daha da belirgin hâle gelmektedir.

FANET'lerde röle seçimi stratejileri, iletişim menziline genişletmek ve ağı genel dayanıklılığını artırmak açısından kritik bir mekanizma olarak öne çıkmaktadır. Ancak mevcut yaklaşımlar çoğunlukla yalnızca tek bir metriğe odaklanmakta; İHA sürülerinde sıkça karşılaşılan lider-takipçi gibi hiyerarşik yapıları ve röle özgü iletişim gereksinimlerini yeterince dikkate almamaktadır [19]-[21]. Bu eksiklik, özellikle hem yer istasyonuna erişimin hem de sürü içi koordinasyonun eş zamanlı olarak sağlanması gereken Sürü-Yer (S2G) iletişim senaryolarında önemli bir araştırma boşluğuna işaret etmektedir. Son çalışmalar, sürüye özgü iletişim desenlerini ve röle duyarlı röle seçim mekanizmalarını hedefleyen DSR tabanlı çözümlerin hâlen sınırlı olduğunu ortaya koymaktadır. Bu durum, FANET'ler için geliştirilecek daha bağlamsal ve görev odaklı yönlendirme stratejilerine olan ihtiyacı açıkça göstermektedir.

DSR protokolüne yönelik çeşitli iyileştirmeler önerilmiş olsa da, lider-takipçi yapısına sahip İHA sürülerinde istikrarlı Sürü-Yer (S2Y) bağlantısının sürdürülebilmesi gibi özel zorlukları doğrudan ele alan çalışmalar oldukça sınırlıdır. Bu çalışma, söz konusu boşluğu doldurmak amacıyla, İHA'ların rollerini, yer istasyonuna olan yakınlıklarını ve doğrudan bağlantı kurma olasılıklarını dikkate alan, DSR tabanlı entegre bir röle seçim algoritması önermektedir. Önerilen yaklaşım, DSR'nin temel avantajlarını korurken, sürü içi iletişim gereksinimlerine duyarlı iyileştirmelerle zenginleştirilmiş olup; güvenilir yer bağlantısının kritik olduğu, altyapıdan bağımsız İHA sürüsü operasyonlarında etkili bir çözüm sunmayı hedeflemektedir.



Şekil 1. Problem Tanımı: Görüntü Kalitesi ve İletişim

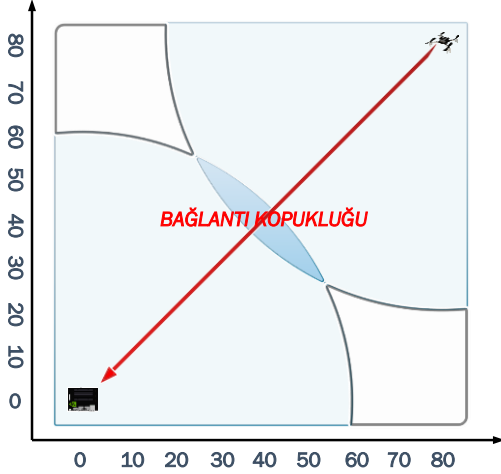
3. Problem Tanımı

Bu çalışmanın temel problemi, Şekil 1'de de görüldüğü üzere, iletişim mesafesi ile veri kalitesi arasındaki kaçınılmaz ters orantıdır. Bir İHA, yer istasyonundan uzaklaştıkça özellikle video gibi hassas verilerin kalitesi gözle görülür şekilde düşmektedir. Otonom mayın tarama operasyonları gibi geniş alanlarda yürütülen görevlerde, İHA'nın operasyon sahasının en uç noktalarına kadar gitmesi kaçınılmazdır. Ancak bu

durum, standart iletişim protokolleri kullanıldığında ciddi kalite kayıplarına yol açar ve tespit doğruluğunu doğrudan riske atar [22]. Yapılan gözlemler Crazyflie için en kritik kalite kaybının 40-60 metre aralığında yaşandığını ve bu mesafede sinyalin görev için yetersiz hale geldiğini göstermektedir. Bu durum özellikle lider İHA'nın verileri topladığı ve bunları kesintisiz bir şekilde yere iletmesinin hayati önem taşıdığı sürü operasyonları için ciddi bir sorun oluşturmaktadır. Çalışma tam da bu noktada, sürüdeki İHA'lar doğrudan iletişim menziline

dışına çıksa bile lider İHA'dan yere yüksek kaliteli veri aktarımının nasıl sürdürülebileceğine odaklanmaktadır.

Standart yönlendirme protokolleri (örneğin DSR), bu özgün sorunu çözmekte yetersiz kalmaktadır. Çünkü bu protokoller, iletilen verinin kalitesini gözetmeksizin yalnızca bağlantının kurulmasına odaklanır. Lider İHA menzil dışına çıktığında bu protokoller durumu yalnızca "bağlantı var" veya "bağlantı yok" şeklinde ikili bir sonuçla değerlendirir (Şekil 2). Oysa asıl problem bundan çok daha karmaşıktır: önemli olan yalnızca bağlantının varlığı değil, operasyonel değere sahip yani yeterli kalitede bir veri akışının sürdürülebilmesidir. Zira teknik olarak bağlı olunsu bile kullanılamayacak kadar bozuk bir görüntü, işlevsel açıdan hiç bağlantı olmamasıyla aynı anlama gelmektedir.



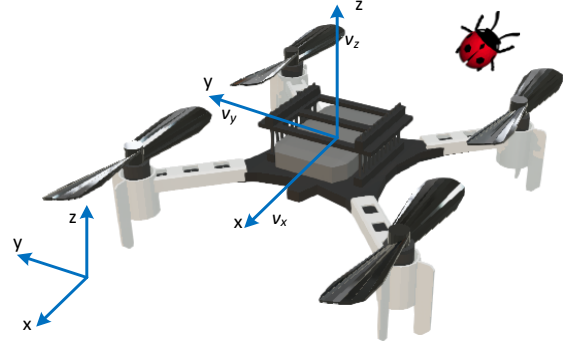
Şekil 2: İHA ile Yer İstasyonu Arasındaki Bağlantı Kopukluğu Kavramsal Gösterimi.

Bu araştırma, problemi yeniden tanımlayarak takipçi İHA'ları yalnızca basit görev icra eden araçlar olmaktan çıkarıp, dinamik ve akıllı bir mobil iletişim altyapısının parçası haline getirmektedir. Çalışmanın odaklandığı temel çözüm, proaktif ve kalite odaklı bir röle seçimi stratejisidir. Bu sayede sistem, lider İHA'nın bağlantısı zayıfladığında bir arıza yaşanmasını beklemek yerine, röle rolünü üstlenecek takipçi İHA'yı önceden ve akıllıca seçebilmektedir.

Bu optimizasyon problemini çözmek için yalnızca en kısa rotayı aramak yerine, toplam maliyeti en aza indiren bir bütünsel iletişim çerçevesi geliştirilmiştir. Burada maliyet, hem mesafeyi hem de veri kalitesindeki bozulmayı dikkate alan bir fonksiyon olarak tanımlanmaktadır. Bu çerçevenin uygulanabilmesi için kaliteye duyarlı bir A* arama algoritması tercih edilmiştir. Algoritma, ağı dinamik biçimde keşfederken her potansiyel adımı sezgisel bir maliyet fonksiyonu ile ($f(v^*) = g(v^*) + h(v^*)$) değerlendirir. Böylece elde edilen nihai rota, verinin bütünlüğünü en yüksek düzeyde koruyan en uygun yol olma garantisini taşımaktadır.

4. Materyal ve Yöntem

Bu bölümde; deneysel kurulum, İHA platformunun teknik özellikleri, Dinamik Kaynak Yönlendirme (DSR) protokolünün uygulama ayrıntıları, röle İHA seçim mekanizması ve Webots simülasyon ortamında gerçekleştirilen İHA'lar arası iletişim modellemesi özetlenmektedir.



Şekil 3: Bitcraze CF2 nano-İHA.

Bu çalışmanın temel katkısı, İHA sürüleri için rol bilincine sahip uyarlanabilir röle seçim mekanizmalarının teorik olarak geliştirilmesi ve Webots simülasyon ortamında kapsamlı biçimde doğrulanmasıdır. Önerilen yaklaşım, altyapıdan bağımsız iletişim çözümlerinin uygulanabilirliğini ortaya koymakta ve gelecekteki otonom sürü operasyonlarına yönelik yeni bakış açıları sunmaktadır.

4.1. Sürü İletişimi için DSR Protokol Uygulaması

Bu çalışmada, İHA sürüsü içindeki iletişim zorluklarını yönetmek amacıyla Uçan Ad-Hoc Ağ (FANET) ilkelerine dayalı bir mimari benimsenmiştir. Bu mimarinin temelinde, Dinamik Kaynak Yönlendirme (DSR) protokolünün hiyerarşik olarak uyarlanmış bir versiyonu bulunmaktadır. DSR'nin tercih edilmesinin başlıca nedeni, paket başlığı içerisinde eksiksiz ve önceden belirlenmiş bir yolun taşınmasına olanak tanıyan kaynak yönlendirme özelliğidir. Bu özellik, yönlendirme kararlarının merkezi bir planlayıcı (Lider İHA) tarafından alınmasını ve diğer İHA'lar (Takipçiler) tarafından yalnızca uygulanmasını mümkün kılmaktadır.

Hiyerarşik DSR uyarlamasında İHA'ların rolleri ve sorumlulukları net bir biçimde ayrılmıştır:

- **Takipçi İHA:** Standart DSR düğümleri gibi davranır. Temel görevleri, gelen paketlerin DSR başlığında tanımlanmış rotayı okuyarak paketi bir sonraki atlama noktasına iletmektir. Takipçiler kendi başlarına rota keşfi veya optimizasyonu yapmaz; yalnızca pasif iletiler olarak görev alırlar.
- **Lider İHA:** Standart DSR düğümünden farklı bir yapıya sahiptir. Geleneksel DSR'de kullanılan Rota İsteği/Yanıtı (RREQ/RREP) mekanizmalarını kullanmaz. Bunun yerine merkezi bir ağ planlayıcısı rolünü üstlenir ve yer istasyonuna giden veri paketleri için en uygun rotayı belirlemekle sorumludur.

Bu yapı, yönlendirme zekâsını Lider İHA üzerinde merkezeleştirirken, DSR protokolünün temel bir iletişim mekanizması olarak kullanılmaktadır. Lider tarafından oluşturulan optimum rotalar için kullanılan özel algoritmalar ve kaliteye duyarlı seçim kriterleri ise bu çalışmanın temel yeniliğini oluşturmakta olup, bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak ele alınacaktır.

4.2. Röle İHA Seçim Algoritması

Önerilen iletişim çerçevesi, hiyerarşik İHA sürü yapısı üzerine inşa edilmiş olup, Lider İHA tarafından yürütülen kalite odaklı optimizasyon katmanı sayesinde standart reaktif protokollerin ötesine geçmektedir. Geleneksel DSR protokolünün yalnızca

en kısa yolu hedefleyen yaklaşımının aksine, geliştirilen sistem veri bütünlüğünü koruyarak en uygun iletişim rotasını belirlemektedir. Yer istasyonu ile doğrudan iletişimin mümkün olmadığı durumlarda ise Lider İHA, proaktif ve kaliteye duyarlı bir A* arama algoritmasını devreye sokmaktadır.

Algoritmanın temel yeniliği, her potansiyel atlamayı ayrı ayrı değerlendiren çok amaçlı maliyet fonksiyonunda yatmaktadır. Mevcut düğüm v^* 'dan komşu u 'ya geçişin maliyeti aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$c(v^*, u) = \left(\frac{d(v^*, u)}{R_{maks}} \right) + \left(\frac{Q(v^*) - Q_{tahmin}(u)}{Q_{maks}} \right) \quad (1)$$

Burada $d(v^*, u)$ öklid mesafesi, R maksimum iletişim menzili (60m), $Q(v^*)$ mevcut düğümdeki veri kalitesini $Q_{tahmin}(u)$ ise bir sonraki düğümde tahmin edilen kaliteyi ifade etmektedir. Tanımlanan maliyet fonksiyonu, hem fiziksel mesafeyi hem de beklenen kalite kaybını normalize ederek dengeli bir optimizasyon sağlamaktadır. Tahmin edilen kalite değeri, çarpımsal bozulma modeli kullanılarak hesaplanmaktadır:

$$Q_{tahmin}(u) = Q(v^*) \cdot \delta(d(v^*, u)) \quad (2)$$

A* algoritması, farklı uzunluktaki yolları keşfederek bir dizi aday rota üretmektedir. Bu rotalar arasından optimal yol Π^* , kapsamlı fayda fonksiyonunu maksimize eden rota olarak seçilmektedir:

$$\Pi^* = \operatorname{argmax}_{\pi \in \Pi_{aday}} \Phi(\pi) \quad (3)$$

Kalite bozulma modeli, gerçekçi kablosuz iletişim koşullarını yansıtabilmek amacıyla mesafeye bağlı olarak tanımlanır:

$$\delta_d = \begin{cases} 1 & \text{if } d \leq d_{optimal} \\ 1 - \left(\frac{d - d_{optimal}}{R_{maks} - d_{optimal}} \right) \cdot \left(1 - \frac{Q_{min}}{Q_{maks}} \right) & \text{if } d_{optimal} < d < R_{maks} \\ \frac{Q_{min}}{Q_{maks}} & \text{if } d > R_{maks} \end{cases} \quad (4)$$

Bu model, 40 metreye kadar maksimum kaliteyi korumakta, 40-60 metre arasında kademeli bir bozulma göstermekte ve 60 metre sonrasında minimum değere inmektedir. Böylece, sistem gerçekçi kablosuz iletişim sınırlamalarını göz önüne alarak yönlendirme kararlarını daha doğru biçimde değerlendirebilmektedir. Fayda fonksiyonu ise, A* algoritmasının keşfettiği aday yolların performansını karşılaştırmak üzere üç temel kriteri ağırlıklı olarak birleştirmektedir:

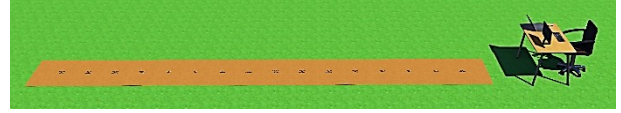
$$U(\pi) = w_q Q_R(\pi) + w_d D_R(\pi) + w_h H_R(\pi) \quad (5)$$

Lider İHA, optimal rotayı belirledikten sonra tam kaynak rotasını DSR paket başlığına yerleştirir. Böylece, takipçi İHA'lar karmaşık A* optimizasyon sürecine dahil olmadan yalnızca paket başlığını okuyarak belirlenen rota üzerinde verimli röle görevi üstlenirler. Bu hiyerarşik tasarım, hesaplama karmaşıklığını Lider İHA'da merkezileştirirken, takipçi birimlerin hafif, verimli ve duyarlı ağ düğümleri olarak kalmasına imkân tanır. Sonuçta, bu strateji yalnızca bağlantı kurulabilirliğini sağlamakla kalmaz, aynı zamanda operasyonel

değeri yüksek, güvenilir ve kaliteli veri iletimini garanti ederek sürü tabanlı görevlerin başarısını doğrudan destekler.

4.3. Simülasyon Ortamı

Simülasyonlar, robotik sistemlerin modellenmesi, programlanması ve test edilmesi için kapsamlı bir geliştirme ortamı sunan Webots R2025a sürümü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Operasyonel alan, Webots'un ilkel katı düğümleriyle sınırlandırılarak 80 m × 80 m × 1 m (Uzunluk × Genişlik × Yükseklik) boyutlarında bir hacim olarak tanımlanmıştır. Şekil 4 ve Şekil 5, bu çalışmada kullanılan Webots test ortamının farklı açılardan görünümünü göstermektedir.



Şekil 4. Webots Simülasyon Test Ortamı İHA Dizilişi



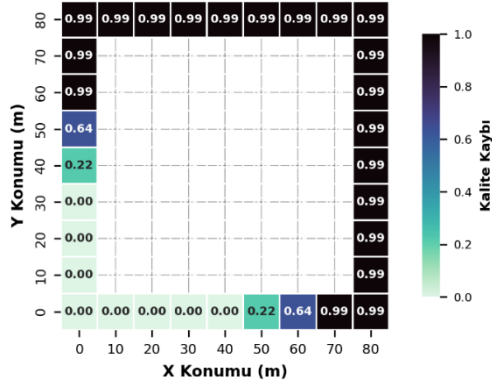
Şekil 5. Webots Simülasyon Test Ortamının Perspektif Görünümü

Parametre	Değer	Tanımı
Uçuş Yörüngesi	80m x 80m x 1m	Operasyonel Uçuş Alanı
İHA Modeli	CF2	Nano İHA platformu
Lider İHA İletişim Menzili	60m	Doğrudan İletişim Yarıçapı
Takipçi İHA İletişim Menzili	60m	Doğrudan İletişim Yarıçapı
Maksimum Atlama Sayısı (TTL)	10	Rota keşif limiti
Rota Önbellek Zaman Aşımı	30s	Rota sona erme süresi
Simülasyon Zaman Adımı	32ms	Fizik motoru zaman adımı
İHA Sayısı	16	Değişken sürü boyutu

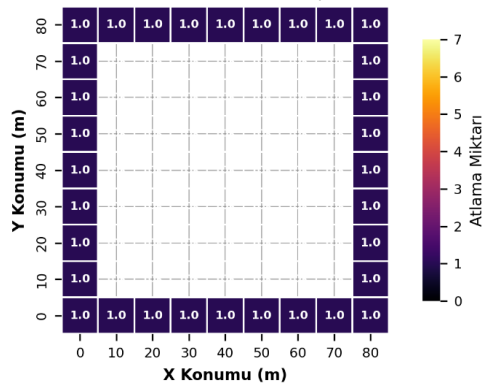
Simülasyonda kullanılan İHA'lar, Bitcraze CF2 nano İHA temel alınarak modellenmiştir. Simülasyonun doğruluğu, bu platformun temel donanım özellikleri ile operasyonel kısıtlamalarının gerçeğe uygun şekilde temsil edilmesine bağlıdır. İlgili simülasyon konfigürasyonuna ait parametreler Tablo 3'te sunulmaktadır.

5. Çıktılar

Bu çalışmadan elde edilen deneysel sonuçlar, önerilen Kalite Farkındalıklı DSR protokolünün, 16 İHA'dan oluşan sürü senaryosunda, röle yeteneklerinden yoksun tek İHA'lı temel mimariye kıyasla belirgin şekilde üstün performans sergilediğini ortaya koymaktadır. Sürü büyüklüğü olarak 16 İHA'nın tercih edilmesinin temel nedeni, kullanılan nano-İHA platformunun (CF2) kontrolcü tabanlı sınırlamalarından ötürü düşük hızlarda uçuş gerçekleştirmesidir. Bu durum, özellikle

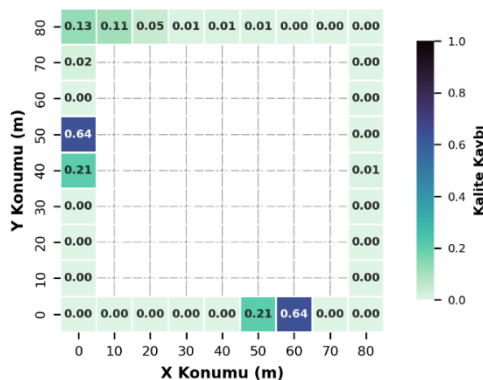


Şekil 6. Kalite Kaybı

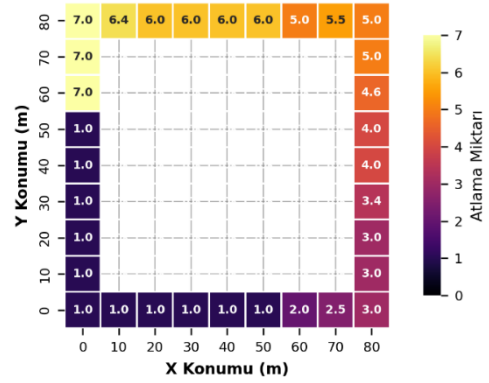


Şekil 7. Ortalama Atlama Sayısı

Şekil 6 ve Şekil 7’de gösterilen tek İHA’lı kontrol senaryosu (Senaryo 2), belirgin bir başarısızlık ortaya koymaktadır. Doğrudan iletişim menzilli olan 60 m içerisinde veri kalitesi yüksek seviyede korunabilse de, bu menzil aşıldığında kalite kaybı %99’a ulaşmaktadır. Tüm alan boyunca sabit kalan 1.0 atlama sayısı, başarılı bir iletişim performansını değil, mevcut tek seçeneğe olan başarısız doğrudan iletişim girişimini yansıtmaktadır.



Şekil 8. Kalite Kaybı



Şekil 9. Ortalama Atlama Sayısı

Buna karşılık, Şekil 8 ve Şekil 9'da görüldüğü üzere, önerilen sistemde kalite kayıp oranı tüm operasyon alanı boyunca %13'ün altında kalmaktadır. Ortalama atlama sayısı ise mesafeye bağlı olarak 1 ile 7 arasında adaptif biçimde değişmektedir. Sistem, yer istasyonundan uzak bölgelerde daha yüksek veri bütünlüğünü koruyabilmek için gerektiğinde daha uzun, çok atlamalı rotaları akılcıca tercih etmektedir.

6. Sonuç

Bu çalışmada, İHA sürülerinde lider ile yer istasyonu arasındaki veri aktarımında karşılaşılan bağlantı kopmaları ve kalite kayıplarını gidermek amacıyla, DSR protokolüne entegre edilmiş kalite farkındalıklı bir röle seçimi mekanizması önermiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen yaklaşımın standart DSR protokolüne kıyasla hem bağlantı sürekliliği hem de veri bütünlüğü açısından belirgin avantajlar sunduğunu göstermektedir. Tek İHA senaryosunda doğrudan menzil sınırı aşıldığında veri kaybı %99'a kadar çıkarken, önerilen sistemde kalite kaybı tüm operasyon alanı boyunca %13'ün altında tutulmuştur. Ortalama atlama sayısının 1 ile 7 arasında adaptif biçimde değişmesi, algoritmanın farklı mesafe ve topoloji koşullarına uyum sağlayarak hem bağlantıyı sürdürdüğünü hem de verimliliği koruduğunu ortaya koymaktadır. Ayrıca, sürü boyutu olarak 16 İHA'nın seçilmesi, düşük hızlarda uçuş gerçekleştiren CF2 platformunun bağlantı kopmalarını daha net biçimde ortaya çıkarmasına imkân tanırken, aynı zamanda lider ve takipçiler arasındaki veri aktarımının kritik mesafeleri aşmadan sürdürülebilmesini sağlamıştır. Böylece önerilen yöntem, yalnızca teorik bir iyileştirme sunmakla kalmamış, operasyonel olarak da kesintisiz ve güvenilir iletişim sağlanabileceğini göstermiştir. Sonuçlar, önerilen Kalite Farkındalıklı DSR yaklaşımının, yüksek bant genişliği gerektiren görüntü ve sensör verilerinin yer istasyonuna güvenilir şekilde aktarılmasına olanak tanıdığını, bağlantı kopmalarını önleyerek veri bütünlüğünü koruduğunu ve çok atlamalı iletişimin etkin biçimde yönetilebildiğini kanıtlamaktadır. Bu yönüyle çalışma, mevcut literatürdeki standart yönlendirme protokollerinin yalnızca bağlantı varlığına odaklanan yapısını aşarak, iletilen verinin kullanılabilirliğini merkeze alan özgün bir katkı ortaya koymaktadır. Sonuç olarak, bu çalışma, uygulanabilir ve altyapıdan bağımsız bir iletişim çözümüne katkı sağlayarak gelecekteki otonom sürü operasyonları için yeni bir perspektif sunmaktadır. Gelecek çalışmalar kapsamında, gerçek dünya testlerinin yanı sıra enerji verimliliği optimizasyonu ve dinamik sürü topolojilerine uyum sağlayacak adaptif algoritmalar üzerine odaklanılması planlanmaktadır.

Kaynakça

- [1] N. S. A. Ibrahim and F. A. Saparudin, "Resource-Efficient coverage path planning for UAV-Based aerial IoT gateway," *Journal of Communications*, pp. 462–470, Jul. 2023, doi: 10.12720/jcm.18.7.462-470.
- [2] F. Cao et al., "Routing algorithm of congestion control for Aeronautic swarm network," Sep. 2019, doi: 10.12720/jcm.14.9.813-818.
- [3] J. Chen, R. Ma, M. Xu, F. Candan, L. Mihaylova, and J. Oyekan, "A meta-reinforcement learning method for adaptive payload transportation with variations," *Neurocomputing*, p. 130032, Apr. 2025, doi: 10.1016/j.neucom.2025.130032.
- [4] H.-C. Kim, C.-S. Lim, C.-S. Lee, and J.-H. Choi, "Introduction of Real-Time Video Surveillance System using UAV," *Journal of Communications*, Jan. 2016, doi: 10.12720/jcm.11.2.213-220.
- [5] C. Deng, S. Wang, J. Liu, and Z. Yu, "A novel intelligent working monitoring and guarding system of smart substations based on UWB positioning and aerial LIDAR data," *Journal of Communications*, Jan. 2016, doi: 10.12720/jcm.11.8.765-771.
- [6] S. Duangsuwan and M. M. Maw, "Comparison of path loss prediction models for UAV and IoT Air-to-Ground Communication System in rural precision farming environment," *Journal of Communications*, pp. 60-66, Jan. 2021, doi: 10.12720/jcm.16.2.60-66.
- [7] H. Moga, M. Boscoianu, D. A. Ungureanu, F. D. Sandu, and R. Boboc, "Refined Concepts of Massive and Flexible Cyber Attacks with Information Warfare Strategies," *Journal of Communications*, Jan. 2017, doi: 10.12720/jcm.12.6.364-370.
- [8] D. Van Anh, N. D. Tan, C.-D. Truong, N. Van Hau, and V. K. Quy, "Performance analysis of routing protocols for mobile ad hoc networks in urban scenarios," *Journal of Communications*, pp. 545-552, Jan. 2021, doi: 10.12720/jcm.16.12.545-552.
- [9] T. K. Bhatia, S. Gilhotra, S. S. Bhandari, and R. Suden, "Flying Ad-Hoc Networks (FANETs): A review," *EAI Endorsed Transactions on Energy Web*, vol. 11, Mar. 2024, doi: 10.4108/ew.5489.
- [10] A. Guillen-Perez and M.-D. Cano, "Flying Ad Hoc Networks: a new domain for network communications," *Sensors*, vol. 18, no. 10, p. 3571, Oct. 2018, doi: 10.3390/s18103571.
- [11] F. Pasandideh, J. P. J. Da Costa, R. Kunst, N. Islam, W. Hardjawana, and E. P. De Freitas, "A review of flying ad hoc networks: key characteristics, applications, and wireless technologies," *Remote Sensing*, vol. 14, no. 18, p. 4459, Sep. 2022, doi: 10.3390/rs14184459.
- [12] F. Pasandideh, J. P. J. Da Costa, R. Kunst, N. Islam, W. Hardjawana, and E. P. De Freitas, "A review of flying ad hoc networks: key characteristics, applications, and wireless technologies," *Remote Sensing*, vol. 14, no. 18, p. 4459, Sep. 2022, doi: 10.3390/rs14184459.
- [13] M. F. Khan, K.-L. A. Yau, R. M. Noor, and M. A. Imran, "Routing schemes in FANETs: a survey," *Sensors*, vol. 20, no. 1, p. 38, Dec. 2019, doi: 10.3390/s20010038.
- [14] M. J. Almansor et al., "Routing protocols strategies for flying Ad-Hoc network (FANET): Review, taxonomy, and open research issues," *Alexandria Engineering Journal*, vol. 109, pp. 553–577, Sep. 2024, doi: 10.1016/j.aej.2024.09.032.
- [15] A. H. Wheeb, R. Nordin, A. A. Samah, and D. Kanellopoulos, "Performance evaluation of standard and modified OLSR protocols for uncoordinated UAV Ad-HoC networks in search and rescue environments," *Electronics*, vol. 12, no. 6, p. 1334, Mar. 2023, doi: 10.3390/electronics12061334.
- [16] V.K.Taksande, Dr.K.D.Kulat . Performance Comparison of DSDV, DSR, AODV Protocol with IEEE 802.11 MAC for Chain Topology for Mobile Ad-hoc Network using NS-2. 2nd National Conference on Computing, Communication and Sensor Network. CCSN, 3 (None 2011), 26-31.
- [17] A. AlKhatieb, E. Felemban, and A. Naseer, "Performance Evaluation of Ad-Hoc Routing Protocols in (FANETs)," *Performance Evaluation of Ad-Hoc Routing Protocols in FANETs*, pp. 1-6, Apr. 2020, doi: 10.1109/wcncw48565.2020.9124761.
- [18] T. Kim, S. Lee, K. H. Kim, and Y.-I. Jo, "FANET Routing Protocol Analysis for Multi-UAV-Based Reconnaissance Mobility Models," *Drones*, vol. 7, no. 3, p. 161, Feb. 2023, doi: 10.3390/drones7030161.
- [19] M. M. Alam and S. Moh, "Joint trajectory control, frequency allocation, and routing for UAV swarm networks: a Multi-Agent deep reinforcement learning approach," *IEEE Transactions on Mobile Computing*, vol. 23, no. 12, pp. 11989–12005, May 2024, doi: 10.1109/tmc.2024.3403890.
- [20] R. Jin, X. Zhang, J. Liu, G. Wang, and D. Zhang, "A comprehensive evaluation algorithm of Multi-Point Relay based on Link-State awareness for UANETs," *Sensors*, vol. 24, no. 5, p. 1702, Mar. 2024, doi: 10.3390/s24051702.
- [21] T. Li et al., "A mean field game-theoretic cross-layer optimization for multi-hop swarm UAV communications," *Journal of Communications and Networks*, vol. 24, no. 1, pp. 68–82, Nov. 2021, doi: 10.23919/jcn.2021.000035.
- [22] F. Candan, M. E. Sancı ve O. Al, "İnsansız Hava Aracı ile Otonom Mayın Tarama: Pilot Çalışma, TOK2024 Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Konya, Türkiye, pp. 13-18, 2024.

Eliptik Vuruş Açılı (EVA) Yönlendirme Güzüm Kuralının Doğrusal Hedef Takip (DHT) Güzüm Kuralına Uyarlanması

Adaptation of the Biased Bearing Guidance (BBG) Method to the Linear Homing Guidance (LHG) Method

Berat SEMERCİOĞLU¹, Bülent ÖZKAN²

¹Titra Teknoloji, Ankara

berat.semercioglu@titra.com.tr

² Makine Mühendisliği Bölümü

Gazi Üniversitesi, Ankara

bozkan37@gmail.com

Özetçe

Oransal Seyrüsefer (OS) güzüm kuralı, basitliği ve uygulanabilirliği nedeniyle çoğu güzüm uygulamasında tercih edilmektedir. Bu çalışmada, OS'ye alternatif olarak geliştirilen Doğrusal Hedef Takibi (DHT) güzüm kuralı Eliptik Vuruş Açılı Yönlendirme (EVA) güzüm kuralıyla birleştirilerek, hareketli satih hedeflerine karşı iki parçalı bir füze ile uygulaması sunulmaktadır. İlk olarak, füze dinamik davranışı modellenmiştir. Daha sonra, DHT ve EVA'yı tanımlayan eşitlikler verilerek hedef kinematığı modellenmiş ve elde edilen alt birim modellerinin tümleştirilmesiyle genel benzetim modeli oluşturulmuştur. Bilgisayar benzetimlerinin sonuçları, DHT ve EVA'nın birlikte uygulanmasının başarımını (performansını) değerlendirmek amacıyla kullanılmıştır. Nihayet, DHT ile elde edilen benzetim sonuçları DHT ve EVA birlikte kullanılarak elde edilen verilerle karşılaştırılarak ulaşılan tüm sonuçlar değerlendirilmiştir.

Abstract

Proportional Navigation Guidance (PNG) law is preferred in most guidance applications thanks to its simplicity and ease of implementation. In this study, the Linear Homing Guidance (LHG) law, which has been developed as an alternative to PNG, is combined with the Biased Bearing Guidance (BBG) law and applied to a two-stage missile system against moving surface targets. First, the missile dynamics are modeled. Then, the expressions defining both LHG and BBG are presented and the complete simulation framework are constructed by integrating all of the sub-unit models built. Results of the computer simulations are used to evaluate the performance of the combined LHG and BBG approach. Consequently, all results are assessed and discussed by comparing the data acquired of the simulations regarding the LHG and BBG laws combination with the outcomes obtained using only LHG law.

1. Giriş

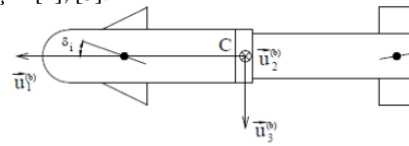
İkinci Dünya Savaşı'ndan sonra güzümlü füzeler, belirlenen hedefleri yüksek isabetle vurma yeteneklerinden dolayı askeri alanda kritik öneme sahip mühimmatlar haline gelmiştir. Bu dönemde askeri stratejilerdeki değişim ve gelişen teknolojiler, güzümlü füze sistemlerinin önemini daha da artırmıştır. Füzelerin etkinliğini artırmak amacıyla mühendisler ve bilim

insanları tarafından çeşitli güzüm yöntemleri geliştirilmiştir. Bazı yöntemler durağan veya yavaş hareket eden hedeflere karşı füze-hedef angajman (eşleşme) problemlerini ele alırken, son yöntemler manevra yapan hedeflere yönelik güzüm sistemlerini geliştirmiştir. Bu yöntemler arasında, Oransal Seyrüsefer (OS) güzüm kuralı, basitliği ve uygulanabilirliği nedeniyle en yaygın olarak kullanılanıdır. Ancak, OS kuralının etkinliği hedefin manevra kabiliyeti arttıkça azalmaktadır. Bu nedenle, ileri teknolojilere sahip modern savaş alanlarında, daha karmaşık ve uyarlanabilir güzüm sistemlerine duyulan ihtiyaç artmıştır [1].

Bu çalışmada, OS kuralına alternatif olarak, özellikle manevra yapan hedeflere karşı Doğrusal Hedef Takibi (DHT) ve Eliptik Vuruş Açılı (EVA) güzüm kurallarının birlikte uygulanması önerilmektedir. DHT kuralı, yüksek manevra kabiliyetine sahip hedeflere karşı daha doğru ve verimli bir takip sağlarken, EVA kuralı, füzelerin eliptik bir yörünge çizerek vuruş açısını tutturmasını amaçlamaktadır. Bu iki kuralın kombinasyonu, farklı hedef senaryolarında füzelerin etkin performansını artırabilir. İki parçalı füze konfigürasyonu için kapsamlı bir benzetim modeli oluşturulmuş ve DHT ile EVA'nın birlikte uygulanmasının başarımı (performansı), hedeften nihai sapma mesafeleri, angajman süresi, enerji tüketimi, en yüksek ivme isteri ve vuruş açısı gibi kriterler üzerinden değerlendirilmiştir. Ayrıca, hedef manevrası, güzüm denetim sisteminin dinamikleri, füzelerin ivme sınırı, aerodinamik denetim yüzeylerinin mekanik sınırı ve diğer dış etkiler, füzelerin başarısını etkileyen hata kaynakları olarak ele alınmıştır.

2. Füze Modeli

Bu çalışmada, bir rulman ile birbirine bağlanmış iki gövdeden oluşan aerodinamik olarak kontrol edilen bir kanatçık tipi füze analiz edilmiştir. Kuyruk yüzeylerinin düz olduğu varsayılmıştır. Füzelerin şematik temsili Şekil 1'de verilen hareket denklemleri, tüm füzelerin gövde sabit çerçevesine göre Newton-Euler kuvvet ve moment denklemleri kullanılarak çıkarılmıştır [2], [3].



Şekil 1: Füze geometrisi [4].

2.1. Hareket Denklemleri

Füzenin Newton-Euler kuvvet ve moment eşitlikleri kullanılarak elde edilen hareket denklemleri aşağıdaki gibidir:

$$\dot{u} = rv - qw + X_T/m \quad (1)$$

$$\dot{v} = pq - ru + Y_T/m \quad (2)$$

$$\dot{w} = qu - pv + Z_T/m \quad (3)$$

$$\dot{p} = (L_T + L_a)/I_a \quad (4)$$

$$\dot{q} = (M_T + M_a)/I_t \quad (5)$$

$$\dot{r} = (N_T + N_a)/I_t \quad (6)$$

Burada u, v, w , hız bileşenleridir; p, q, r , açısal hız bileşenleridir; X_T, Y_T, Z_T , itki kuvvet bileşenleridir; L_T, M_T, N_T , itki hizalama momentleridir; L_a, M_a, N_a , aerodinamik momentlerdir; m , küttedir ve I_a, I_t , atalet momentleridir [1], [3].

2.2. Aerodinamik Model

Aerodinamik kuvvetler ve momentler, füze üzerinde etki eden aerodinamik kuvvetler (X, Y, Z) ve momentler (L, M, N) olarak ifade edilir. Aerodinamik kuvvetler ve momentler şu şekilde tanımlanır:

$$X = \frac{1}{2} \rho v^2 S C_x \quad (7)$$

$$Y = \frac{1}{2} \rho v^2 S C_y \quad (8)$$

$$Z = \frac{1}{2} \rho v^2 S C_z \quad (9)$$

$$L = \frac{1}{2} \rho v^2 S d C_l \quad (10)$$

$$M = \frac{1}{2} \rho v^2 S d C_m \quad (11)$$

$$N = \frac{1}{2} \rho v^2 S d C_n \quad (12)$$

Burada ρ , hava yoğunluğu; v , hız; S , füze kesit alanı ve d , füze çapıdır. Aerodinamik katsayılar ($C_x, C_y, C_z, C_l, C_m, C_n$) ise sırasıyla sürüklenme, yanal kuvvet, taşıma kuvveti, yuvarlanma momenti, yunuslama momenti ve sapma momenti katsayılarıdır [1], [2], [4].

Aerodinamik katsayılar ($C_x, C_y, C_z, C_l, C_m, C_n$) Mach sayısı, hücum açısı, yan kayma açısı ve denetim yüzeyi sapmalarının fonksiyonları olarak belirlenir. Bu katsayılar şu şekilde tanımlanabilir:

$$C_x = C_{x0} + C_{x\alpha} \alpha + C_{x\delta_e} \delta_e \quad (13)$$

$$C_y = C_{y0} + C_{y\beta} \beta + C_{y\delta_r} \delta_r \quad (14)$$

$$C_z = C_{z0} + C_{z\alpha} \alpha + C_{z\delta_e} \delta_e \quad (15)$$

$$C_l = C_{l0} + C_{l\beta} \beta + C_{l\delta_a} \delta_a \quad (16)$$

$$C_m = C_{m0} + C_{m\alpha} \alpha + C_{m\delta_e} \delta_e \quad (17)$$

$$C_n = C_{n0} + C_{n\beta} \beta + C_{n\delta_r} \delta_r \quad (18)$$

Burada α , hücum açısı; β , yana kayma açısı; δ_e , elevatör sapma açısı; δ_r , dümen sapma açısı ve δ_a , aileron sapma

açısıdır. Katsayılar ise sırasıyla referans katsayıları ve hücum açısı, yan kayma açısı ve denetim yüzeyi sapma açılarına bağlı katsayılar olarak tanımlanır [1], [4].

3. Güdüm Yöntemleri

Bu çalışmada, güdüm kuralları, hedefin arayıcı tarafından tespit edilmesinden füze-hedef angajmanının sonuna kadar geçen süre olarak tanımlanan terminal güdüm fazı için kullanılmıştır. DHT kuralı, füze, hedef ve tahmin edilen kesişme noktası tarafından oluşturulan çarpışma üçgeni üzerinde füzeyi tutmayı amaçlar ve füze hız vektörünü tahmin edilen kesişme noktasına yönlendirmektedir. EVA kuralı ise DHT kuralına entegre edilerek vuruş açısı isterini gerçekleştirmeyi ve eliptik bir yörünge izlemeyi sağlamaktadır.

3.1. Doğrusal Hedef Takibi Güdüm Kuralı

Bu yaklaşımda, füzenin her zaman, füze, hedef ve öngörülen çarpışma noktasından oluşan çarpışma üçgeni üzerinde kalması amaçlanmaktadır. Bu amacı gerçekleştirmek için en uygun yöntem, füzenin hız vektörünü, füze ile hedefin çarpışacağı öngörülen çarpışma noktasına yönlendirmektir (Şekil 2’de gösterildiği gibi). Bu durumda elde edilen güdüm komutları, füzenin uçuş hattı açıları şeklinde olacaktır [1], [4].

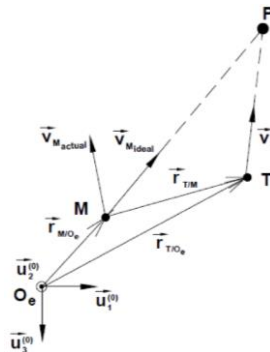
Şekil 2’de, O_e yeryüzüne sabitlenmiş koordinat sisteminin orijinini göstermekte olup M, T ve P sırasıyla füze, hedef ve öngörülen çarpışma noktasını temsil etmektedir. $\vec{V}_{M_{actual}}$ ve $\vec{V}_{M_{ideal}}$ sırasıyla güdümün başlangıcındaki füzenin gerçek hız vektörünü ve ideal hız vektörünü ifade etmektedir. Füzenin çarpışma üçgeni üzerinde olması için gerekli hız vektörü $\vec{V}_{M_{ideal}}$ olarak gösterilmiştir [4], [5].

Yandönme ve yunuslama düzlemleri için komut açıları aşağıdaki şekilde üretilmektedir [5]:

$$\gamma_c = \arctan\left(\frac{\dot{z}_T + v_T \sin \eta_T}{\dot{x}_T + v_T \cos \eta_T}\right) \quad (19)$$

$$\eta_c = \arctan\left(\frac{v_{yT}}{\dot{x}_T}\right) \quad (20)$$

Burada γ_c , η_c komut açıları ve v_T, η_T hedefin hız bileşenleridir.



Şekil 2: DHT güdüm kuralı geometrisi [1], [5].

3.2. Eliptik Vuruş Açılı Güdüm Kuralı

Eliptik Vuruş Açılı Güdüm (EVA), hedefe doğrudan çarpmayı amaçlayan klasik güdüm yöntemlerinden farklı olarak, füzenin hedefe eliptik bir yörünge izleyerek yaklaşmasını sağlamaktadır. Bu yöntemde temel amaç, füzenin çarpma

anında yunuslama ekseninde belirlenmiş bir vuruş açısıyla hedefe ulaşmasıdır.

Güdümlü algoritması, füze yörüngesinin geometrik olarak bir çembere yakınsayacak şekilde kurgulanmasını hedeflemektedir. Bu sayede hem yumuşak bir dönüş profili elde edilmekte hem de terminal (nihai) fazda istenilen açı ile hedefe temas sağlanmaktadır. Yörüngesinin eliptik karakteri, füzenin hedefe yan veya üst gibi belirli bir yönden yaklaşmasına olanak tanımaktadır.

Bu çalışmada EVA kuralının nişan hattı açısı girdisi olarak DHT kuralından elde edilen yunuslama komut açısı verilerek güdümlü eşitliği yeniden düzenlenmiştir.

Yandönme ve yunuslama düzlemleri için komut açıları aşağıda verildiği gibi üretilir:

$$\gamma_c = \gamma_d + K(\arctan\left(\frac{\dot{z}_T + v_T \sin \eta_T}{\dot{x}_T + v_T \cos \eta_T}\right) - \gamma_d) \quad (21)$$

$$\eta_c = \arctan\left(\frac{v_{yT}}{\dot{x}_T}\right) \quad (22)$$

Burada γ_d , vuruş açısı isteri; K , geri besleme kazancı; γ_c , η_c komut açıları ve v_T ile η_T de hedef hız vektörünün bileşenleridir.

3.3. Oransal Seyrüsefer Güdümlü Kuralı

Ele alınan güdümlü yasaları arasında en bilineni olan OS güdümlü kuralının yaygın olarak kullanılmasının nedeni, basitliği ve uygulanabilirliğinin kolay olmasıdır. Bu çalışmada da DHT ve EVA uygulamalı DHT kurallarının performans karakteristiklerini karşılaştırmak amacıyla bu yaklaşım dikkate alınmıştır.

OS güdümlü kuralına göre, yunuslama ve yan dönme denetim sistemleri için ivme komutları aşağıdaki şekilde hesaplanabilir [2], [4]:

$$a_p^c = -N_p v_M \dot{\lambda}_p \cos(\lambda_y - \eta_m) \quad (23)$$

$$a_y^c = -N_y v_M [\dot{\lambda}_y \cos(\gamma_m) - \dot{\lambda}_p \sin(\lambda_y - \eta_m)] \quad (24)$$

Denklem (23) ve (24)'te, p ve y sırasıyla yunuslama ve yan dönme düzlemlerini ifade ederken, a_p^c ve a_y^c terimleri referans ya da komut ivme sinyallerini, N_p ve N_y ise etkin seyrüsefer oranlarını temsil etmektedir. λ_p ve λ_y ise görüş hattı açısının bileşenlerini göstermektedir [3], [5].

4. Füze Denetim Sistemi

Açı denetim sistemi, DHT ve EVA güdümlü kurallarının aç komutlarını fiziksel harekete dönüştürebilmek amacıyla açı denetim sistemi, OS güdümlü kuralının ürettiği yanal ivme komutlarını gerçekleyebilmek için ivme denetim sistemi olmak üzere iki farklı şema halinde tasarlanmıştır [2], [5].

Denetim sistemi dinamikleri, dönüölçer ve ivmeölçerlerin çalışma frekanslarının füze denetim sistemi bant genişliğiyle karşılaştırıldığında yüksek olduğu varsayılarak basitleştirilmiştir. Denetim yüzeylerinin hareketleri $\pm 20^\circ$ ile sınırlıdır [2], [5].

Yandönme ve yunuslama düzlemleri için kapalı çevrim transfer fonksiyonları şu şekildedir:

$$\frac{\gamma(s)}{\gamma_c(s)} = \frac{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}{n_4 s^4 + n_3 s^3 + n_2 s^2 + n_1 s + n_0} \quad (25)$$

$$\frac{\eta(s)}{\eta_c(s)} = \frac{s^4 + d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + d_0}{n_4 s^4 + n_3 s^3 + n_2 s^2 + n_1 s + n_0} \quad (26)$$

Denetim sistemi kazançları, her bir transfer fonksiyonunun karakteristik polinomunu dördüncü dereceden Butterworth polinomu ile eşitleyerek türetilmiştir [2], [5].

5. Hedef Kinematığı

Hedefin hızı ve uçuş yolu açısı şu şekilde ifade edilmiştir:

$$v_T = v_{T0} + \int_{t_0}^t a_T dt \quad (27)$$

$$\eta_T = \eta_{T0} + \int_{t_0}^t \frac{a_T}{v_T} dt \quad (28)$$

Hedef konumunun zamanla değişimi şu şekilde verilir:

$$x_T(t) = x_{T0} + \int_{t_0}^t v_T \cos \eta_T dt \quad (29)$$

$$y_T(t) = y_{T0} + \int_{t_0}^t v_T \sin \eta_T dt \quad (30)$$

6. Angajman Modeli

Füze ve hedef arasındaki göreceli mesafe ve doğrultu açısı aşağıdaki eşitlikler yardımıyla tanımlanabilir:

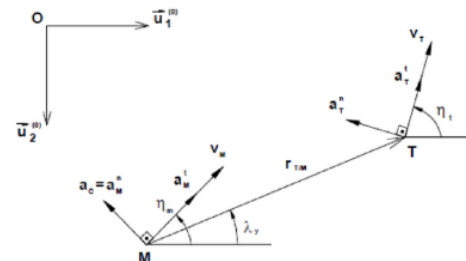
$$r_{M/T} = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2 + \Delta z^2} \quad (31)$$

$$\lambda_y = \arctan\left(\frac{\Delta y}{\Delta x}\right) \quad (32)$$

$$\lambda_p = \arctan\left(\frac{\Delta z}{\sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2}}\right) \quad (33)$$

Angajman sonunda toplam sapma mesafesi şu şekilde hesaplanır:

$$d_{miss} = \sqrt{\Delta x^2 + \Delta y^2} \quad (34)$$



Şekil 3: Angajman geometrisi [5].

7. Bilgisayar Benzetimleri

Bu çalışmada, iki parçalı füze konfigürasyonu için oluşturulan benzetim modeli, OS, DHT ve EVA uygulamalı DHT kurallarının performansını değerlendirmek için kullanılmıştır. Benzetimler, nihai sapma mesafesi, en yüksek ivme isteri, angajman süresi ve enerji tüketimi gibi kriterlere göre yapılmıştır. Füzenin başlangıç yön hatası, hedef manevrası, güdüm ve denetim sistem dinamikleri gibi faktörler benzetime dahil edilmiştir. Kuralların performansı, sabit hedef ve sabit doğrusal hız ile farklı yan ivme seviyeleri için değerlendirilmiştir. Hedefin sabit hızda hareket ettiği ve yalnızca yan ivme bileşeninin dikkate alındığı varsayılmıştır.

Benzetim sonuçları Tablo 1, Tablo 2 ve Tablo 3'te sunulmuştur. Bu tablolarda, OS, DHT ve EVA uygulamalı DHT kuralları ile elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Füzenin yan ivme sınırı $\pm 30g$ olarak alınmıştır. Tüm benzetimler Matlab Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir.

Tablo 1: Sabit hedefe karşı benzetim sonuçları

Güdümlü Kuralı	Vuruş Açısı İsteri (°)	Nihai Sapma (m)	Enerji Tüketimi (kJ)	İvme İsteri (g [#])	Angaj-man Süresi (s)	Gerçekleşen Vuruş Açısı (°)
OS	-	0,341	10,578	2,45	3,921	-13,54
DHT	-	0,198	6,375	4,12	4,070	-11,35
EVA DHT	-60	0,793	7,219	1,56	4,620	-60,42
EVA DHT	-70	0,488	7,656	2,64	4,895	-70,49
EVA DHT	-80	0,362	8,227	2,88	5,245	-80,48
EVA DHT	-90	1,314	8,953	3,52	5,720	-89,51

*g=9,81 m/s²

Tablo 2: 25 m/s sabit hızlı yanal ivmesiz hedefe karşı benzetim sonuçları

Güdümlü Kuralı	Vuruş Açısı İsteri (°)	Nihai Sapma (m)	Enerji Tüketimi (kJ)	İvme İsteri (g)	Angaj-man Süresi (s)	Gerçekleşen Vuruş Açısı (°)
OS	-	0,452	13,688	3,32	4,45	-5,22
DHT	-	0,284	7,07	12,4	4,52	-5,08
EVA DHT	-60	0,986	7,938	4,42	5,185	-60,85
EVA DHT	-70	1,022	8,406	4,93	5,374	-72,16
EVA DHT	-80	1,127	9,016	5,21	5,771	-78,88
EVA DHT	-90	1,986	9,805	5,77	6,272	-88,34

Tablo 3: 25m/s hız ve 0,5g yanal ivmeli hedefe karşı benzetim sonuçları

Güdümlü Kuralı	Vuruş Açısı İsteri (°)	Nihai Sapma (m)	Enerji Tüketimi (kJ)	İvme İsteri (g)	Angaj-man Süresi (s)	Gerçekleşen Vuruş Açısı (°)
OS	-	1,687	14,783	8,45	4,840	-5,89
DHT	-	1,069	6,992	23,6	4,470	-6,06
EVA DHT	-60	0,810	8,032	6,58	5,021	-59,15
EVA DHT	-70	1,248	8,536	7,87	5,320	-68,73
EVA DHT	-80	0,636	9,126	8,69	5,695	-78,65
EVA DHT	-90	2,150	10,101	9,57	6,252	-86,55

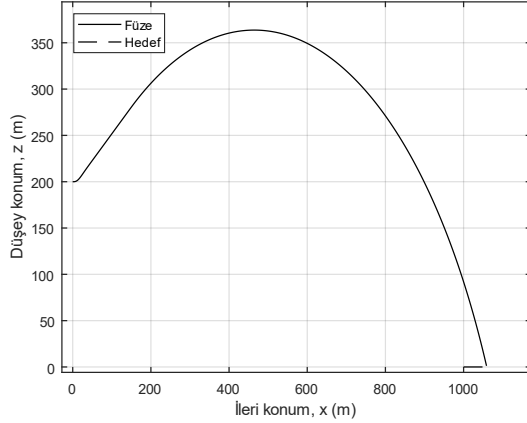
8. Tartışma ve Sonuç

DHT kuralı, özellikle yüksek manevra kabiliyetine sahip hedeflere karşı daha doğru ve verimli bir takip sağlama konusunda üstünlük göstermiştir. DHT, hedefe yönelirken füzenin hız vektörünü tahmin edilen kesişme noktasına yönlendirmekte ve bu sayede manevra yapan hedefleri daha etkili bir şekilde takip edebilmektedir. Bu çalışma, DHT kuralının hedefe yönelme performansını artırdığını göstermiştir.

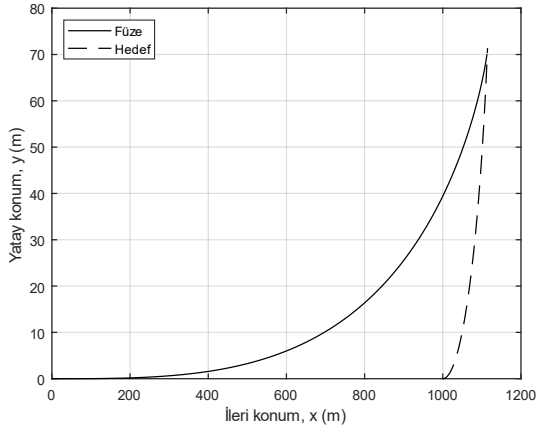
EVA uygulamalı DHT kuralı ise, DHT'nin üstünlüklerini (avantajlarını) koruyarak füzenin vuruş açısını denetleme (kontrol etme) yeteneğini kazandırır. EVA, füzelerin eliptik bir yörünge çizerek vuruş açısını istenilen değerde tutmasını amaçlamaktadır. Bu kombinasyon, hedefe çarpışma anında istenilen vuruş açısının gerçekleştirilmesini sağlar ve füzenin etkinliğini artırır. Benzetim sonuçları, EVA uygulamalı DHT'nin vuruş açısını başarıyla kontrol ederken, angajman süresi ve enerji tüketiminde artış gibi zayıflıkları (dezavantajları) beraberinde getirdiğini göstermiştir. DHT ve EVA uygulamalı DHT'nin performans kıstasları; nihai sapma mesafesi, angajman süresi, enerji tüketimi ve vuruş açısı üzerinden değerlendirilmiştir. EVA uygulamalı DHT, özellikle vuruş açısı denetimi için avantaj sağlamakta ancak nihai sapma mesafesi açısından artışa sebep olabilmektedir. Ancak bu avantajlar, enerji tüketimi ve angajman süresi açısından bazı dezavantajlar getirebilir. Belirtilen sorunun bir çözümü olarak, füze denetim sistemlerinin değişen bant genişlikleri ile tasarlanması önerilmiştir. EVA uygulaması, daha geniş manevra yapısı nedeniyle hem enerji tüketimini hem de angajman süresini artırmaktadır. Bu, vuruş açısının kontrol edilebilmesi için katlanılan bir maliyet olarak yorumlanabilir. EVA-DHT yöntemi, vuruş açısı isteklerini başarıyla karşılar, enerji tüketimi ve angajman süresinde artışa neden olmaktadır. Ayrıca bazı senaryolarda nihai sapma mesafeleri, yalnızca DHT uygulamasına kıyasla daha yüksek çıkmıştır. Bu nedenle EVA-DHT entegrasyonu, özellikle vuruş açısının kritik olduğu senaryolarda avantajlı, ancak düşük sapma mesafesinin öncelikli olduğu senaryolarda dezavantajlıdır.

Sonuç olarak, bu çalışma DHT kuralının hedefe yönelme performansını artırdığını ve EVA uygulamalı DHT güdüm kuralının, istenen vuruş açısı isteklerini başarıyla gerçekleştirdiğini göstermiştir. EVA uygulamalı DHT kuralı, DHT kuralına göre vuruş açısı isteklerini gerçekleştirmede ve

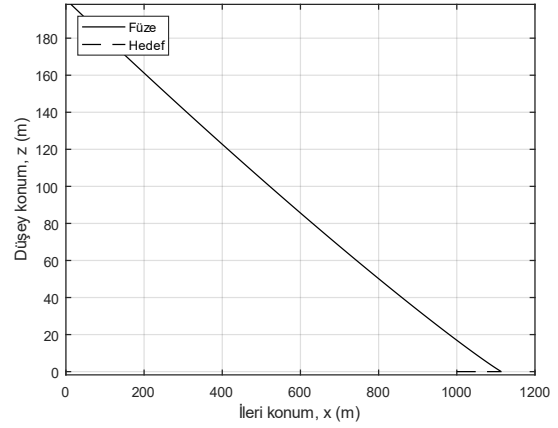
ivme isteri miktarında öne çıkmakta olup, diğer kıyaslamalarda avantaj sağlamamıştır. Ancak bu tür ileri güdüm sistemlerinin enerji tüketimi ve denetim sisteminin tasarım zorlukları gibi yan etkileri dikkate alınmalıdır. Bu sonuçlar, gelecekteki çalışmalar için temel bir referans noktası olarak hizmet edebilir ve DHT kuralının uygulanabilirliğini ve performansını artırmak için daha fazla araştırma ve geliştirme çalışması yapılmasını gerektirmektedir.



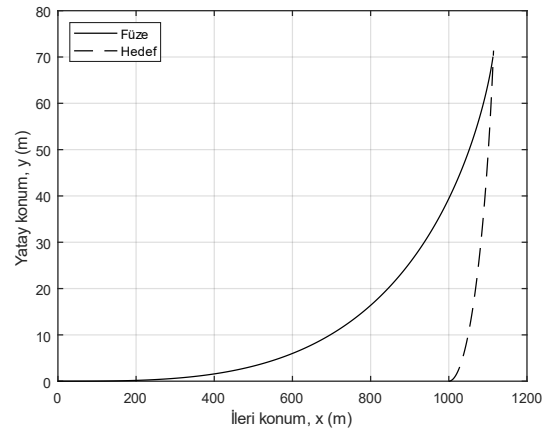
Şekil 4: 25 m/s hız ve 0,5g yanal ivmeli hedefe karşı EVA uygulamalı DHT kuralının düşey düzlemdeki angajmanı



Şekil 5: 25 m/s hız ve 0,5g yanal ivmeli hedefe karşı EVA uygulamalı DHT kuralının yatay düzlemdeki angajmanı



Şekil 6: 25 m/s hız ve 0,5g yanal ivmeli hedefe karşı DHT kuralının düşey düzlemdeki angajmanı



Şekil 7: 25 m/s hız ve 0,5g yanal ivmeli hedefe karşı DHT kuralının yatay düzlemdeki angajmanı

9. Kaynakça

- [1] B. Özkan, M. K. Özgören ve G. Mahmutyazıcıoğlu, "Implementation of Linear Homing Guidance Law on a Two-Part Homing Missile", Proceedings of the 17th World Congress The International Federation of Automatic Control, Seoul, Kore, 2008.
- [2] B. Özkan, *Dynamic Modeling, Guidance, and Control of Missiles*, Doktora Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, Türkiye, 2005.
- [3] G. Mahmutyazıcıoğlu, *Dynamics and Control Simulation of an Inertially Guided Missile*, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Türkiye, 1994.
- [4] B. Özkan, M. K. Özgören ve G. Mahmutyazıcıoğlu, "Comparison of the Linear Homing, Parabolic Homing, and Proportional Navigation Guidance Methods on a Two-Part Homing Missile against a Surface Target", *Gazi University Journal of Science*, 2010.
- [5] B. Özkan, M. K. Özgören ve G. Mahmutyazıcıoğlu, "Comparison of the Linear Homing, Parabolic Homing, and Proportional Navigation Guidance Methods on a Two-Part Homing Missile against a Surface Target", 2nd European Conference for Aerospace Sciences (EUCASS), Brüksel, Belçika, 2007.

Akıllı Robot Yürüteç için Gerçek Zamanlı Çarpışma Algılama ve Önleme

Real-Time Collision Detection and Avoidance for an Intelligent Robotic Walker

Nurdan Bilgin¹, Mehmet Korkunc², Furkan Taha Uçar³, Bedirhan Şahin⁴

¹Makine Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
nurdan.bilgin@omu.edu.tr

²Makine Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
mehmet.korkunc@omu.edu.tr

³Makine Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
furtaha06@gmail.com

⁴Makine Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
bedrhnsahn53@gmail.com

Özetçe

Bu çalışma, yürüteç kullanan bireylerde dış ortam koşullarında meydana gelebilecek çarpışma temelli dengesizliklerin erken tespiti ve yönünün belirlenmesine yönelik geliştirilen bir algoritmanın deneysel uygulamasını içermektedir. Yürüteç üzerine entegre edilen IMU ve tork sensörlerinden elde edilen veriler, gerçek zamanlı olarak analiz edilerek çarpışma olayları istatistiksel anomali tespiti yöntemi olan Z-score ile belirlenmiştir. Sistem, yalnızca çarpışma anlarını tespit etmekle kalmayıp aynı zamanda çarpışmanın hangi yönden gerçekleştiğini (sol, sağ veya direkt) de sınıflandırabilmektedir. Çalışma kapsamında, 7 sağlıklı birey üzerinde dört farklı senaryo (düz yürüyüş, sol teker çarpması, sağ teker çarpması, çift teker çarpması) gerçekleştirilmiş ve her senaryo için 10 tekrar alınarak 280 adet veri seti toplanmıştır. Geliştirilen karar algoritması, MATLAB ortamında dinamik pencereleme ve çoklu özellik çıkarımı (ortalama, standart sapma, aralık ve FFT) temelinde çalışmakta; bu özelliklerin Z-score normalizasyonu ile anomali skoru elde edilmektedir. Anomali eşiğinin aşılması durumunda sistem, çarpışma varlığı ve yönü hakkında karar üretmektedir. Ayrıca, Monte Carlo simülasyonu ile modelin farklı birey ve senaryolar üzerindeki genellenabilirliği test edilmiştir. Elde edilen bulgular, geliştirilen yöntemin çarpışma durumlarının erken ve doğru şekilde algılanmasında etkili bir yaklaşım sunduğunu göstermektedir.

Abstract

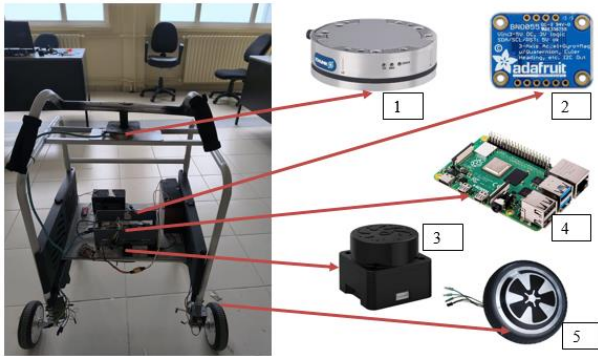
This study presents the experimental implementation of an algorithm developed for the early detection and directional classification of collision-induced instability in individuals using rollators under outdoor conditions. Sensor data obtained from IMU (Inertial Measurement Unit) and torque sensors mounted on the rollator are analyzed in real time, and potential collisions are identified using the Z-score-based statistical anomaly detection method. The system not only detects the occurrence of a collision but also determines its direction (left, right, or frontal). The experimental study involved seven healthy participants, each performing four different walking scenarios (straight walking, left wheel collision, right wheel collision, dual wheel collision), with 10 repetitions per scenario, yielding a total of 280 data sets. The developed decision-making algorithm operates in MATLAB, employing dynamic windowing and multi-feature extraction (mean, standard deviation, range, and FFT). These features are normalized using the Z-score method to compute an anomaly score. When this score exceeds the defined threshold, the system flags a collision event and determines its direction. Additionally, a Monte Carlo simulation was conducted to evaluate the model's generalizability across different participants and scenarios. The results demonstrate that the proposed method offers an effective solution for the early and accurate detection of collision events.

1. Giriş

Yürüme destek cihazları, özellikle yaşlı bireylerin hareket kabiliyetini artırmak ve bağımsız yaşam kalitesini yükseltmek amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu cihazlar, destek alanını genişleterek vücut dengesine yardımcı olurken; kalça, diz ve ayak bileği gibi alt ekstremit eklemlerine binen yükü azaltarak kullanıcıya hem fizyolojik hem de psikolojik destek sağlamaktadır. Bununla birlikte, yürüteç gibi yardımcı araçların doğru kullanılmadığı veya çevresel koşulların olumsuz olduğu durumlarda, bu cihazlar bizzat düşme ve çarpışmalara neden olabilmekte; bu da ciddi yaralanma risklerini beraberinde getirmektedir.

Düşmeler, yaşlı bireylerde hastane yatışlarının ve kalça kırıklarının başlıca nedenlerinden biri olarak kabul edilmekte ve sağlık sistemleri için önemli bir ekonomik ve sosyal yük oluşturmaktadır. Literatürde, kullanıcıyı aktif olarak izleyebilen ve olası düşme ya da çarpışmaları önceden algılayarak müdahale edebilen akıllı yürüteç sistemlerinin geliştirilmesine yönelik birçok çalışma mevcuttur. Bu çalışmaların büyük çoğunluğu, sensör tabanlı veri toplama ve bu verilerin analiziyle anomali tespiti üzerine odaklanmıştır. Ancak mevcut sistemlerin önemli bir kısmı yalnızca düşme anını tespit etmeye yönelik çalışmakta, çarpışmanın yönü, türü ya da öncesindeki davranış örüntülerine dair kapsamlı bilgi sunamamaktadır[1-3].

Bu çalışmada geliştirilen sistem, yürüteç kullanıcılarında meydana gelebilecek çarpışmaları yalnızca tespit etmekle kalmayıp aynı zamanda çarpışmanın yönünü (sağ, sol veya direkt) belirlemeyi ve çarpışma durumunu mümkün olan en erken aşamada saptamayı hedeflemektedir. Çalışma kapsamında, Şekil 1’de görüldüğü gibi yürüteç üzerine entegre edilen IMU (Inertial Measurement Unit) ve tork sensörlerinden elde edilen çok boyutlu veriler, istatistiksel bir yöntem olan Z-score normalizasyonu ile analiz edilmiştir. Bu yaklaşım, çarpışma anlarında oluşan ani sinyal değişimlerini istatistiksel olarak ayırt ederek sistemin erken uyarı vermesine olanak tanımaktadır.



Şekil 1: Akıllı Robot Yürüteç ve Sensörler: 1. Kuvvet/Tork sensörü, 2. IMU, 3. Lidar, 4. Raspberry Pi, 5. Hub motorlu tekerlek

Z-score, istatistiksel veri analizinde yaygın olarak kullanılan bir normalizasyon yöntemidir ve özellikle anomali tespiti gibi uygulamalarda önemli bir araç olarak öne çıkmaktadır. Temel olarak Z-score, bir veri noktasının ait olduğu veri kümesinin ortalamasından ne kadar uzakta olduğunu, standart sapma cinsinden ifade eder. Bu hesaplama, belirli bir gözlemin genel dağılımdan sapma derecesini ortaya

koyarak, özellikle uç değerlerin (outlier) belirlenmesini mümkün kılar.

Z-score hesaplaması şu şekilde yapılır:

$$Z = (X - \mu) / \sigma \quad (1)$$

Burada X, gözlemin değerini; μ , veri kümesinin ortalamasını ve σ , standart sapmasını temsil eder. Z-score değeri sıfıra ne kadar yakınsa, gözlem ortalamaya o kadar yakındır. Mutlak değeri büyük olan Z-score’lar ise, olası aykırı gözlemleri (anomali) işaret eder. Genellikle $|Z| > 2$ veya $|Z| > 3$ gibi eşik değerleri, olağandışı gözlemlerin tespiti için kullanılmaktadır.

Bu yöntem, farklı kaynaklardan gelen verilerin karşılaştırılabilir hale getirilmesi, uç değerlerin tanımlanması ve verilerin istatistiksel olarak yorumlanmasında kullanılmaktadır. Özellikle biyosinyal işleme, zaman serisi analizi, makine öğrenmesi öncesi veri hazırlığı ve gerçek zamanlı sistemlerdeki anomali tespiti gibi alanlarda yaygın olarak tercih edilmektedir. Bu bağlamda, Z-score yöntemi son yıllarda IMU ve tork sensörlerinden elde edilen verilerin işlenmesinde yaygın olarak kullanılmakta ve özellikle yürüteç gibi yardımcı cihazlar üzerine entegre edilen izleme sistemlerinde düşme veya çarpışma gibi olağandışı durumların erken tespitinde önemli bir rol oynamaktadır.

Fayad ve ark.[4], z-score dahil sekiz farklı normalizasyon yönteminin düşme tespiti performanslarına etkisini kapsamlı biçimde incelemiş ve z-score’un hem eğitim süresi hem de sınıflandırma doğruluğu açısından belirgin avantajlar sunduğunu göstermiştir. Özellikle biyomekanik sinyallerin yüksek varyans içerebildiği durumlarda z-score’un bu varyansı baskılayarak modeli kararlı hale getirdiği vurgulanmıştır.

Chandak ve ark.[5], temaslı (giyilebilir sensör) ve temassız (video veya radar tabanlı) sistemlerin karşılaştırıldığı çalışmalarında, z-score’un sensör verilerindeki yapısal değişimleri yakalamada etkili olduğunu ve makine öğrenmesi algoritmalarının eğitimi sırasında sinyalin standardizasyonuna katkı sağladığını raporlamıştır.

Jeong ve ark. [6], düşme tespiti amacıyla LSTM ve STM tabanlı derin öğrenme modellerini karşılaştırmış; z-score normalizasyonunun modellerin eğitimi sırasında öğrenme hızı ve kararlılık açısından olumlu etkiler yarattığını ve aynı zamanda modelin genelleme kapasitesini artırarak overfitting’i engellediğini belirtmiştir.

Tanaka ve ark. [7], EMG sinyallerinden hareket tahmini yapmaya yönelik olarak geliştirdikleri sistemde, kayan pencere tabanlı z-score normalizasyon yöntemiyle gerçek zamanlı kullanımda kalibrasyon ihtiyacını ortadan kaldırmış ve %20’nin üzerinde sınıflandırma başarıları artışı sağlamıştır. Bu çalışma, giyilebilir sistemlerin pratikliğini artırmak açısından önemli katkılar sunmaktadır.

Vasconcelos ve ark. [8], akıllı telefonlar aracılığıyla toplanan çoklu sensör verileri üzerinden sürücü davranışlarını değerlendirmiş; çevrim içi z-score tabanlı anomali tespiti ile yalnızca 100 milisaniyelik gecikmeyle %95,45 doğruluk elde ettiklerini bildirmiştir. Bu çalışma, mobil cihazlarda düşük hesaplama yükü ile gerçek zamanlı çarpışma tespiti yapılabileceğini göstermiştir.

Bessa ve ark. [9], zamana bağlı veri setlerinde anlamlı aykırı ilişkilerin keşfi amacıyla geliştirdikleri PODS algoritmasında z-score temelli skorlamadan yararlanmıştır. Bu sistemde, farklı veri kümelerindeki aykırı gözlemler arasındaki ilişki, z-score kullanılarak açıklanabilmiş ve böylece

anomalilerin yalnızca tespiti değil aynı zamanda yorumlanması da sağlanmıştır.

Saleem ve ark. [10], z-score ve diğer yaygın yöntemleri (Tukey, SD, MAD) farklı dağılımlarda ve örneklem büyüklüklerinde karşılaştırmış ve özellikle normal dağılıma yakın büyük veri setlerinde z-score'un yüksek hassasiyet ve düşük yanlış alarm oranı sunduğunu belirtmiştir. Aynı zamanda modifiye edilmiş Z-score gibi varyasyonların simetrik olmayan dağılımlarda tercih edilebileceği vurgulanmıştır.

Santoyo-Ramón ve ark. [11], düşme tespiti sistemlerinin başarımında kullanıcıların bireysel özelliklerinin (yaş, cinsiyet, boy, kilo vb.) dikkate alınması gerektiğini ve kişiselleştirilmiş eşik değerleriyle çalışan z-score gibi yöntemlerin bu tür bireysel farklılıklara adapte edilebilirliği sayesinde daha güvenilir sonuçlar verdiğini belirtmiştir. Ayrıca, IMU sensörlerinden elde edilen verilerle çalışan sistemlerde vücut pozisyonu, sensör yerleşimi ve ani hareketlerin doğruluğunu artırmak için z-score temelli normalizasyonun özellikle ivmeölçer (accelerometer) ve jiroskop verileri gibi çok değişkenli zaman serisi sinyallerinde etkili olduğu tespit edilmiştir [11]. Farklı kullanıcı profilleriyle yapılan deneylerde bu tür istatistiksel yöntemlerin sistemin duyarlılığı ve özgüllüğünü olumlu etkilediği kaydedilmiştir.

Delahoz ve Labrador [12], düşme algılama ve önleme sistemlerine yönelik çalışmalarında, giyilebilir ve çevresel sensörlerin etkinliğini karşılaştırmalı olarak incelemiş; çeşitli makine öğrenmesi algoritmaları ile sensör kombinasyonlarının avantajlarını ve zorluklarını ortaya koymuştur.

Choon-Hian Goh ve ark. [13], MELoR veri seti üzerinde gerçekleştirdikleri çalışmada, yaşlı bireylerin düşme riskini sınıflandırmak amacıyla t-SNE ve k-means algoritmalarını birleştiren etkili bir kümeleme modeli geliştirmiştir. Z-score normalizasyonu ile işlenen veriler sonucunda dört farklı düşme riski grubu belirlenmiş ve yüksek risk grubundaki bireylerde %31 oranında düşme gözlemlenmiştir. Sistem, klinik karar destek amacıyla uygulanabilirliğiyle öne çıkmaktadır.

Bruno Monteiro Rocha Lima ve ark. [14], geliştirdikleri multimodal dokunsal sensör ile kalp atış hızını ölçmeye yönelik bir çalışma gerçekleştirmiştir. Çalışmada, dokunsal sensör verileri Robotic Operating System (ROS) aracılığıyla toplanmış ve Z-score tabanlı bir zirve (peak) tespit algoritması kullanılarak kalp atışları belirlenmiştir. Gerçekleştirilen deneylerde, sensörün elde ettiği kalp atış hızı verileri, ticari bir bilek tansiyon monitörü ile karşılaştırılmış ve %1,8 ile %7,5 arasında değişen küçük farklarla uyumlu sonuçlar elde edilmiştir. Bu durum, Z-score algoritmasının biyosinyal analizinde güvenilir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.

Verilen literatür özeti ışığında, bu çalışmada kullanılan z-score algoritması diğer yöntemlerle kıyaslanabilir doğrulukta [4, 8], yapısal değişimleri yakalamada etkili [5, 6], kayan pencere yaklaşımı ve az hesaplama yükü ile gerçek zamanlı uygulamalar için elverişli [7, 8], sunduğu yüksek hassasiyet ve düşük yanlış alarm [10] oranıyla kullanışlı bir karar destek mekanizması [9] olarak da kullanılabileceği kanıtlanmış bir yöntemdir. Bunlara ek olarak kullanıcıya özel uyarlamalı eşik değer oluşturulmasına izin veren bir yöntem olarak da diğer karar destek sistemlerine göre avantaj sağlamaktadır [11]. Sonuç olarak, mevcut literatürde z-score normalizasyonunun sadece geleneksel anomali tespiti uygulamalarında değil, aynı zamanda sensör tabanlı hareket izleme sistemlerinde, düşme ve çarpışma gibi yüksek riskli durumların tanılanmasında ve

kişiyi özel sistem tasarımlarında yüksek doğrulukla kullanılabildiği ortaya konulmuştur [12-14].

Bu çalışma kapsamında geliştirilen sistem, IMU ve tork sensörlerinden elde edilen veriler üzerinden çarpışma tespiti ve yön tayini yapabilen, z-score temelli istatistiksel yaklaşıma dayalı bir karar destek algoritması sunmaktadır. DeneySEL senaryolar üzerinden test edilen bu sistem, çarpışma anlarını ve yönlerini yüksek doğrulukla sınıflandırabilmekte, farklı birey profillerine göre dinamik eşik değerleriyle kişiselleştirilebilmektedir. Geliştirilen yapının, yürüteç kullanıcılarının güvenliğini artırmaya yönelik olarak hem anlık uyarı sistemlerine hem de fiziksel destek mekanizmalarına entegrasyonu hedeflenmektedir.

Bildirinin devamında, geliştirilen sistemin farklı çarpışma senaryolarında nasıl çalıştığı detaylandırılacak; yön tayini, anomali belirleme ve çarpışma algılama mekanizmaları açıklanacaktır. Üçüncü bölümde sistemin ürettiği genel sonuçlar, son bölümde ise tartışma ve geleceğe yönelik değerlendirmelere yer verilecektir.

2. Çarpışma Algılama ve Önleme

Çarpışma ve denge kaybı durumlarını tespit etmeye yönelik yapılan çalışmalarda iki temel yaklaşımın ön plana çıktığı görülmektedir. Eşik tabanlı yöntemler ve makine öğrenmesi tabanlı algoritmalar [15]. Eşik tabanlı teknikler, uygulama kolaylığı ve düşük hesaplama gereksinimi nedeniyle gerçek zamanlı sistemlerde sıklıkla tercih edilmektedir. Bu yöntemler, sensör verileri üzerinde tanımlı belirli eşiklerin aşılması durumunda çarpışma veya dengesizlik gibi olayları tespit etme prensibine dayanır. Ancak, bu tekniklerde gözlemlenen en büyük dezavantajlardan biri, yanlış alarmlardır. Bu yanlış pozitif durumlar, kullanıcıyı gereksiz yere uyararak yürüme konforunu bozabilir ve sistemin güvenilirliğini azaltabilir.

Diğer yandan, makine öğrenmesi tabanlı yöntemler daha sofistike yapılarıyla daha yüksek doğruluk oranlarına ulaşabilmektedir. Sensör verilerinden çıkarılan çok boyutlu öznitelikler üzerinden sınıflandırma veya tahmin gerçekleştiren bu modeller, düşme ya da çarpışma anlarını daha hassas şekilde belirleyebilir. Ancak, bu yöntemlerin gerçek zamanlı sistemlerde kullanımı, yüksek işlem gücü ve düşük gecikme gereksinimleri nedeniyle zorluk yaratabilmektedir. Bu nedenle günümüzde yaygın eğilim, eşik tabanlı yaklaşımlar ile makine öğrenmesi yöntemlerinin hibrit olarak kullanılması yönündedir. Bu sayede hem sistemin karar doğruluğu artırılmakta hem de işlem yükü dengelenmektedir.

Mevcut literatürde, düşme veya çarpışma tespiti üzerine çok sayıda algoritma önerilmiş olmasına rağmen, bu olayları önlemeye yönelik proaktif yaklaşımlar oldukça sınırlıdır [16]. Bu kapsamda örnek gösterilebilecek sistemlerden biri olan "Baston Robot" kullanıcının yürüme niyetini ve yönelimini tahmin etmeye dayalı bir kontrol mekanizması sunmakta; aynı zamanda düşme algılama ve sınırlı ölçüde önleme işlevi gerçekleştirmektedir [17]. Ancak bu tür cihazların küçük boyutlu ve hafif olmaları, dış müdahalelere karşı stabilitelerini azaltarak çarpışma anında etkisiz kalmalarına neden olmaktadır.

Bu çalışmada önerilen sistemde, Şekil 1'de gösterilen yürüteç üzerine yerleştirilen IMU ve tork sensörlerinden elde edilen veriler (Şekil 2), farklı acil durum örüntülerini ayırt edebilmek amacıyla kullanılmaktadır. Amaç, yalnızca çarpışmayı tespit etmek değil, aynı zamanda bu çarpışmanın yönünü ve olası dengesizlik riskini en erken aşamada

kestirmektir. Geliştirilen algoritma, bireyin düz yürüyüş esnasındaki normal sensör örüntüsünü referans olarak almakta ve bu örüntüden sapmaları anomali olarak değerlendirmektedir. Z-score temelli bu eşik yaklaşımı, sistemin hem kişiye özel kalibrasyonla çalışmasına hem de düşük işlem maliyetiyle hızlı kararlar vermesine olanak tanımaktadır [11].

Proje kapsamında çarpışma algılama sistemine iki temel karar yapısı entegre edilmiştir. Birincisi, bireyin normal yürüyüş paterninin öğrenilmesi ve bu örüntünün dışındaki davranışların anomali kabul edilmesidir. İkinci ise, çarpışma sırasında sensör verilerinde gözlemlenen karakteristik ani değişimlerin belirlenerek yön tayinini mümkün kılacak şekilde sınır değerlerin tanımlanmasıdır. Bu çift yönlü karar yapısı sayesinde, sistem sadece bir olay algılamakla kalmayıp olayın niteliğini (yön, şiddet, süre vb.) de belirleyebilmektedir. Bu da çarpışmalara karşı daha etkili bir erken uyarı ve potansiyel önleme mekanizması oluşturulmasına zemin hazırlamaktadır.

2.1. Katılımcı Profili

Bu çalışmada toplam yedi sağlıklı genç gönüllü denek yer almıştır. Tablo 1'de verilen bilgilere göre deneklerin yaşları 22.5 ± 2.5 şeklinde, boyları ve kiloları sırasıyla 177.5 ± 10.5 cm ve 76 ± 14 kg şeklinde bulunmuştur. Deneklerden sadece birinin baskın eli sol eldir, bu durum, yürüteç ile temas sırasında taraflılık (örneğin çarpışma durumunda hangi kola daha fazla yük bineceği) gibi değişkenlerin değerlendirilmesi açısından önem taşımaktadır. Genel olarak katılımcı grubunun genç, sağlıklı ve dengeli bir profil sunması, algoritmanın temel çarpışma ve yön tayin fonksiyonlarının standardize edilmesi açısından uygun bir örneklem oluşturmuştur. Bununla birlikte, ileri çalışmalar kapsamında farklı yaş grupları ve fiziksel özelliklerdeki bireylerle testlerin genişletilmesi planlanmaktadır.

Tablo 1: Deneklere Ait Bilgiler

	Yaş	Boy (cm)	Kilo (kg)	Baskın el	Eşik Değer
Denek 1	22	186	76	Sağ	5.35
Denek 2	25	167	70	Sağ	5.21
Denek 3	22	188	90	Sağ	5.88
Denek 4	22	174	85	Sağ	4.35
Denek 5	20	180	62	Sağ	4.96
Denek 6	20	176	80	Sol	4.45
Denek 7	20	176	87	Sağ	4.95

2.2. Yapılan Deney ve Geliştirilen Algoritma

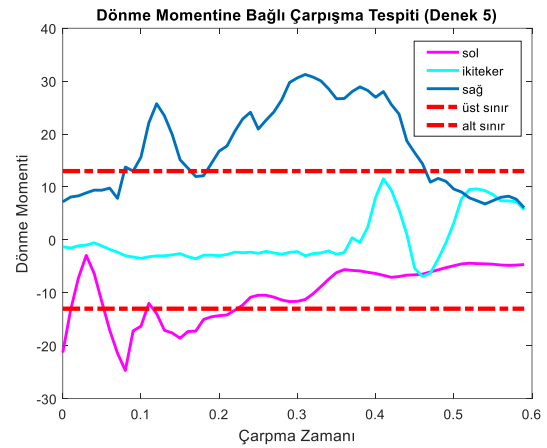
Deneklerin her biri, dört farklı deney senaryosu kapsamında test edilmiştir. Bu senaryolar; (1) düz yürüyüş (referans durum), (2) yürütecin yalnızca sol tekerle bir engele çarpması, (3) yalnızca sağ tekerle çarpması ve (4) her iki tekerle eşzamanlı çarpma şeklinde tanımlanmıştır. Bu senaryolar sayesinde hem çarpışma

olaylarının tespiti hem de çarpışma yönünün (sol, sağ, direkt) belirlenmesi amaçlanmıştır.

Her bir denek, her senaryoyu 10 tekrar halinde gerçekleştirmiştir. Böylece deney boyunca her bireyden 40, toplamda 280 farklı veri seti elde edilmiştir. Kaydedilen her veri seti üzerinde kayan pencereleme yöntemi uygulanarak 20 ile 50 örnek arasında değişen aralıklarda dinamik zaman pencereleri oluşturulmuştur. Bu pencereler üzerinden sırasıyla ortalama (mean), standart sapma (std), sinyal genlik aralığı (range) ve sinyalin frekans bileşenlerini temsil eden hızlı Fourier dönüşümünün (FFT) ilk katsayısı çıkarılmıştır. Elde edilen her özellik, ilgili özelliğin z-score değeriyle normalize edilmiştir. Z-score değeri, her bir pencerenin kendi veri kümesinin ortalamasına ve standart sapmasına göre ne kadar istatistiksel olarak farklılaştığını belirlemek amacıyla kullanılmıştır.

Her özellik için ayrı ayrı hesaplanan z-score değerleri, Öklid normu yöntemiyle birleştirilmiş ve böylece tüm özellikleri kapsayan birleşik bir anomali skoru oluşturulmuştur. Bu birleşik z-score değeri, bireyin düz yürüyüş sırasında ortaya çıkan maksimum değerine göre karşılaştırılmış ve bu eşik değeri aşıldığında çarpışma meydana geldiği varsayılmıştır (Tablo 1 sağ sütun).

Çarpışma tespitinden sonra model, çarpışma yönünü tespit etmek üzere çarpışma anındaki dönme momentine göre Şekil 2'de gösterildiği gibi sınıflandırma yapmaktadır.



Şekil 1: Dönme Momenti verilerine uygulanan Z-score tabanlı anomali skorlarının zaman eksenindeki dağılımı.

Çarpışma anını içeren yaklaşık 0.5 saniyelik zaman penceresi içerisindeki dönme momentine göre Uygulanan eşikleme şu şekildedir:

- Kanal değeri -13 'ten küçükse: Soldan çarpma
- Kanal değeri $+13$ 'ten büyükse: Sağdan çarpma
- Diğer durumlarda: Doğrudan çarpma

Sistem bu yön tayini ile, her veri sınıfının (solteker, sağteker, ikiteker, düz) karşılık geldiği çarpışma tipine göre doğru tahmin yapıp yapılmadığını kontrol etmiştir. Yön tahminiyle birlikte başarı ölçümleri (doğru tespit, yanlış yön tahmini, tespit edilemeyen çarpışma, çarpışmasız düz yürüyüş doğruluğu) ayrıntılı olarak analiz edilmiştir.

Her iki sensör verisinin eş zamanlı ve gerçek zamanlı analizi, yalnızca çarpışmanın tespitiyle sınırlı kalmayıp, aynı zamanda çarpışma yönünün de yüksek doğrulukta belirlenmesini sağlamaktadır. Sistem, bu bilgiler ışığında kullanıcıyı bilgilendirme, ilerleyişi durdurma veya statik destek ayağını devreye sokma gibi önleyici eylemleri gerçekleştirebilecek potansiyele sahiptir.

Çalışmada, sağ, sol, iki teker çarpma ve düz yürüyüş senaryoları her denek için 10 tekrar üzerinden modellenmiş; çarpışma anları, yön tespiti doğruluğu ve sistemin kararlılığı istatistiksel olarak değerlendirilmiştir. Yürüteç kullanıcılarında, sağ veya sol tekerin bir engele temasıyla oluşan çarpışmalar, kullanıcının bir tarafa istemsizce yük bindirmesine ve buna bağlı olarak denge kaybına, yürüyüş örüntüsünde bozulmalara ve yana düşmeye neden olabilmektedir. İki tekerin eşzamanlı olarak engele teması, yürüteç kullanıcılarında öne doğru denge kaybı ile sonuçlanabilecek kritik bir senaryodur. Bu çarpışma tipi genellikle doğrudan ileri yönde gerçekleşen simetrik çarpışmalar sonucu ortaya çıkmakta ve kullanıcıyı ani bir öne eğilme hareketine zorlamaktadır. Yürütecin engeli aşması öne yuvarlanma veya kullanıcının yürüteçle beraber devrilmesi olası düşme senaryolarıdır. Düz yürüme senaryosu, çarpışma tespit algoritmasının referans durumunu oluşturmaktadır. Kullanıcının herhangi bir engelle karşılaşmadan doğal yürüme örüntüsünü sergilediği bu durum hem bireysel eşik değerlerinin belirlenmesinde hem de sistemin yanlış pozitif üretme eğiliminin değerlendirilmesinde kritik rol oynamaktadır. Z-score algoritması tarafından her bireyin düz yürüme sırasındaki maksimum birleşik skor değeri kişisel eşik olarak belirlenmiş ve daha sonra çarpışma senaryolarında bu eşiklerin aşılması durumunda “anormal olay” tanımı yapılmıştır. Bu, sistemin kişiselleştirilmiş karar verme yeteneğini güçlendirmiştir. Geliştirilen modelde çarpışma tespit için kullanılan kişiye uyarlı çarpma tespit eşiği nedeniyle yanlış pozitif oranı sıfırlanmış, çarpışma yönü tespitinde kullanılan ortak eşik nedeniyle çarpışma yönü belirlemede hatalar oluşmaktadır.

3. Sonuçlar

Bu çalışma kapsamında geliştirilen çarpışma tespit algoritmasının doğruluk ve yön tayini başarımları, yapılan Monte Carlo simülasyonu sonuçlarıyla istatistiksel olarak değerlendirilmiştir. Tablo 2’de gösterilen sınıflandırma sonuçlarına göre, sistemin çarpışmaları tanımlama kapasitesi genel anlamda yüksek olmakla birlikte, bazı sınıflar arası karışmaların yaşandığı da gözlemlenmiştir.

Tablo 2: Toplamlar üzerinden % değer

		Tahmin			
		Soldan Çarpma	Sağdan Çarpma	Direkt Çarpma	Çarpma Yok
Gerçek	SolTeker	75,65	0	8,12	16,24
	SağTeker	0	75,97	5,58	18,45
	İkiTeker	6,8	1,6	85,2	6,4
	Düz	0	0	0	100

Özellikle iki tekerlekle aynı anda gerçekleşen çarpışma senaryolarında sistem, %85,2 oranında doğru sınıflandırma yaparak en yüksek doğruluğa ulaşmıştır. Bu sonuç, her iki tekerde eşzamanlı tork ve ivme artışının sensörlerce daha net ayrıştırılabilmesiyle ilişkilidir.

Sol ve sağ teker yönlü çarpışmalarda ise doğruluk oranları sırasıyla %75,65 ve %75,97 şeklinde bulunmuştur. Sol teker ile çarpma %16,24 oranında, sağ teker ile çarpma %18,45 oranında düz yürüme ile karıştırılmıştır. Bu durum, tek taraflı çarpışmalarda ortaya çıkan sensör tepkilerinin bazı durumlarda düz yürüme sırasında oluşabilecek doğal sapmalarla benzerlik göstermesinden kaynaklanıyor olabilir. Ayrıca, her iki senaryoda da sırasıyla %8,12 ve %5,58 civarında “direkt çarpma” olarak yanlış sınıflandırmalar yapılması, çarpışma yönü tayininde sistemin daha hassas eşikleme veya öznetelik ayrıştırmasına ihtiyaç duyduğunu göstermektedir. Düz yürüyüş sınıfının %100 başarı ile doğru şekilde “çarpma yok” olarak sınıflandırılması ise sistemin yanlış pozitif üretmemesi açısından son derece olumlu bir çıktıdır. Bu sonuç, z-score temelli eşik yapısının, bireylerin normal yürüyüş örüntülerini güvenilir şekilde referans olarak sapmaları ayırt edebildiğini göstermektedir.

4. Tartışma ve Gelecek Çalışmalar

Tablo 2’de verilen toplam 280 veri setinin rastgele sınanmasına dayalı Monte Carlo simülasyonu sonuçları, normal dağılımı çok bozan Denek 2’nin değerleri dışlandığında, sistemin genel doğruluğunda artış olduğu gözlemlenmektedir. Tablo 3’de Sol teker çarpması %83,26 oranında, sağ teker çarpması ise %82,68 oranında başarıyla sınıflandırılmıştır. Aynı şekilde iki teker çarpma oranı da %91,5’e ulaşmıştır.

Tablo 3: Denek 2 hariç iken istatistik(1000 rastgele veri)

		Tahmin			
		Soldan Çarpma	Sağdan Çarpma	Direkt Çarpma	Çarpma Yok
Gerçek	SolTeker	83,26	0	10,88	5,86
	SağTeker	0	82,68	3,54	13,78
	İkiTeker	4,05	3,24	91,5	1,21
	Düz	0	0	0	100

Denek 2 sistem için istisnai bir kullanıcı profilidir, bu denek için sol teker çarpmalarının tamamında çarpma tespit edilememiş, sağ teker çarpmalarında tüm denemelerin sadece %28,7’si çarpma olarak belirlenmiş ve onların da tamamının yönü yanlış tahmin edilmiştir. İki teker ile çarpmanın ise ancak %57,14’ü çarpma olarak belirlenebilmiştir, diğer denekler için bu çarpma tipi neredeyse %100 oranında doğru tespit edilmiştir.

Bu Denek 2 örneği bireysel varyansın algoritmanın başarısını etkileyebileceğini göstermektedir. Bu sonuçlar, sistemin kesin kararlılığını değerlendirmek için bazı metodolojik sınırlamaların da göz önünde bulundurulması gerektiğini ortaya koymuştur. Çalışma kapsamında kullanılan denekler, ağırlıklı olarak proje ekibinde yer alan genç ve sağlıklı bireylerden oluşmakta olup, gerçek kullanıcı profiline (yaşlı bireyler, denge bozukluğu olan hastalar vb.) tam olarak uymamaktadır. Deneklerin hem test senaryolarına aşina olması

hem de kontrollü koşullarda deneylerin yürütülmesi, sistemin gerçek kullanım senaryolarındaki başarımını temsil etmede sınırlı kalabilir. Bu nedenle, geliştirilen algoritmanın daha geniş kullanıcı profilleri ile ve gerçek yaşam koşullarını yansıtan deney ortamlarında yeniden değerlendirilmesi gerekmektedir. Sistemin karar yapısı temel olarak z-score tabanlı eşik değer yaklaşımı ile çalışmakta ve düşük işlem yükü sayesinde gerçek zamanlı uygulamalara uygundur. Ancak elde edilen tablolardan da görüldüğü gibi, bazı durumlarda yalnızca eşik değeri temelli karar yapılarının yetersiz kaldığı gözlemlenmiştir. Özellikle yön tayininin zorlaştığı anlarda ya da bireyin beklenmedik bir örüntü ile çarpışmaya neden olduğu senaryolarda, makine öğrenmesi algoritmalarının destekleyici rol üstlenmesi gerektiği ortaya çıkmıştır. Bu nedenle, eşik tabanlı sistemler ile az hesaplama yükü içeren makine öğrenmesi modellerinin hibrit biçimde entegre edilmesi gerektiği sonucuna ulaşılmıştır.

Sonuç olarak, bu çalışma kapsamında geliştirilen sistem yalnızca akademik düzeyde bir model önerisi değil, aynı zamanda yaşlı bireylerin mobilitesinin güvenliğini artırmaya yönelik uygulanabilir bir çarpışma algılama çözümüdür. Gerçek zamanlı çalışabilen, düşük işlem yüküne sahip ve sensör verisine dayalı dinamik eşik değerleriyle kişiselleştirilebilen bu yapı, yaşlı sağlığına katkı sağlayabilecek önemli bir teknolojik yaklaşımdır. Ancak çarpışma ve düşme algılama konusu hâlen karmaşık bir mühendislik ve biyomekanik problem olarak önemini korumakta ve ileri çalışmalara ihtiyaç duymaktadır.

Kaynakça

- [1] Y. Hirata, S. Komatsuda, and K. Kosuge, "Fall prevention control of passive intelligent walker based on human model," in *2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*, 2008, pp. 1222-1228.
- [2] S. Irgenfried and H. Wörn, "Motion Control and Fall Prevention for an Active Walker Mobility Aid," in *New Advances in Mechanisms, Transmissions and Applications*, Dordrecht, 2014, pp. 157-164: Springer Netherlands.
- [3] A. Pereira, N. F. Ribeiro, and C. P. Santos, "A Survey of Fall Prevention Systems Implemented on Smart Walkers," in *2019 IEEE 6th Portuguese Meeting on Bioengineering (ENBENG)*, 2019, pp. 1-4.
- [4] M. Fayad, M.-Y. Hachani, A. Mostefaoui, M. A. Merzoug, I. Lajoie, and R. Yahiaoui, "Impact of Feature Normalization on Machine Learning-Based Human Fall Detection," *Cham*, 2024, pp. 147-161: Springer Nature Switzerland.
- [5] A. Chandak, N. Chaturvedi, and Dhiraj, "Machine-Learning-Based Human Fall Detection Using Contact- and Noncontact-Based Sensors," (in eng), *Comput Intell Neurosci*, vol. 2022, p. 9626170, 2022.
- [6] S. S. Jeong, N. H. Kim, and Y. S. Yu, "Fall Detection System Based on Simple Threshold Method and Long Short-Term Memory: Comparison with Hidden Markov Model and Extraction of Optimal Parameters," *Applied Sciences*, vol. 12, no. 21, p. 11031, 2022.
- [7] T. Tanaka, I. Nambu, Y. Maruyama, and Y. Wada, "Sliding-Window Normalization to Improve the Performance of Machine-Learning Models for Real-Time Motion Prediction Using Electromyography," *Sensors*, vol. 22, no. 13, p. 5005, 2022.
- [8] I. Vasconcelos, R. O. Vasconcelos, B. Olivieri, M. Roriz, M. Endler, and M. C. Junior, "Smartphone-based outlier detection: a complex event processing approach for driving behavior detection," *Journal of Internet Services and Applications*, vol. 8, no. 1, p. 13, 2017/09/26 2017.
- [9] A. Bessa, J. Freire, T. Dasu, and D. Srivastava, "Effective Discovery of Meaningful Outlier Relationships," *ACM/IMS Trans. Data Sci.*, vol. 1, no. 2, p. Article 12, 2020.
- [10] S. Saleem, M. Aslam, and M. R. Shaukat, "A review and empirical comparison of univariate outlier detection methods," (in eng), *Pakistan Journal of Statistics*, vol. 37, no. 4, pp. 447-462, 2021.
- [11] J. A. Santoyo-Ramón, E. Casilari-Pérez, and J. M. Cano-García, "A study on the impact of the users' characteristics on the performance of wearable fall detection systems," *Scientific Reports*, vol. 11, no. 1, p. 23011, 2021/11/26 2021.
- [12] Y. S. Delahoz and M. A. Labrador, "Survey on Fall Detection and Fall Prevention Using Wearable and External Sensors," *Sensors*, vol. 14, no. 10, pp. 19806-19842, 2014.
- [13] C. H. Goh, K. K. Wong, M. P. Tan, S. C. Ng, Y. D. Chuah, and B. H. Kwan, "Development of an effective clustering algorithm for older fallers," (in eng), *PLoS One*, vol. 17, no. 11, p. e0277966, 2022.
- [14] B. Monteiro Rocha Lima, L. Sampaio, T. E. Alves de Oliveira, V. Fonseca, and E. Petriu, *Heart Rate Detection Using a Multimodal Tactile Sensor and a Z-score Based Peak Detection Algorithm*. 2019.
- [15] I. Pang, Y. Okubo, D. Sturnieks, S. R. Lord, and M. A. Brodie, "Detection of Near Falls Using Wearable Devices: A Systematic Review," (in eng), *J Geriatr Phys Ther*, vol. 42, no. 1, pp. 48-56, Jan/Mar 2019.
- [16] R. Igual, C. Medrano, and I. Plaza, "Challenges, issues and trends in fall detection systems," *BioMedical Engineering OnLine*, vol. 12, no. 1, p. 66, 2013/07/06 2013.
- [17] P. Di et al., "Fall Detection and Prevention Control Using Walking-Aid Cane Robot," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 21, no. 2, pp. 625-637, 2016.

IoT Tabanlı Döner Kanat Motor-Pervane Sistemleri İçin Uzaktan Erişimli Deney Platformu Tasarımı

Design of a Remote-Accessible IoT-Based Experimental Platform for Rotary-Wing Motor-Propeller Systems

*Meryem Şeyda Dinç¹, Kübra İrem Baycan¹, Furkan Birişik¹
Nisa Tat¹, Abdussamed Uysal¹, Ömer Faruk Korkmaz¹
Murat Aydın¹, Fethi Candan²*

¹Uçak Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi, Kayseri

{[@1140110480](mailto:1140110480), [@1140110423](mailto:1140110423), [@1140110473](mailto:1140110473), [@1140110472](mailto:1140110472), [@1140110445](mailto:1140110445), [@1140110470](mailto:1140110470), aydin.j@erciyes.edu.tr}

²Yapay Zeka ve Veri Mühendisliği Bölümü
Ankara Üniversitesi, Ankara
fethicandan@ankara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, döner kanatlı hava araçlarının motor-pervane sistemlerinin gerçek zamanlı analizine olanak tanıyan IoT (Internet of Things) tabanlı bir deney platformunun tasarım ve uygulanmasını sunmaktadır. Sistem, entegre sensörler ve gömülü mikrodenetleyiciler aracılığıyla uzaktan erişim ve veri toplama imkânı sağlar. Hava akışı, sıcaklık, basınç ve titreşim gibi değişkenler sürekli izlenip bulut tabanlı bir veri tabanına aktarılır. Scilab/Xcos yazılımı ile sistem uzaktan görselleştirilebilir, simüle edilebilir ve optimize edilebilir. Platform, dinamik motor hızı kontrolü için PID (Proportional Integral Derivative) algoritmalarını içermekte ve Lab 4.0 yaklaşımıyla uyumlu uygulamalı bir öğrenme ortamı sunmaktadır. Bu proje, farklı koşullar altında döner kanatlı itki sistemlerinin test edilmesini sağlayan esnek, ölçeklenebilir ve düşük maliyetli bir çözüm sunarak kontrol ve otomasyon alanında akademik ve endüstriyel çalışmalara katkı sağlamaktadır.

Abstract

This study presents the design and implementation of an IoT (Internet of Things) based experimental platform enabling real-time analysis of motor-propeller systems used in rotary-wing aerial vehicles. The system allows remote access and data acquisition through integrated sensors and embedded microcontrollers. Key variables such as airflow, temperature, pressure, and vibration are continuously monitored and transmitted to a cloud-based database. Using Scilab/Xcos, the system can be remotely visualized, simulated, and optimized. The platform includes PID (Proportional Integral Derivative) control algorithms for dynamic motor speed regulation and offers a hands-on learning environment aligned with the Lab 4.0 framework. This project provides a flexible, scalable, and cost-effective solution for testing and optimizing rotary-wing propulsion systems under different conditions. It supports

academic research and industrial applications in the field of control and automation.

1. Giriş

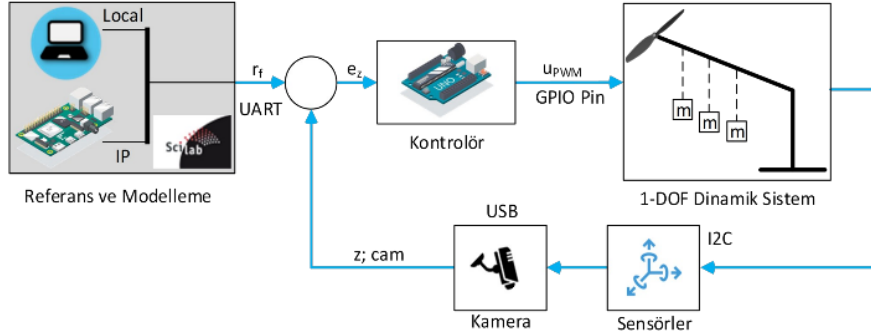
Laboratuvar çalışmaları, mühendislik eğitiminde öğrencilerin öğrenme sürecine aktif katılımını sağlayan kritik bir unsurdur. Ancak, geleneksel laboratuvar uygulamaları fiziksel erişim sınırlamaları, çalışma saatleri kısıtları ve ekipman eksiklikleri nedeniyle bazı zorluklar taşımaktadır. Özellikle havacılık ve uzay mühendisliği alanında, döner kanat sistemlerinin aerodinamik ve dinamik özelliklerinin incelenmesi amacıyla yapılan deneylerin daha verimli, erişilebilir ve kapsamlı hale getirilmesi gerekmektedir. Bu bağlamda, Laboratuvar 4.0 yaklaşımı; Internet of Things (IoT), bulut bilişim, sensör ağları ve yapay zekâ destekli analizler gibi modern teknolojileri kullanarak laboratuvar deneyimlerini dijitalleştirmeyi hedeflemektedir [1], [3]. Böylece, kullanıcılar zamandan ve mekândan bağımsız olarak deneylere erişim sağlayabilmekte ve uzaktan kontrol edilebilen sistemlerle gerçek zamanlı veri analizleri yapabilmektedir.

Bu proje, döner kanat sistemlerinin motor-pervane performanslarını analiz etmek, kontrol algoritmalarını test etmek ve gerçek zamanlı veri toplamak için IoT (Internet of Things) tabanlı, sensör destekli ve uzaktan erişime açık bir deney platformu geliştirmeyi amaçlamaktadır. Sistem, hava akış hızı, sıcaklık, basınç ve titreşim gibi kritik parametreleri sürekli ölçerek verileri bulut ortamına aktaracaktır. Bu sayede kullanıcılar farklı çalışma senaryolarını uzaktan yönetip analiz edebilecek, sistem performansını optimize edebilecektir. Proje, özellikle farklı yük ve çevresel koşullar altında PID (Proportional Integral Derivative) kontrol algoritmalarının etkinliğini değerlendirerek motor-pervane sistemlerinin verimliliğini ve güvenilirliğini artırmaya yönelik kapsamlı testler gerçekleştirecektir.

Şekil 1’de sunulan akış diyagramı, döner kanat sistemlerinin dinamik davranışlarını incelemek üzere geliştirilmiş tek

serbestlik dereceli (1-DOF (Degree Of Freedom)) deney düzeneğini göstermektedir. Sistem, Scilab ortamında yapılan referans ve modelleme işlemlerinden sonra UART (Universal Asynchronous Receiver/Transmitter) protokolü aracılığıyla kontrolöre veri gönderir. Kontrolör, motoru PWM (Pulse Width

Modulation) sinyalleri ile sürerek dinamik etkileşimleri sağlar. Potansiyometre ve diğer sensörlerden alınan açısal pozisyon ve ivme verileri, kapalı döngü kontrol sistemine geri besleme olarak aktarılır. Ayrıca, kamera sistemi sayesinde deney görsel olarak takip edilebilir ve doğrulanabilir.



Şekil 1. Planlanan sistemin çalışma sistemi ve süreç blokları

Mekanik tasarımda, değişken yük pozisyonlarına uyum sağlayan esnek bir yapı oluşturularak çoklu test senaryolarının uygulanması mümkün kılınmıştır. Elektronik bileşenler kapsamında ise mikrodenetleyiciler, Raspberry Pi ve Arduino entegrasyonu ile veri toplama, işleme ve görselleştirme süreçleri optimize edilmiştir. Sistem, uzaktan erişim ve otomasyon yetenekleri sayesinde kullanıcıların fiziksel laboratuvar sınırlarını aşarak deneyleri yönetmesine olanak tanımaktadır. Yapay zekâ destekli analiz ve gerçek zamanlı izleme ile deney sonuçlarının anlık değerlendirilmesi sağlanarak performans iyileştirmeleri ve eğitim süreçlerinin kişiselleştirilmesi mümkün hale gelmiştir.

Bu platform, havacılık ve uzay mühendisliği alanlarında eğitim ve araştırma için yenilikçi, interaktif ve modüler bir deney ortamı sunmakta; aynı zamanda kontrol sistemleri, robotik ve IoT (Internet of Things) tabanlı veri toplama uygulamalarında da referans teşkil etmektedir.



Şekil 2. Deney düzeneğinde kullanılan donanımlar

2. Literatür Taraması

Endüstri 4.0 ve Laboratuvar 4.0 yaklaşımları, geleneksel mühendislik laboratuvarlarının dijitalleşmesi ve uzaktan erişim yetenekleri kazanması yönünde önemli adımlar atılmasını sağlamaktadır. [1], [2] Özellikle havacılık ve uzay mühendisliği alanında motor-pervane sistemlerinin performans testleri için fiziksel laboratuvarların kısıtlılığı, uzaktan erişimli ve IoT

(Internet of Things) tabanlı platformlara olan ihtiyacı artırmıştır [1], [2].

Kans ve arkadaşları [1], bakım ve performans analizine yönelik Maintenance 4.0 tabanlı deney setleri geliştirerek, uzaktan erişimin güvenilir ve düşük maliyetli çözümler sunabileceğini göstermiştir. Chowdhury ve arkadaşlarının [2] çalışmasında, uzaktan erişimli laboratuvarların mühendislik eğitiminde etkileşimi ve öğrenme verimliliğini önemli ölçüde artırdığı gösterilmiştir.

Son yıllarda yapılan çalışmalar, sensör ağları ve mikrodenetleyici tabanlı uzaktan veri toplama sistemlerinin motor ve pervane performans testlerinde etkin olarak kullanılabildiğini göstermektedir [3], [4]. Gomes ve Bogosyan [3] modern mühendislik laboratuvarlarında uzaktan izleme ve kontrol teknolojilerinin yaygınlaşmasını vurgulamaktadır. IoT (Internet of Things) tabanlı test platformları, özellikle PID (Proportional Integral Derivative) gibi kapalı çevrim kontrol algoritmalarının uygulanması, farklı yük koşullarında dinamik motor-pervane davranışlarının gözlemlenmesi ve enerji verimliliğinin artırılması açısından güçlü bir altyapı sunmaktadır [5].

Ayrıca, Scilab/Xcos gibi açık kaynaklı yazılımların kontrol ve simülasyon uygulamalarında kullanılabilirliği, bütçe kısıtları olan akademik kurumlar için önemli bir avantaj olarak öne çıkmaktadır [6].

Motor-pervane sistemleri için uzaktan erişim platformları üzerine yapılan araştırmalar, özellikle gerçek zamanlı veri analizi ve bulut tabanlı kontrol mimarilerinin ön plana çıktığını göstermektedir. Garcia-Loro ve arkadaşları [7], Laboratuvar 4.0 konsepti kapsamında IoT (Internet of Things) tabanlı laboratuvarların ölçeklenebilirliğini ve esnekliğini ortaya koymuştur.

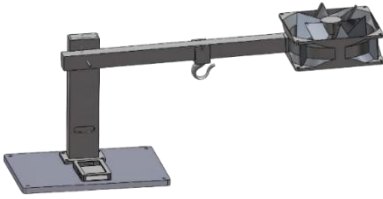
Bu çalışmalar ışığında, geliştirilen IoT (Internet of Things) tabanlı döner kanat motor-pervane platformu; gerçek zamanlı veri toplama, PID (Proportional Integral Derivative) tabanlı

kontrol ve uzaktan izleme özellikleriyle mevcut literatürdeki teknolojik eğilimleri takip etmekte ve laboratuvar 4.0 vizyonuna uygun modern bir çözüm sunmaktadır.

Döner kanat sistemleri üzerine geleneksel laboratuvar deneyleri, fiziksel erişim gerekliliği, zaman ve mekân kısıtlamaları ile sınırlı ekipman nedeniyle yeterince etkin yürütülememektedir. Özellikle döner kanatlı insansız hava araçlarının (İHA) motor-pervane dinamikleri, kontrol algoritmaları ve çevresel etkilerinin hassas analizi mevcut altyapılarla güçleşmektedir. Ayrıca, öğrenciler ve araştırmacıların deneylere uzaktan erişememesi, eğitim ve araştırma süreçlerinde kısıtlamalara yol açmaktadır. Bu ihtiyaçlar doğrultusunda, esnek, gerçek zamanlı veri toplayabilen ve IoT (Internet of Things) teknolojileriyle entegre, uzaktan erişime olanak tanıyan modern bir deney platformuna gereksinim ortaya çıkmıştır. Geliştirilecek bu sistem; motor-pervane optimizasyonu, farklı yük ve çevresel koşulların etkilerinin detaylı incelenmesine olanak sağlarken, eğitim ve endüstriyel uygulamalarda kapsamlı ve erişilebilir test ortamları sunacaktır.

4. Materyal ve Yöntem

Bu çalışma, döner kanat motor-pervane sistemlerinin dinamik analizini gerçekleştirmek amacıyla IoT(Internet of Things) tabanlı fiziksel bir deney düzeneği ile Scilab/Xcos simülasyon ortamını entegre eden bir yöntem sunmaktadır. Sistem; mikrodenetleyici (Arduino), potansiyometre, BLDC motor, ESC ve bulut tabanlı veri aktarım altyapısından oluşmaktadır.



Şekil 3. Tasarlanan 1-DOF (Degree Of Freedom) Deney Kiti

4.1. Deney Düzeneği ve Sistem Yapısı

Şekil 3'te gösterilen 1-DOF (Degree Of Freedom) deney düzeneği, motor-pervane etkileşimlerinin gözlemlenmesine ve farklı kontrol algoritmalarının uygulanmasına olanak sağlamaktadır. Açısal konum, potansiyometre ile ölçülmekte; motor ise ESC üzerinden PWM (Pulse Width Modulation) sinyalleriyle sürülmektedir. Kol ucuna farklı ağırlıklar eklenerek sistemin tork üretimi ve kararlılığı test edilmiştir. Ayrıca IoT altyapısı sayesinde deney verileri bulut tabanlı sistemlere aktarılmıştır.

Geri beslemeli PID (Proportional Integral Derivative) kontrol algoritması, potansiyometre verisi ile hedef değer arasındaki farkı hesaplayarak uygun PWM sinyali üretmektedir [8],[15]. Bunun yanı sıra sistem, çevresel sensörler yardımıyla ek veriler toplayarak performans değerlendirmelerini desteklemektedir.

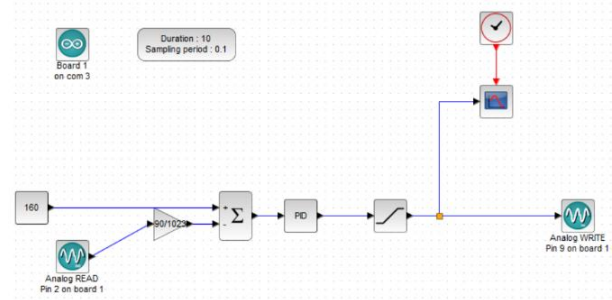
4.2. Scilab/Xcos Ortamına Veri Aktarımı

Deney düzeneğinden elde edilen ölçümler Arduino aracılığıyla Scilab/Xcos ortamına aktarılmıştır. Potansiyometre sinyali Arduino'nun analog girişinden okunmuş ve "Analog READ" bloğu ile Xcos modeline dahil edilmiştir. Xcos üzerinde

üretilen PWM sinyali ise "Digital WRITE" bloğu üzerinden Arduino'nun dijital çıkışına iletilerek motorun sürülmesi sağlanmıştır. Bu yapı sayesinde sistemden alınan geri besleme verileri ve üretilen kontrol sinyalleri Xcos ortamında gerçek zamanlı olarak işlenmiş ve görselleştirilmiştir.

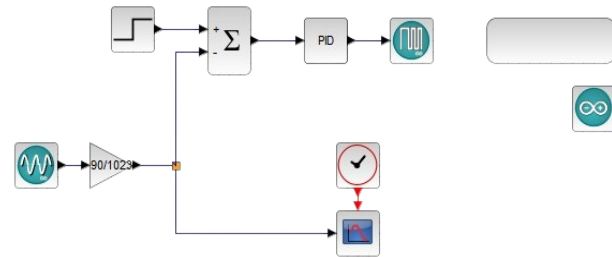
4.3. Simülasyon Altyapısı

Geliştirilen sistemin kontrol algoritmalarının doğrulanması ve analiz edilmesi amacıyla, Scilab/Xcos yazılımı kullanılarak bir dijital simülasyon modeli oluşturulmuştur. Bu model, fiziksel deney düzeneğinin motor-pervane sisteminin davranışlarını blok diyagram düzeyinde analiz etme imkânı sunmaktadır.



Şekil 4. Xcos ortamında oluşturulan PWM (Pulse Width Modulation) sinyali gönderimi ve geri besleme ölçümü diyagramı

Şekil 4'te gösterilen blok diyagramda, potansiyometre ile ölçülen açısal konum verisi analog sinyal olarak Arduino'nun analog giriş pinine (A0) iletilmekte ve "Analog READ" bloğu ile Xcos ortamına aktarılmaktadır. PWM (Pulse Width Modulation) sinyali ise "Pulse" bloğu ile üretilmekte ve "Digital WRITE" bloğu aracılığıyla Arduino'nun dijital çıkış pinine (D9) gönderilerek motorun sürülmesi sağlanmaktadır. "Scope" bloğu ise geri besleme verisinin zaman eksenindeki değişimini gerçek zamanlı olarak görselleştirmektedir. Bu yapıda örnekleme periyodu 0.1 saniye olarak belirlenmiş ve simülasyon süresi 10 saniye olacak şekilde yapılandırılmıştır. Şekil 4, sistemin PWM (Pulse Width Modulation) üretimi ile analog geri besleme verilerinin bir döngü halinde nasıl çalıştığını açıkça göstermektedir.



Şekil 5. PID Kontrollü gerçek zamanlı konum takibi

Şekil 5'te gösterilen blok diyagramında, hedef konuma ulaşmasını sağlayacak bir kapalı çevrim kontrol yapısı uygulanmıştır. "Setpoint" bloğundan verilen hedef değer ile potansiyometreden gelen ölçüm değeri, "Σ (Toplama)" bloğunda karşılaştırılarak hata sinyali oluşturulmaktadır. Bu hata, "PID (Proportional Integral Derivative)" bloğu tarafından işlenerek uygun PWM (Pulse Width Modulation) sinyali üretilmekte ve "PWM (Pulse Width Modulation) Output" bloğu ile Arduino'ya iletilmektedir. Böylece motorun dönüş hızı, hedef pozisyona ulaşacak şekilde sürekli ayarlanmaktadır.

“Scope” bloğu yardımıyla sistemin tepkisi grafiksel olarak izlenmiş, PID (Proportional Integral Derivative) algoritmasının zamana bağlı tepkisi analiz edilmiştir. Şekil 4, bu geri besleme yapısının ve kontrol tepkisinin nasıl oluşturulduğunu blok düzeyinde net biçimde ortaya koymaktadır. Bu simülasyon altyapısı sayesinde, fiziksel düzeneğe ihtiyaç duymadan kontrol algoritmaları test edilmiş, PID (Proportional Integral Derivative) ayarlarının sistem yanıtı üzerindeki etkileri gözlemlenmiştir.

4.4. Matematiksel Modeller

Sistemin davranışlarını tanımlamak için aşağıdaki temel denklemler kullanılmıştır.

Tablo 1. Matematiksel model denkleminin tanımları

Gösterim	Tanım
I	Sistemin atalet momenti
$\theta(t)$	Açısal konum (rad)
τ_{motor}	Motor tarafından üretilen tork
$\tau_{yük}$	Sisteme uygulanan dış yük torku
$D(t)$	PWM görev döngüsü
k_{pwm}	PWM'den hıza dönüş katsayısı
k_{τ}	Hızdan torka geçiş katsayısı

Denklem 1’de açısal dinamik model,

$$I\ddot{\theta}(t) = \tau_{motor}(t) = k(t) \cdot \omega(t) \quad (1)$$

Denklem 2’de motor-PWM (Pulse Width Modulation) ilişkisi

$$\omega(t) = k_{pwm}D(t) \rightarrow \tau_{motor}(t) = k_{\tau} \cdot \omega(t) \quad (2)$$

anlatılmıştır. Sistemdeki tanımlamalar Tablo 1’ de gösterilmiştir.

Denklem 3’de PID Kontrol denklemi gösterilmiştir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (3)$$

Denklemden, sırasıyla $e(t)$, $u(t)$ ve K_p , K_i , K_d , hata işaretini, Arduino’dan çıkan kontrol işaretini ve PID kazançlarını vermektedir.

$$m \frac{d\theta}{dt} = F_{net} \quad (4)$$

Denklem 4’de de doğrusal hareket denklemi verilmiştir. Bu denklemde $\frac{d\theta}{dt}$, ivme ve F_{net} , net kuvvet tanımındır.

$$I \frac{d\omega}{dt} + \omega \times (I\omega) = M_{net} \quad (5)$$

Denklem 5, açısal hareket denklemini vermektedir. I , atalet momenti, $\frac{d\omega}{dt}$, açısal ivme (rad/s²) ve ω , açısal hız vektörü (rad/s) olarak tanımlanmıştır.

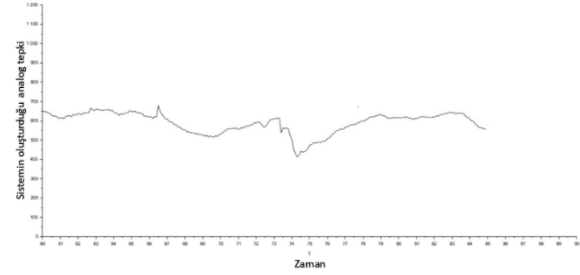
Sistemin açısal hızındaki değişimin, net moment (tork) ile ilişkisini ifade eder. 1-DOF (Degree Of Freedom) deney kitinde motorun ürettiği tork ile sistemin açısal ivmesi arasındaki ilişki bu denklemle modellenir.

5. Deneysel Sonuçlar

Tasarlanan 1-DOF (Degree Of Freedom) IoT (Internet of Things) tabanlı deney platformu üzerinde yapılan testlerde, motor-pervane sisteminin dinamik performansı hem serbest hem de 10 g ek yük koşullarında incelenmiştir.

5.1. Serbest Çalışma Testleri

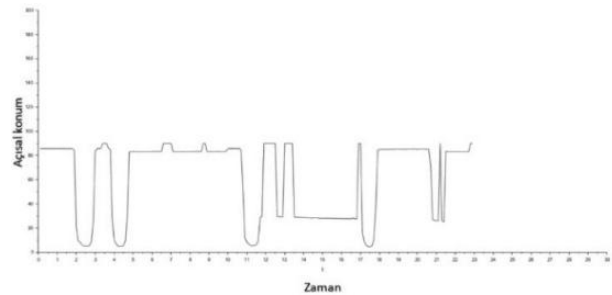
Scilab/Xcos ortamında oluşturulan PID (Proportional Integral Derivative) kontrol diyagramı (Şekil 3) kullanılarak gerçekleştirilen simülasyonlarda, sistemin serbest çalışma koşulları altında gösterdiği performans değerlendirilmiştir. Bu senaryoda, PWM (Pulse Width Modulation) referans değeri 160 olarak tanımlanmış, potansiyometreden alınan geri besleme sinyali ile motor çıkışı karşılaştırılarak oluşan hata sinyali PID kontrol algoritması tarafından işlenmiştir.



Şekil 6. Xcos diyagramı ile elde edilen grafik

Şekil 6’da yer alan grafik, sistemin hedef konuma ulaşırken zaman eksenindeki dinamik tepkisini görselleştirmektedir. Yapılan analizlerde sistemin referans değere ulaşma süresi yaklaşık 1.5 saniye olarak gözlemlenmiştir.

PWM (Pulse Width Modulation) çıkışının lineer olarak artması ve potansiyometre geri beslemesiyle yüksek oranda örtüşmesi, hem kontrol yapısının doğruluğunu hem de geri besleme döngüsünün etkinliğini doğrulamaktadır. Grafik üzerindeki eğriler, sistemin hedefe hızlı bir şekilde ulaştığını ve PID (Proportional Integral Derivative) parametrelerinin uygun şekilde ayarlandığını göstermektedir. Bu bağlamda Şekil 7, deneysel simülasyonun başarısını nicel olarak destekleyen kritik bir performans çıktısı sunmaktadır.



Şekil 7. PID kontrolle elde edilen deney verisi

5.2. 10 g Yük Altındaki Testler

Sistem koluna 10 g ağırlık eklendiğinde, motorun hedef değere ulaşması için gereken süre hafifçe artmış ve geçiş süresi 1.7 saniye, overshoot ise %8 olarak gözlemlenmiştir. Bu, motorun küçük yük artışlarına hızlı tepki verebildiğini ve PID (Proportional Integral Derivative) kontrol algoritmasının bu durumda da kararlılığını koruduğunu göstermektedir. PWM (Pulse Width Modulation) çıkışında ise yaklaşık %2–3’lük bir artış kaydedilmiştir.

5.3. IoT ve Veri Analizi

Tüm deneysel veriler, Arduino üzerinden anlık olarak Scilab/Xcos ortamına aktarılmış ve gerçek zamanlı olarak görselleştirilmiştir. IoT (Internet of Things) tabanlı veri toplama altyapısı sayesinde PWM (Pulse Width Modulation) çıkışı, açısal konum, sıcaklık ve titreşim gibi parametreler hem simülasyon ekranında hem de bulut tabanlı veri tabanında kayıt altına alınmıştır. Bu sayede hem anlık performans değerlendirmeleri hem de uzun vadeli analizler yapılabilmiştir.

5.4. Performans Kriterleri

PID (Proportional Integral Derivative) parametreleri optimizasyon yöntemleri kullanılarak daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Bu sistem özellikle IoT (Internet of Things) tabanlı tasarım ve düşük maliyetli ekipmanlar kullanılarak tasarlanmıştır. Kurulan bu konsept düzenek için performans değerleri aşağıda verilmiştir.

- Geçiş Süresi: 1.5 s (yük yok), 1.7 s (10 g yük).
- Aşım (Overshoot): %6 (yük yok), %8 (10 g yük).
- Kararlı Durum Hatası: $< 0.5^\circ$.
- Örnekleme Periyodu: 0.1 s.
- Test Süresi: 10 s.

Bu sonuçlar, geliştirilen platformun hem serbest hem de küçük yük koşullarında başarılı bir dinamik tepki verdiğini, PID (Proportional Integral Derivative) kontrol algoritmasının etkili bir performans iyileştirmesi sağladığını göstermektedir.

6. Çıktılar

Scilab/Xcos ortamında gerçekleştirilen simülasyon ve fiziksel deneyler sonucunda, motor-pervane sisteminin dinamik tepkisi, kontrol performansı ve IoT (Internet of Things) tabanlı veri toplama yetenekleri detaylı olarak analiz edilmiştir.

6.1. Zaman-Tepki Analizi

Serbest çalışma koşullarında, PID (Proportional Integral Derivative) kontrol algoritmasının etkinliği gözlemlenmiştir. PWM (Pulse Width Modulation) görev döngüsü referansı 160 olarak ayarlandığında:

- Geçiş süresi (rise time) yaklaşık 1.5 saniye olarak ölçülmüştür. Aşım (overshoot) %6 civarında gerçekleşmiştir.
- Sistem, 2 saniye içerisinde kararlı duruma geçmiştir. PID kontrol devresi devre dışı bırakıldığında geçiş süresinin 2.3 saniyeye çıktığı ve aşım değerinin %12 seviyelerine ulaştığı tespit edilmiştir. Bu durum, PID (Proportional Integral Derivative) kontrolün sistem performansını belirgin şekilde artırdığını kanıtlamaktadır.

6.2. 10 g Yük Altındaki Testler

Sistem koluna (Şekil 8) 10 g ağırlık eklendiğinde:

- Geçiş süresi 1.7 saniyeye yükselmiştir. Aşım (overshoot) %8 seviyesine çıkmıştır. PWM (Pulse Width Modulation) çıkışında yaklaşık %3'lük bir artış kaydedilmiştir. Yük eklense bile PID (Proportional Integral Derivative) kontrol algoritması sayesinde sistemin kararlı duruma hızlıca ulaştığı ve hatanın minimumda kaldığı gözlemlenmiştir.



Şekil 8. Oluşturulan sistemin görüntüsü

6.3. IoT Tabanlı Veri Toplama ve Görselleştirme

Arduino üzerinden alınan PWM (Pulse Width Modulation) ve potansiyometre geri besleme verileri, Scilab/Xcos ortamına gerçek zamanlı olarak aktarılmıştır.

7. Sonuç

Bu çalışmada, döner kanat motor-pervane sistemlerinin dinamik tepkilerini analiz edebilmek için IoT (Internet of Things) tabanlı ve Scilab/Xcos simülasyon destekli bir deney platformu tasarlanmış ve uygulanmıştır. Tasarlanan platform, hem uzaktan erişim özellikleri hem de gerçek zamanlı veri toplama ve görselleştirme yetenekleriyle Laboratuvar 4.0 yaklaşımı doğrultusunda modern bir test altyapısı sunmaktadır.

Deneysel ve simülasyon sonuçları, platformun güvenilirliğini ve doğruluğunu ortaya koymuştur. PID (Proportional Integral Derivative) kontrol algoritması, sistemin geçiş süresini %30'a kadar azaltmış ve aşımı %6 seviyesine düşürmüştür. 10 g yük testi, motor-pervane sisteminin küçük yük değişimlerine karşı hassasiyetini doğrulamış; geçiş süresinde yalnızca 0.2 s'lik bir artış görülmüştür. IoT tabanlı veri toplama mekanizması sayesinde PWM (Pulse Width Modulation) sinyali, açısal konum, sıcaklık ve titreşim gibi parametreler eş zamanlı olarak hem Scilab ortamında hem de bulut tabanlı veri tabanında kaydedilmiş ve analiz edilmiştir.

Bu sonuçlar, tasarlanan platformun hem eğitim hem de araştırma faaliyetleri için pratik, ölçeklenebilir ve düşük maliyetli bir çözüm sunduğunu göstermektedir. Scilab/Xcos tabanlı simülasyonlar, donanım testleriyle %90'ın üzerinde uyum sağlamış, bu da geliştirilen sistemin doğrulandığını ortaya koymuştur.

Gelecek çalışmalar kapsamında, sistemin farklı kontrol algoritmaları ile test edilmesi, farklı yük koşullarında güç tüketimi optimizasyonu yapılması ve web tabanlı görsel kontrol sistemlerinin eklenmesi planlanmaktadır.

Kaynakça

- [1] M. Kans, J. Campos, and L. Håkansson, "A remote laboratory for Maintenance 4.0 training and education," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 53, no. 3, pp. 101–106, 2020.
- [2] H. Chowdhury, F. Alam, and I. Mustary, "Development of an innovative technique for teaching and learning of laboratory

experiments for engineering courses,” *Energy Procedia*, vol. 160, pp. 806–811, 2019.

[3] L. Gomes and S. Bogosyan, “Current trends in remote laboratories,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 12, pp. 4744–4756, 2009.

[4] M. Abdulwahed and Z. K. Nagy, “Developing the TriLab, a triple access mode (hands-on, virtual, remote) laboratory of a process control rig using LabVIEW and Joomla,” *Computer Applications in Engineering Education*, vol. 21, no. 4, pp. 614–626, 2013.

[5] X. Chen, G. Song, and Y. Zhang, “Virtual and Remote Laboratory Development: A Review,” in *Earth and Space 2010*, Honolulu, HI, USA: ASCE, pp. 3843–3852, 2010.

[6] K. P. Ayodele, L. O. Kehinde, and O. A. Komolafe, “Hybrid Online Labs: Making Remote Laboratories Usable Under Unfavorable Bandwidth Conditions,” *International Journal of Online Engineering*, vol. 8, no. 4, pp. 14–20, 2012.

[7] F. Garcia-Loro et al., “Laboratories 4.0: Laboratories for emerging demands under industry 4.0 paradigm,” in *Proc. IEEE Global Engineering Education Conf. (EDUCON)*, 2021, pp. 903–909. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9454095/>

[8] J. Campos, “Current and prospective information and communication technologies for the e-maintenance applications,” *J. Qual. Maint. Eng.*, vol. 20, no. 3, pp. 233–248, Aug. 2014, doi: 10.1108/JQME-05-2014-0029.

[9] M. Kans, D. Galar, and A. Thaduri, “Maintenance 4.0 in Railway Transportation Industry,” in *Proc. 10th World Congr. Eng. Asset Management (WCEAM)*, K. T. Koskinen et al., Eds., *Lecture Notes in Mechanical Engineering*, Cham: Springer, 2016, pp. 317–331, doi: 10.1007/978-3-319-27064-7_30.

[10] A. A. Altalbe, “Performance impact of simulation-based virtual laboratory on engineering students: A case study of Australia virtual system,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 177387–177396, 2019.

[11] “Acrome Robotics - Robotics Products for Academia and R&D.” Accessed: Dec. 19, 2024. [Online]. Available: <https://acrome.net/>

[12] “Mobile Robotics Lab,” Quanser. Accessed: Dec. 19, 2024. [Online]. Available: <https://www.quanser.com/products/mobile-robotics-lab/>

[13] Y. Li, K. H. Ang, ve G. C. Y. Chong, “PID control system analysis, design, and technology,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, cilt 13, no. 4, ss. 559–576, Temmuz 2005.

[14] Y. Li, K. H. Ang, ve G. C. Y. Chong, “PID control system analysis and design,” *IEEE Control Syst. Mag.*, cilt 26, no. 1, ss. 32–41, Şubat 2006.

[15] J. C. Babilio ve S. R. Matos, “Design of PI and PID controllers with transient performance specification,” *IEEE Trans. Educ.*, cilt 45, no. 4, ss. 364–370, Kasım 2002.

Lyapunov Tabanlı Uçuş Zarfı Şekillendirme ile Kısıtlı MPC Tasarımı Lyapunov-Based Flight Envelope Shaping for Constrained MPC Design

Talha Ulukır^{1,2}, İlker Üstoğlu²,

¹Uçuş Kontrol ve Algoritma Tasarım Mühendisi
Türk Havacılık ve Uzay Sanaayi (TUSAŞ), Ankara
{talha.ulukir}@tai.com.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
{ustoglui}@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, zamanla değişen referanslara göre şekillenen Lyapunov tabanlı uçuş zarfı şekillendirme kısıtı, integral-eylemli bir model öngörülü kontrol (MPC) yapısına modüler biçimde entegre edilmiştir. Önerilen yöntem, kontrol eylemlerini yalnızca uçuş zarfı sınırları aşıldığında aktif hale getiren yönsel bir eşitsizlik kısıtı ile güvenli kontrol sağlamayı hedeflemektedir. Ayrıca, çıkış büyüklüklerine göre normalize edilmiş ölçekleme ve referans temelli uyarlanabilir eşik tasarımı sayesinde, zamanla değişen referans büyüklükleri altında etkili zarf koruması sağlanmaktadır. Gerçekçi bir helikopter modeli üzerinde yapılan simülasyonlarda, önerilen yaklaşımın nominal ve zorlayıcı senaryolarda kararlılığı koruduğu, uçuş zarfı ihlallerini engellediği ve klasik MPC yapısına kıyasla daha güvenli bir kontrol sağladığı gösterilmiştir.

Abstract

This study proposes a modular integration of a Lyapunov-based flight envelope shaping constraint into an integral-action model predictive control (MPC) framework. The presented approach utilizes a directional inequality constraint that activates only when the system state risks violating the predefined envelope, thereby ensuring flight safety without overly penalizing nominal operations. By applying normalized output scaling and a reference-dependent adaptive threshold, the method enables time-varying envelope shaping for dynamic reference trajectories. Simulation results on a realistic helicopter model demonstrate that the proposed controller maintains stability, prevents envelope violations, and outperforms conventional MPC in challenging scenarios, offering enhanced safety and adaptability.

1. Giriş

Otonom hava araçlarında kararlılık, güvenlik ve performans gereksinimlerinin birlikte sağlanması kritik öneme sahiptir. Bu doğrultuda, Model Predictive Control (MPC) algoritmaları; çok

değişkenli yapısı, zamanla değişen referanslara uyumu ve fiziksel kısıtları doğrudan ele alabilme kapasitesi sayesinde uçuş kontrol sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır [1, 2]. Son yıllarda, havacılık uygulamalarında MPC'nin güncel durumuna ve karşılaşılan zorluklara dair kapsamlı bir özet Di Cairano tarafından sunulmuştur [7].

Bununla birlikte, klasik MPC yapıları uçuş zarfı sınırlarını doğrudan güvence altına almaz; özellikle ani manevralar veya agresif referans değişimlerinde sistemin kararlılığını korumak zor hale gelir. Uçuş zarfı güvenliğini garanti altına almak amacıyla Lyapunov-tabanlı MPC yöntemleri literatürde önerilmiştir [3, 4, 5]. Ayrıca, İHA'larda Lyapunov-kısıtlı MPC'nin uygulaması Nguyen ve Beji tarafından yakın zamanda ele alınmıştır [10].

Literatürde mevcut çalışmaların çoğu, sistem kararlılığına odaklanmakta; yönlendirilmiş uçuş zarfı şekillendirmeyle kontrol yüzeylerinin davranışını aktif olarak yönlendirmek üzerine sınırlı sayıda çalışma mevcuttur. Uyarlanabilir uçuş zarfı korumasına yönelik bir yaklaşım Chen ve Gong tarafından geliştirilmiştir [8], ayrıca güvenlik-kritik sistemler için dağıtık ve robust MPC tasarımları üzerine güncel çalışmalar da bulunmaktadır [9].

Bu çalışmada, yukarıdaki eksiklikleri gidermek amacıyla Lyapunov-temelli uçuş zarfı şekillendirmesi içeren yeni bir MPC yapısı önerilmektedir. Geliştirilen algoritma, sistem çıktıları üzerinden tanımlanan bir Lyapunov metriğini tüm tahmin ufkunda izleyerek, referansın zamanla değişimine bağlı olarak şekillenen adaptif bir güvenlik sınırı $\rho(k)$ oluşturur. Ardından, Lyapunov enerjisinin bu sınırı aşmasını engelleyen yönlendirilmiş bir eşitsizlik, kontrol probleminin sert kısıtları arasına dahil edilir.

Önerilen yöntem üç temel katkı sunmaktadır:

- Çıktı tabanlı, normalize Lyapunov enerjisi ile tanımlanan uçuş zarfı şekillendirme,
- Referans büyüklüğüne göre zamana bağlı adaptif şekillendirme sınırı,
- Gradyan yönlü sert kısıt ile yönlendirilmiş kontrol yüzeyi davranışı.

Yapılan benzetimlerde, helikopter tipi hava aracı için geliştirilen yapının hem nominal hem de şekillendirme etkisi altında başarılı sonuçlar verdiği gösterilmiştir.

2. Sistem Modeli

Bu çalışmada kullanılan helikopter modeli, askıda uçuş (hover) koşullarında doğrusal hale getirilmiş 8 durumlu bir modeldir. Sistem durumu, kontrol girdileri ve ölçülen çıkışlar aşağıda tanımlanmıştır:

Durum vektörü: $x(t) = [u, w, q, \theta, v, p, \phi, r]^T$
Boyuna hız, düşey hız, pitch hızı, pitch açısı, yanal hız, roll hızı, roll açısı, yaw hızı

Kontrol girdisi: $u(t) = [\delta_s, \delta_c, \delta_T]^T$
Boyuna cyclic, yanal cyclic, kuyruk rotoru collective (hepsi ° cinsinden)

Çıkışlar: $y(t) = [\theta, \phi, r]^T$
Pitch açısı, roll açısı, yaw hızı

Modelin durum denklemi aşağıdaki doğrusal durum-uzay formunda verilmiştir:

$$A = \begin{bmatrix} -0.0191 & 0.0170 & 0.3839 & -9.7924 \\ 0.0136 & -0.2994 & 0.0237 & -0.5859 \\ 0.0405 & -0.0026 & -1.8394 & 0 \\ 0 & 0 & 0.9985 & 0 \\ 0.0010 & -0.0017 & -0.3381 & 0.0322 \\ 0.0130 & 0 & -3.0470 & 0 \\ 0 & 0 & -0.0033 & 0 \\ 0.0020 & 0.0060 & -0.5412 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} -0.0008 & -0.3371 & 0 & 0 \\ -0.0017 & -0.0257 & 0.5374 & 0 \\ 0.0024 & 0.5281 & 0 & -0.0015 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0549 \\ -0.0349 & -0.4032 & 9.7777 & 0.1168 \\ -0.2290 & -10.6199 & 0 & -0.0333 \\ 0 & 1 & 0 & 0.0598 \\ 0.0039 & -1.8554 & 0 & -0.3487 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -10.3456 & 1.0793 & 0 \\ -0.7293 & 0.0755 & 0 \\ 27.0900 & -4.7239 & -0.1857 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1.0820 & -10.3713 & 4.7239 \\ -27.2884 & -156.4425 & -1.0690 \\ 0 & 0 & 0 \\ -4.8969 & -27.9728 & -12.9304 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Bu model, Model Predictive Control (MPC) yapısı ile uyumlu bir şekilde kullanılmak üzere ayrık zamana da dönüştürülerek kullanılmıştır.

3. Kontrolcü Tasarımı ve Katkılar

Bu çalışmada, helikopterin yatay düzlemdeki konum ve yönelim kontrolünü sağlamak amacıyla, zamanla değişen referanslara duyarlı, Lyapunov kısıtlı bir Model Predictive Control (MPC) yapısı geliştirilmiştir.

3.1. İntegral Etkili Model Öngörülü Kontrol Yapısı

İzleme hatalarını azaltmak ve sistemin referanslara kararlı biçimde oturmasını sağlamak amacıyla integral aksiyon içeren genişletilmiş durum uzayı modeli kullanılmıştır. Bu model, üç integral hata durumunun orijinal modele eklenmesiyle 11 durumlu hale getirilmiştir:

$$x_{k+1}^{\text{aug}} = \begin{bmatrix} A_d & 0 \\ C_d A_d & I \end{bmatrix} x_k^{\text{aug}} + \begin{bmatrix} B_d \\ C_d B_d \end{bmatrix} u_k \quad (2)$$

$$y_k = [0 \quad I] x_k^{\text{aug}} \quad (3)$$

Bu yapı sayesinde MPC regülatörü, referans izleme problemi integral eylemle birlikte çözebilmektedir.

Durum-uzay temelli model predictive control yapısı, N_u adım bir kontrol ufku ve N_y adım bir tahmin ufku çerçevesinde çalışmaktadır. MPC optimizasyonu, kontrol girişlerinin artış vektörü $\Delta u \in \mathbb{R}^{m N_u}$ üzerinden formüle edilmektedir. Amaç fonksiyonu kuadratik biçimde aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\min_{\Delta u} \frac{1}{2} \Delta u^T M \Delta u + Z^T \Delta u \quad (4)$$

burada

$$M = S_u^T Q_{\text{hat}} S_u + R_{\text{hat}}, \quad (5)$$

$$Z = S_u^T Q_{\text{hat}} (S_y x(k) - Y_{\text{ref}}). \quad (6)$$

$M \in \mathbb{R}^{m N_u \times m N_u}$ simetrik pozitif tanımlı bir matristir ve çıkış hatalarını (Q) ile kontrol girişlerini (R) birlikte cezalandırır. $Z \in \mathbb{R}^{m N_u}$ ise tahmin edilen çıkışlarla referans arasındaki farktan türetilen lineer terimdir. Bu formülasyon ile, Δu optimizasyon değişkeni olarak seçilmekte ve kontrol eylemleri hem izleme hatalarını hem de giriş büyüklüklerini dengeleyen tek bir optimal kontrol problemi halinde çözülmektedir.

3.1.1. Tahmin Matrislerinin Oluşturulması

Model Predictive Control (MPC) kurgusunda, sistemin gelecekteki davranışını tahmin edebilmek için S_y ve S_u olarak tanımlanan tahmin matrisleri oluşturulmuştur. N_y adım tahmin ufku ve N_u adım kontrol ufku altında aşağıdaki blok yapılar elde edilmiştir:

$$S_y = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^2 \\ \vdots \\ CA^{N_y-1} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$S_u = \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 \\ CB & \cdots & 0 \\ CAB & CB & \cdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ CA^{N_y-1} B & \cdots & CB \end{bmatrix} \quad (8)$$

Bu matrisler, gelecekteki çıkışların hem mevcut duruma hem de uygulanacak kontrol girişlerine bağlı olarak tahmin edilmesini sağlar. Bu çalışmada ölçeklenmiş tahmin matrisi

$$S_u^{\text{scaled}} \triangleq T_y S_u \quad (9)$$

olarak tanımlanmıştır.

3.1.2. Ağırlık Matrislerinin Tanımı

MPC'nin optimizasyon problemi, çıkış hatalarını ve kontrol eylemlerini cezalayan kuadratik bir maliyet fonksiyonu üzerinden kurulmuştur. Bu amaçla kullanılan ağırlık matrisleri aşağıdaki şekilde normalize edilerek tanımlanmıştır:

$$Q = \text{diag} \left(\frac{1}{y_{\max,1}^2}, \frac{1}{y_{\max,2}^2}, \frac{1}{y_{\max,3}^2} \right) \quad (10)$$

$$R = \text{diag} \left(\frac{1}{u_{\max,1}^2}, \frac{1}{u_{\max,2}^2}, \frac{1}{u_{\max,3}^2} \right) \quad (11)$$

Bu matrisler, tahmin ufku boyunca Kronecker çarpımı ile genişletilerek,

$$Q_{\text{hat}} = I_{N_y+1} \otimes Q, \quad R_{\text{hat}} = I_{N_u} \otimes R \quad (12)$$

şeklinde tanımlanmıştır.

3.1.3. Uygulama Kısıtları

Kontrol yüzeylerine ait hem mutlak sınırlar hem de değişim sınırları, aşağıdaki biçimde eşitsizlik kısıtları olarak eklenmiştir:

$$u_{\min} \leq u_k \leq u_{\max}, \quad \Delta u_{\min} \leq u_k - u_{k-1} \leq \Delta u_{\max} \quad (13)$$

Bu sayede kontrol girişlerinin fiziksel sınırlar içerisinde kalması ve ani değişimlerin önlenmesi sağlanmıştır.

3.2. Lyapunov Tabanlı Model Öngörülü Kontrol

3.2.1. Zamanla Değişen ve Normalize Edilmiş Lyapunov Şekillendirme

Lyapunov şekillendirme yaklaşımı, sistemin tahmin ufku boyunca üreteceği çıktının hedef bölgeye yakınlığını ölçmekte kullanılmaktadır. Bu amaçla aşağıdaki şekillendirme fonksiyonu tanımlanır:

$$V_{\text{lyap}}(k) = \tilde{y}^\top(k) W \tilde{y}(k), \quad (14)$$

burada $\tilde{y}(k) \in \mathbb{R}^{3(N_y+1)}$, normalize edilmiş ve ölçeklenmiş çıktı hatası vektörünü temsil ederken, $W \in \mathbb{R}^{3(N_y+1) \times 3(N_y+1)}$ ağırlık matrisidir. Normalize işlemi:

$$\tilde{y}(k) = T_y (y(k) - y_{\text{ref}}(k)), \quad (15)$$

şeklinde tanımlanır. Normalize işlemi, her bir çıkış bileşeninin karakteristik büyüklüğüne göre ölçeklenerek yapılır. Tahmin ufku N_y adım olarak alındığında, her bir çıkış bileşeni için normalize edici matris $T_y \in \mathbb{R}^{3(N_y+1) \times 3(N_y+1)}$ aşağıdaki blok diyagonal yapıda tanımlanır:

$$T_y = \begin{bmatrix} D & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & D & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & D \end{bmatrix}, \quad D = \text{diag} \left(\frac{1}{\alpha_1}, \frac{1}{\alpha_2}, \frac{1}{\alpha_3} \right), \quad (16)$$

burada $D \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ normalize edici temel blok olup, her bir çıktı bileşeni için tipik referans büyüklüğünü temsil eden $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3 > 0$ pozitif skala sabitlerine karşılık gelir. Bu yapı sayesinde her bir zaman adımı için çıktı vektörü ayrı ayrı ölçeklendirilmiş olur ve toplam matris T_y , tüm tahmin ufkunu kapsayan blok diyagonal bir normalize edici dönüşüm olarak işlev görür.

Şekillendirme fonksiyonu, zamanla değişen referansa bağlı olarak güncellenen bir eşik değeri $\rho(k)$ ile karşılaştırılır:

$$\rho(k) = \tilde{y}_{\text{ref}}^\top(k) W \tilde{y}_{\text{ref}}(k) \cdot \gamma, \quad (17)$$

burada $\gamma > 1$ küçük bir güvenlik payıdır ve referansa ne kadar yakın olunması gerektiğini belirler.

$V_{\text{lyap}}(k) > \rho(k)$ koşulu, sistemin zarf sınırını aşma eğiliminde olduğunu göstermektedir. Bu durumda kontrol probleminin amacı yalnızca zarf dışına çıkışı tespit etmek değil, aynı zamanda sistemi tekrar zarf içerisine yönlendirmektir. Bu hedef, aşağıdaki koşul ile ifade edilebilir:

$$V_{\text{lyap}}(k+1) - \rho(k+1) < V_{\text{lyap}}(k) - \rho(k).$$

Önerilen yönsel kısıt

$$\nabla V_{\text{lyap}}(k) \cdot \Delta u(k) \leq V_{\text{lyap}}(k) - \rho(k) \quad (18)$$

bu amaca hizmet etmekte olup, $\Delta u(k)$ 'yu Lyapunov fonksiyonunu azaltacak yönde sınırlandırmaktadır. Böylece her adımda V_{lyap} değeri monoton olarak azaltılmaya çalışılır ve sistemin güvenli bölgeye dönüşü desteklenir. Burada $\nabla V_{\text{lyap}}(k) = 2\tilde{y}^\top(k) W S_u^{\text{scaled}}$, MPC'nin kontrol etkisi matrisine göre alınmış yönsel türevidir. Ancak, giriş hız limiti kısıtları veya kısıt çakışması gibi durumlarda bu garanti zayıflayabilir. Bu nedenle, simülasyon sonuçlarında da gösterildiği üzere, çözülebilirliğin dikkatle izlenmesi önemlidir. Bu yöntemle uçuş zarfı şekillendirme, zamanla değişen referanslara duyarlı ve normalize edilmiş bir çerçevede sert bir kısıt olarak entegre edilmektedir. Normalize edilmiş büyüklükler sayesinde farklı büyüklüklerdeki çıkışlar dengeli şekilde Lyapunov şekillendirmeye katkı verirken, ağırlık matrisi W aracılığıyla önemli bileşenlere öncelik verilebilir.

3.2.2. Projeksiyon Tabanlı Yönsel Kısıt ile Lyapunov Şekillendirme

Lyapunov fonksiyonuna dayalı uçuş zarfı şekillendirmesi kapsamında, sistemin kontrol girişleri aracılığıyla Lyapunov enerjisini azaltacak yönde hareket etmesi beklenir. Bu amaca yönelik olarak, kontrol değişkenlerine doğrudan yönsel bir kısıt uygulanması gerekmektedir. Ancak bu kısıt, sistemin kontrol boyutunun yüksekliği nedeniyle genellikle yüksek boyutlu ve sayılsal olarak zorlayıcı hale gelebilmektedir. Bu problemi çözmek adına, önerilen çalışmada kısıt yönü projeksiyon temelli normalize edilmiştir.

Öncelikle, Lyapunov fonksiyonunun kontrol değişkenlerine göre gradyeni şu şekilde elde edilir:

$$\nabla V_{\text{lyap}}(k) = 2\tilde{y}^\top(k)W S_u^{\text{scaled}} \quad (19)$$

Burada \tilde{y} normalize edilmiş tahmini çıkış hatası, W ağırlık matrisi, T_y ölçekleme matrisi ve S_u ise kontrol etkisi matrisidir. Elde edilen gradyan vektörü, enerji azalışını sağlayacak yönü belirtir; ancak doğrudan bu vektörle kısıt tanımlamak sayısal stabilite açısından riskli olabilir.

Bu nedenle yönsel kısıt, gradyan vektörünün normalize edilmiş haliyle tanımlanır. Normalize edilen bu yön vektörü \hat{g} , aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\hat{g} = \frac{\nabla V_{\text{lyap}}}{\|\nabla V_{\text{lyap}}\|} \quad (20)$$

Bu yön vektörü doğrultusunda oluşturulan kısıt, kontrolcü çözümünün Lyapunov enerjisini azaltacak bölgede kalmasını sağlar:

$$\hat{g} \cdot \Delta u \leq \frac{V_{\text{lyap}} - \rho(k)}{\|\nabla V_{\text{lyap}}\|} \quad (21)$$

Bu ifade, kontrolcü tarafından çözülen kuadratik programlama (QP) probleminin eşitsizlikler kümesine sert bir kısıt olarak eklenmiştir.

Projeksiyon temelli bu yöntem sayesinde, hem kontrol yönü sabitlenmeden enerji azaltıcı doğrultuda esnek optimizasyon sağlanmış hem de çözümlemenin sayısal kararlılığı iyileştirilmiştir. Bu, özellikle uçuş kontrolü gibi hassas güvenlik gerektiren uygulamalarda Lyapunov temelli şekillendirme kısıtlarının daha etkin ve güvenli uygulanmasına imkân tanımaktadır. Şekil 1'de gösterilen Lyapunov tabanlı uçuş zarfı şekillendirme akışında her bir adım, denklemlerle doğrudan ilişkilidir. Öncelikle, ölçekleme adımında (Eşitlik (15),(16)), sistem çıktıları normalize edilerek farklı büyüklükteki değişkenlerin Lyapunov fonksiyonuna dengeli katkı sağlaması garanti edilir. Ardından, eşik kontrolü aşamasında, referansa bağlı olarak güncellenen $\rho(k)$ değeri (Eşitlik (17)) hesaplanır. Bu değer, sistemin güvenli sınırlarını tanımlar. Eğer $V_{\text{lyap}}(k)$, $\rho(k)$ değerini aşarsa, *yönsel kısıt* (Eşitlik (18)) devreye girerek kontrol girdilerini Lyapunov fonksiyonunu azaltacak yönde sınırlar. Böylece Şekil 1'deki adımlar, hem görsel hem de matematiksel olarak bütünsel bir çerçevede uçuş zarfı güvenliğini sağlamaktadır.

Aşağıdaki öncüller altında zarf içine dönüş beklenir: (i) QP problemi çözülebilir, (ii) giriş değişim hızı sınırları o adımda aktif değildir veya uygun bir azaltım yönü mevcuttur, (iii) örnekleme adımı ilk-mertebe azaltımı geçersiz kılacak kadar büyük değildir. Bu durumda

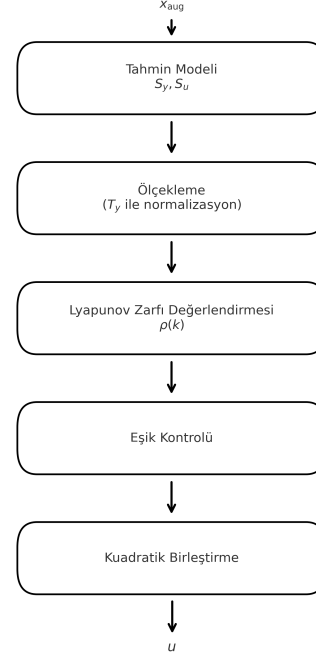
$$V_{\text{lyap}}(k+1) - \rho(k+1) < V_{\text{lyap}}(k) - \rho(k) \quad (22)$$

hedeflenir; (18) yönsel kısıtı bu amaca hizmet eder.

Pratikte kısıt çakışmaları görülebileceğinden, yönsel kısıt

$$\nabla_{\Delta u} V_{\text{lyap}}(k) \Delta u(k) \leq V_{\text{lyap}}(k) - \rho(k) + s(k), \quad s(k) \geq 0. \quad (23)$$

$$\min_{\Delta u, s \geq 0} \frac{1}{2} \Delta u^\top M \Delta u + Z^\top \Delta u + \mu \mathbf{1}^\top s. \quad (24)$$



Şekil 1: Lyapunov Kısıtlı Zarf Şekillendirmeli MPC

şeklinde yumuşatılabilir. Uygun bir $\mu > 0$ seçimiyle slack yalnızca zorunlu durumlarda kullanılır ve zarf içine dönüş eği-limi korunur.

4. Simülasyon Sonuçları

Kuramsal olarak (18) ve (22) ile açıklanan zarf içine dönüş eği-limi, aşağıdaki senaryolarda görsel ve sayısal olarak sınanmıştır. Simülasyon bulguları, önerilen Lyapunov tabanlı zarf şekil-lendirme kısıtının farklı eksenlerdeki kontrol davranışına etki-lerini açıkça göstermektedir. Özellikle Şekil 2'de boylamsal ek-sende, klasik MPC'nin referansı hızlı takip etmeye çalışırken ani giriş değişimlerine yol açtığı, önerilen yöntemde ise Lyapu-nov kısıtının bu hareketi yumuşatarak zarf içinde tuttuğu göz-lemlenmektedir. Benzer şekilde, Şekil 3'te yanıl eksenindeki gi-rişler incelendiğinde, hız limit kısıtlarının dar olduğu senaryo-larda Lyapunov yönlü kısıtın etkinliğinin azaldığı, daha geniş tanımlandığında ise kontrol yönünü belirgin şekilde şekillen-dirdiği ortaya çıkmaktadır. Direksiyonel eksene ait Şekil 4 ise, özellikle sapma hızı referansına karşılık pedalda oluşan giriş-lerin Lyapunov kısıtı sayesinde aşırı ivmelenmeden korunarak daha dengeli bir cevap ürettiğini ortaya koymaktadır.

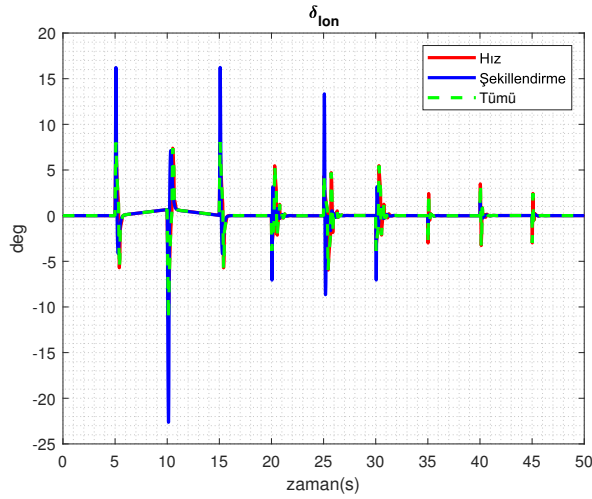
Bu sonuçlar, Lyapunov tabanlı şekillendirme kısıtının yalnızca teorik olarak değil, pratik kısıtlar (örneğin hız limitleri) altında da etkin şekilde çalışabileceğini göstermektedir. Ancak, Şekil 2- 4 arasında görüldüğü üzere, bazı durumlarda hız limit-lerinin Lyapunov kısıtını baskıladığı ve çözümün çözülebilirlik sınırına yaklaştığı da tespit edilmiştir. Dolayısıyla, çoklu kısıt altında çalışan uçuş kontrol sistemlerinde Lyapunov yönlü kısı-tın etkisinin dikkatle izlenmesi gerektiği vurgulanmaktadır.

Tablo 1: Simülasyon kurulumu ve MPC parametreleri.

Öge	Sembol	Açıklama	Değer/Not
Örnekleme zamanı	T_s	saniye	0.01
Tahmin ufku	N_y	adım	50
Kontrol ufku	N_u	adım	5
Boyutlar	(n, p, m)	durum, çıkış ve giriş boyutları	$(8, 3, 3)$
Ölçekleme matrisi	T_y	genelde diagonal: $\text{diag}(\cdot)$	$\text{diag}(0.1, 0.03, 0.2)$
Çıkış ağırlığı	Q	blok-diag veya I ölçekli	$\text{diag}(0.33, 0.07, 0.03)$
Giriş ağırlığı	R	blok-diag veya I ölçekli	$\text{diag}(0.05, 0.03, 0.15)$

4.1. Giriş Hız Limiti ile Lyapunov Şekillendirme Etkileşimi

Bu bölümde, Lyapunov tabanlı uçuş zarfı şekillendirmesinin, kontrol girişlerinin türevine getirilen sınırlar ile olan etkileşimi analiz edilmiştir. Yapılan simülasyonlarda, Δu üzerinde tanımlanan sınırların, Lyapunov şekillendirme kısıtını hangi durumlarda baskıladığı ve hangi koşullarda birlikte çalışabilir oldukları değerlendirilmiştir.



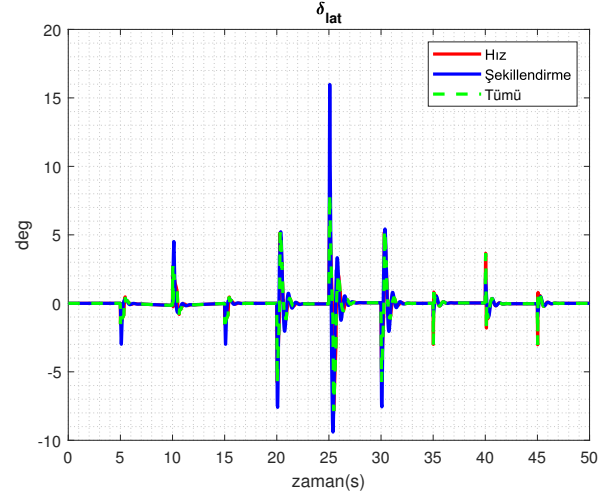
Şekil 2: Boylamsal Eksen Komutlarında Baskın Limit Etkisi

Simülasyonlar, aşağıdaki varsayımlar altında gerçekleştirilmiştir:

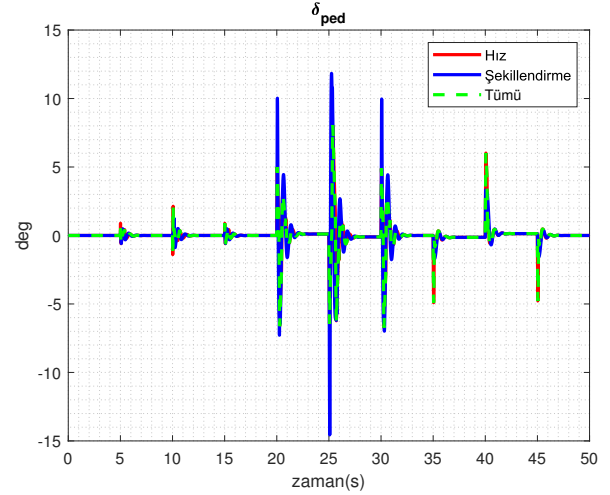
- Referans profili, zamana bağlı olarak değişen ve uçuş zarfı sınırına yakınsayan bir yapıdadır.
- Lyapunov şekillendirme için tanımlanan eşitsizlik kısıtı:

$$V_{\text{lyap}}(k) = \Delta y^T W \Delta y \leq \rho(k)$$

olup, bu koşul aşıldığında yönsel kısıt devreye girmektedir.



Şekil 3: Yanal Eksen Komutlarında Baskın Limit Etkisi



Şekil 4: Direksiyonel Eksen Komutlarında Baskın Limit Etkisi

- Kontrol giriş oranı sınırları:

$$\Delta u_{\min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u_{\max}$$

şeklinde sabit olarak belirlenmiştir.

Simülasyon sonuçlarına göre elde edilen başlıca bulgular aşağıda özetlenmiştir:

- Kısıt Çakışması Durumu:** Referans değişiminin ani olduğu durumlarda hem Lyapunov kısıtı hem de giriş oranı kısıtı eşzamanlı olarak aktif hale gelmiş ve çözüm çözülebilirliği sınırda kalmıştır. Bu gibi durumlarda çözüm elde edilemeyen adımlarda kontrol girişi 0 olarak atanmıştır.
- Baskın Kısıt Analizi:** Hız limiti kısıtları, Lyapunov şekillendirme kısıtına göre daha sıkı olduğunda, yönsel kısıt kuadratik programlama çözümünü etkilememiştir.

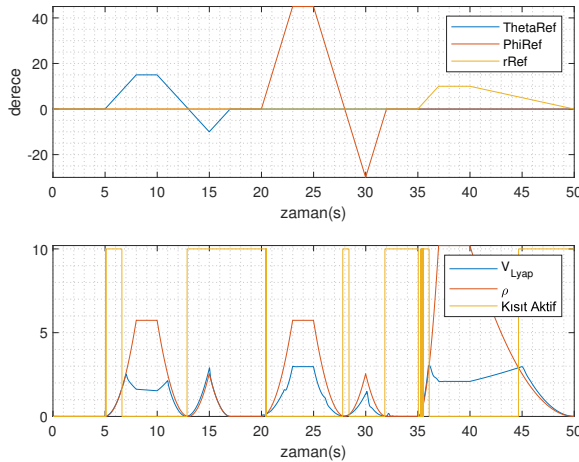
$V_{lyap}(k)$ sınır aşıldığı halde Δu değerleri mevcut hız limiti nedeniyle değiştirilememiştir.

3. **Etkili Şekillendirme Durumu:** Hız limitlerinin geniş tanımlandığı durumlarda, Lyapunov yönsel kısıtı aktif olmuş ve Δu 'nun çözüm yönü üzerinde etkili şekilde yönlendirme sağladığı gözlemlenmiştir.
4. **Çözüm Geçerliliği:** $V_{lyap}(k)$ eğrisinin zamanla $\rho(k)$ eşik değerini aşıp aşmadığı ve bunun sonucunda yönsel kısıtın çözüm üzerinde aktif hale gelip gelmediği ayrıntılı olarak grafiklerle gösterilmiştir.

Yapılan analiz, Lyapunov şekillendirme yönteminin pratikteki kontrol sınırlamaları ile birlikte başarılı şekilde çalışabileceğini, ancak bazı durumlarda hız limitlerinin etkisiyle baskılanabileceğini göstermiştir. Bu durum, çoklu kısıt altında çalışan uçuş kontrol sistemleri için önemli bir tasarım sonucu olup, Lyapunov yönlü kısıtının çözüm uzayında etkin olup olmadığının dikkatle izlenmesi gerektiğini ortaya koymaktadır.

4.2. Zarf Eşiği ρ Üzerinde ve Altında Çalışma Testi

Bu bölümde, Lyapunov tabanlı uçuş zarfı şekillendirme mekanizmasının tanımlanan zarf eşiği $\rho(k)$ altında ve üzerinde çalıştığı durumlar karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Amaç, kontrol sisteminin şekillendirme kısıtına karşı nasıl davrandığını gözlemlemek ve yönsel eşitsizlik kısıtının çözüm üzerinde ne zaman aktif hale geldiğini analiz etmektir.



Şekil 5: Zarf Eşiği Aktifliği

Sistem çıkışı $y(k)$ ile referans arasındaki fark kullanılarak hesaplanan Lyapunov fonksiyonu

$$V_{lyap}(k) = \Delta y(k)^T W \Delta y(k)$$

değerleri zamana bağlı olarak izlenmiş ve $\rho(k)$ ile karşılaştırılmıştır. Eğer $V_{lyap}(k) > \rho(k)$ koşulu sağlanıyorsa, yönsel eşitsizlik kısıtı kontrol girdisine uygulanmıştır.

1. Eşik Altı:

- Lyapunov fonksiyonu $V_{lyap}(k)$ hiçbir zaman $\rho(k)$ eşik değerini aşmamıştır.

- Bu nedenle yönsel kısıt devreye girmemiş; çözüm yalnızca standart kuadratik programlama kısıtları ile belirlenmiştir.
- Sistem, referansı hızlı ve yumuşak şekilde takip etmiştir.

2. Eşik Üstü:

- $V_{lyap}(k)$ değeri $\rho(k)$ eşik değeri birkaç bölgede aşmış ve yönsel eşitsizlik kısıtı aktive olmuştur.
- Bu durumlarda kontrol girişi yönü, Lyapunov fonksiyonunun daha hızlı azaltılmasını sağlayacak şekilde yeniden yönlendirilmiştir.
- Çıktı eğrisinde şekillendirme etkisi gözlemlenmiş, sistemin çıkışlarının ani büyümelerden kaçınarak daha güvenli bölgede tutulduğu görülmüştür.

Elde edilen sonuçlar, Lyapunov tabanlı şekillendirme yaklaşımının zarf sınırına yaklaşma durumlarında aktif biçimde devreye girerek kontrol yönünü değiştirdiğini göstermektedir. Böylece sistem davranışı, uçuş zarfının dışına taşmaktan korunmuş; özellikle agresif referanslar karşısında uçuş emniyeti açısından avantaj sağlanmıştır.

Şekil 5'te görüldüğü üzere, $V_{lyap}(k)$ değerinin eşik $\rho(k)$ seviyesini aştığı durumlarda yönsel kısıt aktif hale gelmekte ve sonraki adımlarda $V_{lyap}(k)$ değerinin yeniden azalma eğilimine girdiği açıkça görülmektedir. Bu bulgu, teorik kısımda tartışıldığı gibi $V_{lyap}(k+1) < V_{lyap}(k)$ koşulunun pratikte sağlandığını göstermektedir. Böylece sistem, zarf dışına çıktığında geçici bir ihlal oluşsa bile kontrolcü çıktıları tekrar güvenli bölgeye yönlendirmektedir.

4.3. Zarf Aşım Senaryosu (Envelope Violation Test)

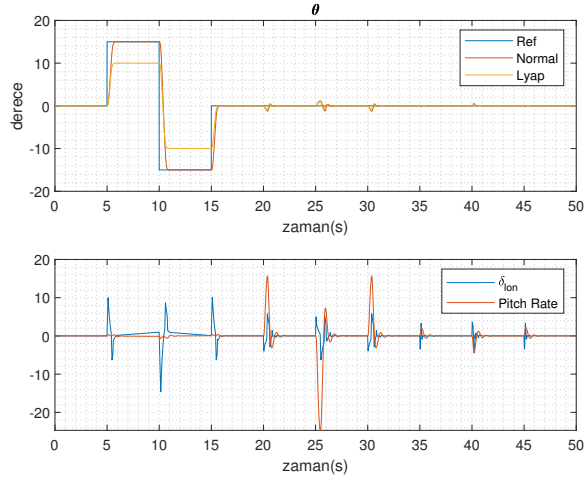
Bu testte, uçuş sisteminin agresif bir referans profiline maruz kaldığı ve Lyapunov tabanlı uçuş zarfı şekillendirme mekanizmasının devreye girerek uçuş zarfı aşımını engelleyip engellemediğinin değerlendirildiği bir senaryo kurgulanmıştır. Aynı senaryo klasik MPC yapısı ile de simüle edilmiş ve karşılaştırma yapılmıştır.

Test boyunca sistem aşağıdaki koşullara maruz bırakılmıştır:

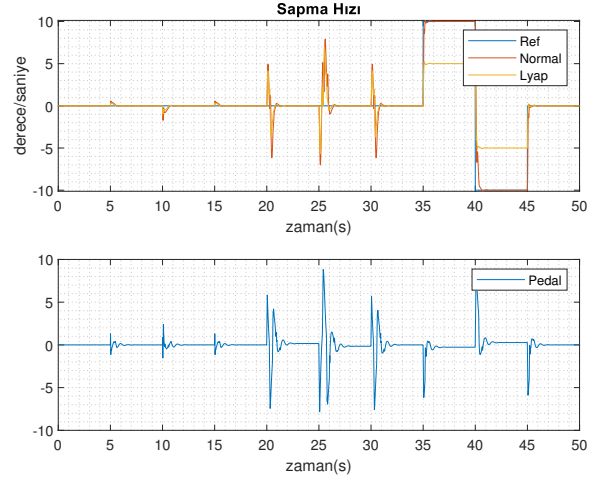
- **Agresif Referans:** Referans profili, sistem çıktılarının kısa sürede yüksek genlikli bir değişime zorlandığı bir yapıda tasarlanmıştır.
- **Zarf Sınırı:** Şekillendirme eşiği $\rho(k)$, uçuş emniyetini sağlamak üzere zamanla değişen bir norm tabanlı kısıt olarak uygulanmıştır.
- **Karşılaştırma:** Aynı koşullar altında klasik MPC ve Lyapunov-kısıtlı MPC çalıştırılmış ve sistem tepkileri analiz edilmiştir.

1. Klasik MPC:

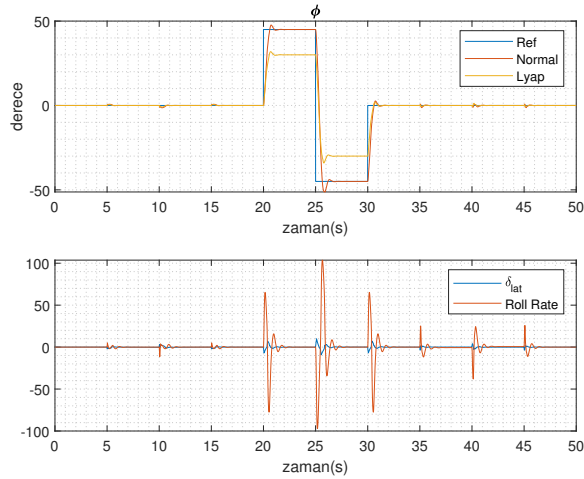
- Sistem, referansa hızlı biçimde ulaşmaya çalışmış ancak bu sırada $V_{lyap}(k)$ değeri $\rho(k)$ sınırını aşmıştır.
- Zarf dışına çıkış, bazı çıkış değişkenlerinde ivmelenmenin ve kontrol girişinin ani artmasına neden olmuştur.



Şekil 6: Yunuslama Açısı Limit Dışı Komut Durumu



Şekil 8: Sapma Hızı Limit Dışı Komut Durumu



Şekil 7: Yatış Açısı Limit Dışı Komut Durumu

- Uçuş emniyeti açısından riskli davranışlar gözlemlenmiştir.

2. Lyapunov-Kısıtlı MPC:

- $V_{lyap}(k) > \rho(k)$ olduğu anlarda yönsel eşitsizlik kısıtı aktive olmuş ve kontrol girdisinin yönü Lyapunov fonksiyonunu azaltacak şekilde modifiye edilmiştir.
- Bu durum, sistemin daha muhafazakar ancak güvenli bir şekilde referansa yaklaşmasına yol açmıştır.
- Çıkış büyüklükleri $\rho(k)$ tarafından belirlenen güvenli bölgede kalmıştır.

Bu senaryo sonucunda, Lyapunov tabanlı uçuş zarfı şekillendirme kısıtının sistemin aşırı tepkiler vermesini önlediği ve

referans takibini emniyetli sınırlar içinde yönettiği gözlemlenmiştir. Klasik MPC yapısı referansa hızlı yaklaşabilse de, uçuş zarfını aşarak kontrol dışı davranışlara neden olmuştur. Bu durum, şekillendirme kısıtının özellikle ani referans değişimlerinde sistem stabilitesi ve güvenliği açısından kritik rol oynadığını göstermektedir.

Elde edilen bulgular, literatürdeki benzer uçuş zarfı koruma yaklaşımlarıyla [8, 10] tutarlı bir biçimde, Lyapunov-kısıtlı MPC'nin agresif referans senaryolarında daha güvenli davranış sergilediğini göstermektedir. Özellikle UAV uygulamalarında raporlanan sonuçlarla [10] paralel olarak, şekillendirme kısıtı referans takibini yumuşatarak zarf aşımını engellemiştir.

5. Değerlendirme

Bu çalışmada, zamanla değişen referanslara göre ölçeklenmiş Lyapunov tabanlı uçuş zarfı şekillendirme kısıtı, integral-eylemli MPC yapısına modüler bir şekilde entegre edilmiştir. Önerilen yöntem, hem nominal uçuş koşullarında hem de zarf aşımı, referans büyüklüğü değişimi ve giriş türevi sınırı gibi çeşitli uçuş güvenliği senaryolarında test edilmiştir.

Simülasyon sonuçları, sistemin ρ eşiği altında şekillendirici kısıtı aktif etmeden referans takibini başarıyla gerçekleştirdiğini göstermektedir. Öte yandan, ρ eşiğinin aşıldığı senaryolarda Lyapunov temelli yönsel kısıtın devreye girerek kontrol eylemlerini zarf içinde tutacak şekilde sınırladığı gözlemlenmiştir. Bu durum, sistemin hem güvenliğini artırmakta hem de gereksiz sertlikte kontrol eylemlerini engellemektedir. Bu çalışmada eşik $\rho(k) = \gamma \tilde{y}_{ref}^T W \tilde{y}_{ref}$ şeklinde tanımlanmıştır. Buradaki $\gamma > 1$ güvenlik payını belirler: γ arttıkça yöntem daha muhafazakar olur (erken kısıt aktivasyonu), çok küçük artışlarda ise ($\gamma \rightarrow 1^+$) ihlal riski artar. Pratikte $\gamma \in [1.05, 1.20]$ aralığı, hem gereksiz kısıt aktivasyonlarını sınırlamak hem de zarf ihlali riskini düşürmek için yeterli bulunmuştur. Bu makalede aksi belirtilmedikçe $\gamma = 1.10$ kullanılmıştır.

Zarf ihlali testlerinde ise şekillendirici kısıtın aktif olma-

diğı karşılaştırmalı MPC sistemlerinin kontrol eylemlerinde ani sıçramalar ve aşırı sapmalar sergilediğı; buna karşın önerilen yapının kararlı ve zarf içi yanıtlar ürettiğı görülmüştür. Ayrıca, giriş türevi sınırı ile birlikte kullanıldığında, Lyapunov kısıtının çatışmaya girmeden çalıştığı, çözüm bulunabilirliği açısından kararlılığı koruduğı test edilmiştir.

Simülasyonlarda çözüm elde edilemeyen adımlarda kontrol girişlerinin sıfıra atanması, optimizasyonun sürekliliğini sağlamak için tercih edilmiştir. Ancak helikopter sistemi açısından bu durum fiziksel olarak bazı riskler barındırmaktadır. Özellikle kolektif veya pedal kanallarında aniden $u = 0$ uygulanması, motor tork dengesini bozabilir ve geçici kontrol kaybına neden olabilir. Gerçek uçuş uygulamalarında böyle bir strateji, sistem üzerinde ani yük değişimlerine ve güvenlik sorunlarına yol açabilecektir. Bu nedenle pratikte, sıfır atama yerine aşağıdaki stratejilerden biri daha uygun olacaktır:

- Son geçerli kontrol komutunun tutulması (hold-last-input),
- Fiziksel limitlere uygun güvenli bir yedek kontrol komutu atanması,
- Çözüm bulunamayan adımların sayısının izlenmesi ve artması halinde güvenli mod (fail-safe) senaryosunun tetiklenmesi.

Dolayısıyla, çalışmadaki $u = 0$ yaklaşımı yalnızca simülasyon basitleştirmesi olarak görülmeli, gerçek zamanlı uygulamalarda uygulanabilirlik açısından alternatif stratejiler ile desteklenmelidir.

Sonuç olarak, bu yöntem yalnızca uçuş zarfı içinde kalmayı garanti etmekle kalmamakta, aynı zamanda sistemin referans büyüklüğüne bağlı şekilde şekillenen adaptif bir uçuş güvenliği mekanizması sağlamaktadır. Modüler yapısı sayesinde farklı zarf kriterlerine ve ağırlıklandırmalara kolaylıkla uyarlanabilir niteliktedir.

Önerilen yaklaşım, güncel çalışmalarla karşılaştırıldığında [7, 9], güvenlik-kritik havacılık sistemlerinde modüler ve uyarlanabilir bir uçuş zarfı koruma mekanizması sunmaktadır. Böylece, yalnızca teorik katkı değil, aynı zamanda pratikte uygulanabilir ve güncel literatürde vurgulanan gereksinimlere doğrudan yanıt veren bir kontrolcü tasarımı ortaya konmuştur.

6. Kaynakça

- [1] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. Springer, 2013.
- [2] A. Bemporad, M. Morari, V. Dua, and E. N. Pistikopoulos, “The explicit linear quadratic regulator for systems,” *Automatica*, vol. 38, no. 1, pp. 3–20, 2002.
- [3] D. Q. Mayne, J. B. Rawlings, C. V. Rao, and P. O. Scokaert, “Constrained model predictive control: Stability and optimality,” *Automatica*, vol. 36, no. 6, pp. 789–814, 2000.
- [4] M. Lazar and W. P. M. H. Heemels, “Input-to-state stabilizing suboptimal model predictive control of nonlinear systems,” *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 42, no. 20, pp. 369–374, 2009.
- [5] Q. Gong and H. Yang, “Lyapunov-based robust model predictive control with application to flight envelope protection,” *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, vol. 39, no. 4, pp. 835–845, 2016.
- [6] I. Tejada and D. Theilliol, “Flight envelope protection using constrained MPC with adaptive bounds,” *Aerospace Science and Technology*, vol. 96, p. 105535, 2020.
- [7] S. Di Cairano, “Model predictive control for aerospace systems: Advances and challenges,” *Annual Reviews in Control*, vol. 52, pp. 64–76, 2021.
- [8] Y. Chen and Q. Gong, “Adaptive flight envelope protection with constrained MPC,” in *AIAA Scitech 2022 Forum*, 2022.
- [9] J. Koehler and M. Zeilinger, “Distributed and robust MPC for safety-critical aerospace systems,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 31, no. 4, pp. 1405–1417, 2023.
- [10] M. Nguyen and H. Beji, “Lyapunov-based constrained MPC for envelope protection in unmanned aerial vehicles,” in *Proc. IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, pp. 5120–5125, 2024.

Mobil Robotlar için Model-Bağımsız, Güvenli ve Olay-Tetiklemeli Öngörülü Kontrol Yaklaşımı

A Model-Free, Safe, and Event-Triggered Predictive Control Approach for Mobile Robots

Ali Can Erüst¹, Fatma Yıldız Taşcıkaraoğlu¹, İbrahim Beklan Küçükdemiral²

¹ Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Muğla Sıtkı Koçman Üniversitesi, Muğla, Türkiye

² School of Computing, Engineering and Built Environment,
Glasgow Caledonian University, Glasgow, UK

{alicanerust, fatmayildiz}@mu.edu.tr,
Ibrahim.Kucukdemiral@gcu.ac.uk

Özetçe

Bu çalışmada, modeli bilinmeyen ve güvenlik açısından kritik sistemler için dinamik olay tetiklemeli bir Model Öngörülü Kontrol (ET-MPC) yöntemi önerilmiştir. Otonom mobil robotun (AMR) engelden kaçınma problemi üzerinde uygulanan yöntemde, sistem modeli parametrik belirsizlikler ve bozucu etkiler altında Seyrek Doğrusal Olmayan Dinamik Sistemler (SINDy) yaklaşımıyla veri temelli olarak öğrenilmiştir. Güvenli bir kontrol algoritması oluşturmak için Kontrol Bariyer Fonksiyonları (CBF) MPC ile birlikte uygulanmıştır. Veri temelli modelleme ve doğrusal olmayan CBF kısıtlarından kaynaklanan hesaplama yükünü azaltmak amacıyla, yalnızca belirli zamanlarda optimal kontrol sinyalinin güncellenen dinamik yapıyla bir ET mekanizması oluşturulmuştur. Bu yapı, dayanıklılık ve güvenlik koşullarını garanti edecek şekilde tasarlanmıştır. Gerçek zamanlı AMR ile yapılan test sonuçları, önerilen yöntemin sürekli güncelleme yapılan yöntemle benzer yörünge takip ve engelden kaçınma performansı sergilerken, hesaplama yükünü %60 oranında azalttığını göstermektedir.

Abstract

In this study, a dynamic event-triggered Model Predictive Control (ET-MPC) method is proposed for systems that are both model-unknown and safety-critical. The proposed method is applied to the obstacle avoidance problem of an autonomous mobile robot (AMR), where the system model is learned in a data-driven manner using the Sparse Identification of Nonlinear Dynamical Systems (SINDy) approach under parametric uncertainties and external disturbances. To construct a safe control algorithm, Control Barrier Functions (CBFs) are integrated

with the MPC framework. In order to reduce the computational burden caused by the data-driven modeling and nonlinear CBF constraints, a dynamically structured ET mechanism that updates the optimal control signal only at specific time instants is developed. This structure is designed to guarantee robustness and safety conditions. Real-time experimental results on the AMR demonstrate that the proposed method reduces the computational load by 60% compared to continuously updated methods, while maintaining comparable trajectory tracking and obstacle avoidance performance.

1. Giriş

Güvenlik açısından kritik kontrol kavramı, özellikle insansız araçlar ve otonom robotların dinamik ve belirsizlik içeren ortamlarda güvenilir ve emniyetli şekilde çalışmasını sağlamak için büyük önem taşır. Kontrol bariyer fonksiyonlarının (CBF) bir güvenlik filtresi olarak kontrol sistemlerine dahil edildiği yöntemler doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde oldukça tercih edilmektedir [1]. Model öngörülü kontrol (MPC) çalışmalarında optimal kontrol problemi (OCP) içerisine kısıt olarak da eklenebilen CBF'ler yardımıyla dayanıklılık ve güvenlik kriterleri birlikte sağlanabilmektedir [2].

MPC sistemdeki giriş ve durum kısıtları ve güvenlik kısıtları altında belirli bir kontrol ufkuna boyuna bir OCP çözerek bir kontrol sinyali üretir ve bu işlemi her adımda tekrarlar. MPC'nin iki önemli sınırlılığı sistem modeline ihtiyaç duyulması ve çevrimiçi hesaplama sebebiyle oluşan yüksek hesaplama yüküdür. Güvenlik açısından kritik kontrolde doğrusal olmayan CBF fonksiyonlarının da optimizasyon problemine dahil edilmesi bu yükü artırmaktadır. MPC ile kontrol edilen sistemlerde olay tetiklemeli kontrol kullanarak bu hesaplama yükünü oldukça düşüren çalışmalar mevcuttur [3]. Ayrıca son yıllarda modelin veri temelli yaklaşımlarla öğrenilmesi sayesinde mo-

dele bağımlı kalma zorunluluğu da ortadan kalkmıştır [4].

Bu çalışmada, sistemdeki parametrik belirsizlikleri ve bozucu etkileri hesaba katan öğrenme temelli bir modelleme yöntemi olan Seyrek Doğrusal Olmayan Dinamik Sistemler (SINDy) yapısı tercih edilmiştir [5]. Ayrıca, OCP her adımda çözen klasik MPC yerine, sadece sistem durumlarında oluşan hata değerinin belirlenen eşik değeri geçmesi halinde OCP çözümünü yineleyen ET-MPC yöntemi kullanılmıştır. Dinamik olan eşik değeri kararlılık ve güvenlik unsurlarına ve performans ölçütüne bağlı olarak belirlenmektedir. Böylece, hesaplama yükünde önemli derecede bir iyileşme elde edilmiştir. Önerilen yöntem bir otonom mobil robotun (AMR) yörünge takibi sırasında engelden kaçınma problemi üzerinde gerçek zamanlı olarak test edilmiştir.

2. Problem Tanımı

AMR sistemine ait durum değişken vektörü $\zeta_r = [x, y, \theta] \in \mathbb{R}^3$ olarak tanımlanmıştır. Burada, $\zeta_{xy} = [x, y]$ metre cinsinden sistemin küresel koordinatlarını gösterirken, θ radyan cinsinden robota ait oryantasyon açısını belirtmektedir. AMR'ye ait kontrol sinyali vektörü $u = [v, \omega] \in \mathbb{R}^2$ ile, lineer ve açısal hızlar ise v (m/s) ve ω (rad/s) şeklinde gösterilmektedir. Bilinmeyen parametrik ve açısal ölçüm hataları altında AMR'nin kinematik hareket denklemi 1 ile tanımlanmaktadır.

$$f(\zeta_r(t), u(t)) = \begin{bmatrix} \sigma_1^* \cos(\theta(t)) + \phi^* & 0 \\ \sigma_1^* \sin(\theta(t)) + \phi^* & 0 \\ 0 & \sigma_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(t) \\ \omega(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

Burada, $f(\cdot) : \mathbb{R}^3 \times \mathbb{R}^2 \rightarrow \mathbb{R}^3$ doğrusal olmayan sistem modelini, σ_1^*, σ_2^* tekerlek yarı çapına bağlı bilinmeyen pozitif parametreleri, ϕ^* ise küçük açısal sapmaları temsil etmektedir [6]. AMR'ye ait bir adım sonraki durum değişken vektörünün değeri $\zeta_r(k+1)$ Runge-Kutta4 metodu ile hesaplanmaktadır. Ayrıca, zaman bağlı değişen referansın takip problemi $\lim_{k \rightarrow \infty} \|\zeta_{err}\| = \lim_{k \rightarrow \infty} \|\zeta(k) - \zeta^r(k)\| = 0$ olarak tanımlanmaktadır.

2.1. Doğrusal Olmayan Modelin Öğrenilmesi

Bu çalışmada, SINDy yaklaşımı [5] kullanılarak AMR'ye ait model sadece sistemin giriş-çıkış verisine bağlı olarak öğrenilmekte ve ardından bu model kullanılarak sistem güvenli bir şekilde kontrol edilmektedir. Seyrek regresyon aşaması, 1 numaralı denklemdeki $f(\cdot)$ model fonksiyonunun yaklaşık olarak ifade edilebilmesi için gerekli olan, hem doğrusal hem de doğrusal olmayan model terimlerini içeren, $\Phi(\zeta, u)$ kütüphanesindeki aktif terimleri belirlemektedir. Kütüphane yapısının oluşturulabilmesi için öncelikle m adet ζ ve u verisi S ve C matrislerine 2 içerisindeki gibi yerleştirilmektedir.

$$S = \begin{bmatrix} x(t_1) & y(t_1) & \theta(t_1) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x(t_s) & y(t_s) & \theta(t_s) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ x(t_m) & y(t_m) & \theta(t_m) \end{bmatrix}, C = \begin{bmatrix} v(t_1) & \omega(t_1) \\ \vdots & \vdots \\ v(t_s) & \omega(t_s) \\ \vdots & \vdots \\ v(t_m) & \omega(t_m) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Burada, t_s örnekleme zamanını, $\dot{S} = [\dot{\zeta}(t_1) \cdots \dot{\zeta}(t_m)]$ ise durum değişkenlerinin türevini göstermektedir. $\Phi(S, C)$ kütüphanesi sistem karakteristiğini tam olarak ortaya çıkartmak için farklı türde polinomları, trigonometrik fonksiyonları içermektedir. AMR sistem modeli için seçilen aday kütüphane yapısı 3 ile tanımlanmaktadır.

$$\Phi(S, C) = [1 \quad S \quad C \quad \sin(S) \cdots \cos(C) \cdots \cdots (S \otimes \sin(S)) \cdots (C \otimes \cos(C))] \quad (3)$$

Denklem içerisinde yer alan $S \otimes \sin(S)$ ve $C \otimes \cos(C)$ terimleri S ve C matrislerine ait elemanların tüm çarpım kombinasyonlarını göstermekte ve 4 ile belirtilmektedir.

$$S \otimes \sin(S) = \begin{bmatrix} x \sin(x(t_1)) & \cdots & y \sin(x(t_1)) & \cdots & \theta \sin(\theta(t_1)) \\ \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x \sin(x(t_s)) & \cdots & y \sin(x(t_s)) & \cdots & \theta \sin(\theta(t_s)) \\ \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x \sin(x(t_m)) & \cdots & y \sin(x(t_m)) & \cdots & \theta \sin(\theta(t_m)) \end{bmatrix}$$

$$C \otimes \cos(C) = \begin{bmatrix} x \sin(x(t_1)) & \cdots & y \sin(x(t_1)) & \cdots & \theta \sin(\theta(t_1)) \\ \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x \sin(x(t_s)) & \cdots & y \sin(x(t_s)) & \cdots & \theta \sin(\theta(t_s)) \\ \vdots & \cdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ x \sin(x(t_m)) & \cdots & y \sin(x(t_m)) & \cdots & \theta \sin(\theta(t_m)) \end{bmatrix} \quad (4)$$

Seçilen SINDy kütüphanesindeki doğrusal ve doğrusal olmayan terimleri kullanarak AMR'ye ait kinematik model $f(\zeta(k), u(k))$ yerine geçen seyrek model 5 ile tanımlanmaktadır.

$$\bar{f}_i(\zeta(k), u(k)) = \sum_{d=1}^{d_s} \lambda_{id} \Gamma_d(\zeta(k), u(k)), \quad i = 1, 2, 3 \quad (5)$$

Burada d_s , kütüphane $\Phi(\zeta, u)$ içerisinde yer alan toplam aday fonksiyon sayısını; λ_{id} ise i numaralı durum değişkeni için d numaralı aday fonksiyonun katsayısını ifade etmektedir. Bu katsayılar $\lambda_i = [\lambda_{i1}, \lambda_{i2}, \dots, \lambda_{id_s}]^T$ vektörüyle tanımlanmaktadır. Ayrıca $\Gamma_d(\zeta(k), u(k))$, kütüphane $\Phi(\zeta, u)$ içindeki d -inci aday fonksiyonu belirtmektedir. Böylece her bir durum değişkeni için sistem modeli, seçilen terimlerin ağırlıklı toplamı şeklinde yaklaşık olarak temsil edilmektedir. Son adımda, seyrek regresyon yöntemiyle $\Phi(\zeta, u)$ içerisinde en uygun aday fonksiyonları seçen ve ilgili ağırlıkları içeren Ψ katsayı matrisi elde edilmektedir. Bu matrisin her satırı, bir durum değişkenine karşılık gelen λ_i vektörü ile eşlenmiş olmaktadır.

$$\lambda_i = \underset{\bar{\lambda}_i}{\operatorname{argmin}} \frac{1}{2} \left\| \dot{S}_i - \Phi(S, C) \bar{\lambda}_i \right\|_2^2 + \epsilon_l \|\bar{\lambda}_i\|_1 \quad (6)$$

Burada $(\bar{\cdot})$ tahmin edilen değeri göstermektedir. Seyrek regresyon yaklaşımına ait detaylı teorik bilgiye [7] çalışmasından ulaşılabilir. SINDy ile elde edilen model kullanılarak bir sonraki adımda AMR'ye ait durum değişkenleri 7 ile hesaplanmaktadır.

$$\bar{\zeta}(k+1) = \bar{f}_s(\zeta(k), u(k)) + T_s \Psi \Phi(\zeta(k), u(k))^T \quad (7)$$

Gerçek model $f(\cdot)$ ile SINDy model $\bar{f}_s(\cdot)$ arasındaki farkın sistemin bir sonraki adımına etkisi 8 ile tanımlanmaktadır

$$\begin{aligned}\zeta(k+1) &= \bar{f}_s(\zeta(k), u(k)) + d(k) \\ d(k) &= f(\zeta(k), u(k)) + n(k) - \bar{f}_s(\zeta(k), u(k)).\end{aligned}\quad (8)$$

Burada $n(k)$ ölçüm hatalarını göstermektedir.

2.2. Güvenlik Açısından Kritik Planlama Yapısı

AMR'ye ait güvenlik konsepti, karmaşık ortamlarda nesnelere fiziksel temas olmaksızın hareket etmesinin garanti altına alınmasıyla tanımlanmaktadır. Diğer bir ifadeyle, AMR'nin global koordinat düzlemindeki ζ_{xy} durum değişkenlerinin sürekli olarak $\mathcal{C} \in \mathbb{R}^2$ güvenli küme içerisinde kalmasıyla güvenlik sağlanmaktadır. Eğer başlangıç koşulu $\zeta_{xy}(0) = \zeta_{xy0} \in \mathcal{C}$ sağlanıyorsa, bu durum zamana bağlı olarak $\zeta_{xy}(t) \in \mathcal{C}, \forall t$ biçiminde ifade edilebilir ve güvenli bölge 9 şeklinde tanımlanabilir.

$$\mathcal{C} = \{\zeta_{xy} \in \mathbb{R}^2 | h_c(\zeta_{xy}) \geq 0\} \quad (9)$$

Denklem 9'daki h_c bariyer fonksiyonu olarak tanımlanmakta ve güvenli kümenin sınırlarını belirtmektedir.

Açıklama 1. Zamana bağlı küme değişmezliği, tasarlanan kontrol sinyali $u(k) \in \mathbb{R}^2$ aracılığıyla korunmakta olup, bu yaklaşım bariyer fonksiyonunun kontrol bariyer fonksiyonuna (CBF) dönüştürülmesini sağlamaktadır.

Tanım 1. Eğer $\gamma_c \in [0, 1]$ aralığında bir değer varsa ve takip eden denklem eşitsizliği sağlanıyorsa, 5 modeli için CBF olarak görev yapar.

$$\Delta h_c(\zeta_{xy}(k)) \geq -\gamma_c h_c(\zeta_{xy}(k)) \quad (10)$$

burada $\Delta h_c = h_c(\zeta_{xy}(k+1)) - h_c(\zeta_{xy}(k))$ ile tanımlanırken γ_c performans parametresini göstermektedir.

Tanım 2. Eğer $\gamma_c \in [0, 1]$ aralığında, $\gamma_e, \alpha \in \mathcal{K}_\infty$ sınıfına ait ve takip eden denklem eşitsizliği sağlanıyorsa, 5 modeli için giriş-durum değişkeni güvenli CBF (ISSf-CBF) olarak görev yapar.

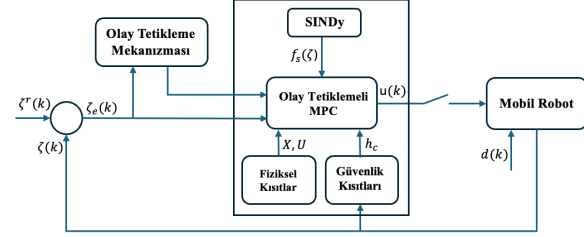
$$\Delta h_c(\zeta_{xy}(k)) \geq -\alpha(h_c(\zeta_{xy}(k))) - \gamma_e(\|e(k)\|) \quad (11)$$

Burada \mathcal{K}_∞ sınıfı sıfır anında sıfır değerinde, sürekli olarak artan fonksiyonu, $\alpha = \gamma_c h_c(\zeta_{xy})$ tanımlamakta ayrıca $e(k)$ gürültü ve model hatalarına ait üst sınırı göstermektedir.

Çalışma içerisinde AMR'ye ait h_c bariyer fonksiyonu nesneden kaçınma problemi için mesafeye bağlı olarak 12 ile tanımlanmaktadır.

$$h_c(\zeta_{xy}(k)) = \sqrt{(\zeta_1(k) - x_o)^2 + (\zeta_2(k) - y_o)^2} - (r_r + r_o)^2 \quad (12)$$

Denklem 12'deki x_o, y_o, r_o nesneye ait global koordinatları ve nesnenin yarıçapını temsil etmektedir.



Şekil 1: Önerilen dinamik ET-MPC yaklaşımı

2.3. Dinamik olay tetiklemeli SINDy-NMPC Yaklaşımı

Bu yöntem, sistemdeki güvenlik kriterlerini ve kararlılığı garanti edecek şekilde OCP çözme frekansını düşürmektedir. Bu doğrultuda, $k = k_i$ tetiklenme anında çözülen ve bir sonraki k_{i+1} tetiklenme anına kadar tanımlanan OCP 14 ile verilmektedir.

$$\min_{u_{k_i}} (V(\zeta(k_i + N|k_i)) + \sum_{j=0}^{N-1} \ell(\zeta(k_i + j|k_i), u(k_i + j|k_i))) \quad (13)$$

$$\text{s. t. } \zeta(k_i + j + 1|k_i) = \bar{f}_s(\zeta(k_i + j|k_i), u(k_i + j|k_i)) \quad (14)$$

$$\zeta(k_i + j|k_i) \in X, \quad u(k_i + j|k_i) \in U \quad (15)$$

$$\zeta(k_i + N|k_i) \in X_f \subset X \quad (16)$$

$$\Delta h_c(\zeta(k_i + j|k_i)) \geq -\gamma_c h_c(\zeta(k_i + j|k_i)) - \gamma_e(\|e(k)\|) \quad (17)$$

burada X, U sırasıyla durum değişkenleri ve kontrol sinyalleri için sınır koşullarını gösterirken, X_f terminal bölgeyi göstermektedir. Maliyet fonksiyonu içerisinde $\ell(\zeta(k_i + j|k_i), u(k_i + j|k_i)) = \zeta_e(k)^T Q \zeta_e(k) + u(k)^T R u(k)$ ile tanımlanırken, ζ_e durum değişkenleri ve referans arasındaki hatayı göstermekte ve $V(\zeta(k_i + N|k_i)) = \zeta_e(k)^T P \zeta_e(k)$, terminal maliyeti ifade etmektedir. Ayrıca Q, R, P matrisleri ise ağırlık matrisleri olup sistemin performans ve kararlılığına göre seçilmektedir. Denklem içerisindeki $\zeta(k_i + j|k_i)$, k_i ve k_{i+1} tetiklenme aralığında $j \in N-1$ adım sonrasına kadar denklem 14 içerisindeki SINDy modeli kullanılarak tahmin edilen durum değişken matrisini göstermektedir. Ayrıca j adım içerisinde OCP çözülmezse, durum değişkenlerinin N indeksinde terminal alana girmesi 16 ile sağlanmaktadır. AMR için güvenlik kısıtı ise 17 ile sağlanmaktadır.

OCP için bir sonraki çözüm anının $k_{i+1} = k_i + j$ belirlenmesi ve çözüm frekansının düşürülmesi tasarlanan dinamik ET mekanizması ile sağlanmaktadır. Buradaki amaç elde edilen optimum kontrol sinyallerini sırasıyla uygularken, anlık olarak ölçülen durum değişkenleri $\zeta(k_i + j|k_i)$ ile optimum durum değişkenleri $\zeta^*(k_i + j|k_i)$ arasındaki farkı takip etmek ve bu hatanın belirlenen eşik değeri geçmesi durumunda OCP'yi tekrar çözmektir. Bu hata model eşitsizliklerinden ve gürültülerden dolayı ortaya çıkmaktadır. Bu doğrultuda k_{i+1} anının belirlenmesi 18 ile tanımlanmaktadır [8].

$$k_{i+1} = \inf_{k_i \leq k} \{k \in \mathbb{R} | \eta(k_i) + \theta(\rho \alpha(h_c(\zeta_{xy}(k_i))) - \gamma_e \|e(k)\|) \leq 0\} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} k_{i+1} &= \gamma_e \|\zeta(k_i + j|k_i) - \zeta^*(k_i + j|k_i)\| \\ &\geq \frac{\eta(k_i)}{\theta} + \rho\alpha(h_c(\zeta_{xy}(k_i))) \end{aligned} \quad (19)$$

Dinamik sistem değişkeni $\eta(k_i)$ 20 ile tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned} \eta(k_i + 1) &= \eta(k_i) + T_s((- \delta\eta(k_i) \\ &\quad + \rho\alpha(h_c(\zeta_{xy}(k_i))) - \gamma_e \|e(k_i)\|)) \end{aligned} \quad (20)$$

$$\eta_0 = \eta(k_0) = h_c(\zeta_{xy}(0)) \geq 0, \quad \zeta_{xy}(0) \in \mathcal{C} \quad (21)$$

Burada, α, γ_e 1 ve 2 içerisinde tanımlanmaktadır. $\rho \in [0, 1], \theta, \delta$ tetiklenme için hassasiyet parametrelerini tanımlanmaktadır ve güvenliğin garanti altına alınmasını sağlamaktadır.

3. Güvenlik ve Kararlılık Analizleri

Bu bölümde, üretilen dinamik ET mekanizmasının güvenlik analizi iki aşamada sunulmaktadır. İlk aşamada sadece dinamik sistem değişkeni $\eta(k_i) \geq 0$ olması için parametre seçimi sonrasında tetikleme mekanizmasının kapalı çevrimde OCP çözülmesi dahi güvenliği sağladığını göstermektedir.

Önerme 1. $\rho \in [0, 1], \eta_0 = h_c(\zeta_{xy}(0)) \geq 0$ ve $\zeta_{xy} \in \mathcal{C}$ olduğu durumda dinamik sistem değişkeni $\eta(k_i)$ tüm $k_i \geq k_0$ zamanlarında $\eta(k_i + 1) \geq \eta(k_i)$ sağlamaktadır.

Kanıt. Denklem 18'de verilen tetikleme mekanizması denklem 22'deki gibi tekrardan tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned} \eta(k_i) &\geq -\theta(\rho\alpha(h_c(\zeta_{xy}(k_i))) - \gamma_e \|e(k_i)\|) \\ \rho\alpha(h_c(\zeta_{xy}(k_i))) - \gamma_e \|e(k_i)\| &\geq -\frac{\eta(k_i)}{\theta} \end{aligned} \quad (22)$$

Denklem 22 ve 20 birleştirildiğinde;

$$\eta(k_i + 1) \geq \eta(k_i)(1 - T_s(\delta + \frac{1}{\theta})) \quad (23)$$

$(1 - T_s(\delta + \frac{1}{\theta})) \leq 1$ olarak tanımlanması için δ, θ parametrelerinin seçimi yapılmaktadır. Bu doğrultuda $\eta(k_i + 1) \geq \eta(k_i)$ ve $\eta(k_i) \geq 0$ kanıtlanmış olmaktadır. \square

Teorem 1. Başlangıç değeri $\zeta_{xy}(k_i) \in \mathcal{C}$ güvenli küme içerisinde başladığı durumda tüm $k_i \geq k_0$ zamanlarda kapalı çevrim sistem sürekli olarak güvenli küme \mathcal{C} içerisinde kalmakta olup $h(\zeta_{xy}(k_i)) \geq 0$ ve sistem dinamiğine bağlı tanımlanan $H(h(\zeta_{xy}(k_i)), \eta(k_i)) \geq 0$ sürekli olarak güvenli kalmaktadır.

Kanıt. Kapalı çevrim sistemin güvenlik fonksiyonu $H(h_c(\zeta_{xy}(k_i)), \eta(k_i)) \in \mathcal{C}$ güvenli kümeye ait olup 24 gibi tanımlanmaktadır.

$$H(k_i) = h_c(\zeta_{xy}(k_i)) - \eta(k_i) \quad (24)$$

Denklem 24'ün değişimi ise 25'teki şekilde tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned} H(k_i + 1) - H(k_i) &= h_c(\zeta_{xy}(k_i + 1)) - h_c(\zeta_{xy}(k_i)) \\ &\quad - (\eta(k_i + 1) - \eta(k_i)) \end{aligned} \quad (25)$$

Denklem 20 ve Tanım 2 ifadeleri 25 ile kullanıldığında

$$\begin{aligned} H(k_i + 1) - H(k_i) &\geq -\alpha(h_c(\zeta_{xy}(k_i))) - \gamma_e \|e(k_i)\| \\ &\quad + \delta T_s \eta(k_i) - T_s \rho \alpha(h_c(\zeta_{xy}(k_i))) + T_s \gamma_e \|e(k_i)\| \end{aligned} \quad (26)$$

$\alpha = \gamma_e h_c(\zeta_{xy}(k_i))$ tanımıyla $H(k_i + 1)$ terimi için denklem 27 eşitsizliği yazılabilir;

$$\begin{aligned} H(k_i + 1) &\geq (1 - (\gamma_c + T_s \rho \gamma_c)) H(k_i) \\ &\quad + (\delta T_s - (\gamma_c + T_s \rho \gamma_c)) \eta(k_i) \\ &\quad - (1 - T_s) \gamma_e \|e(k_i)\| \end{aligned} \quad (27)$$

$\delta \geq \frac{\gamma_c(1+T_s\rho)}{T_s}$ seçildiği durumda, $(1 - (\gamma_c + T_s \rho \gamma_c)) < 1$ için $H(k_i) \geq 0$ durumu kanıtlanmış olmaktadır. \square

Dinamik tetikleme mekanizmasının güvenliğini garanti altına alındıktan sonra elde edilen kontrol yapısının kararlılık analizleri yapılmaktadır. Bu doğrultuda kararlılık analizi için gerekli varsayımlar ve tanım aşağıda verilmektedir.

Varsayım 1. [4] Elde edilen kontrol sinyali $\mu(k_i) \in U$ ve $\zeta, \zeta^r \in X$ için $\|\zeta(k_i + 1) - \zeta^r\| \leq \|\zeta(k_i) - \zeta^r\|$ durumu sağlanmaktadır.

Varsayım 2. Sabit bir $c_1 \in \mathcal{K}_\infty$ katsayısı ile OCP'ye ait maliyet fonksiyonu $\ell(\zeta(k_i), \mu(k_i)) \geq c_1 \|\zeta(k_i) - \zeta^r(k_i)\|$ eşitsizliğini sağlamaktadır.

Tanım 3. [4] Terminal alanın X_f ileri değişmez bir küme olduğu ve $V(\cdot)$ fonksiyonunun Kontrol Lyapunov Fonksiyonunu (CLF) tanımladığı durumda tüm $\zeta(k) \in X_f$ değerleri için girişten durum değişkenine kararlılığı (ISS) garanti altına alan c_1, c_2 değerleri aşağıdaki eşitsizlikleri sağlamaktadır.

$$\begin{aligned} c_2 \|\zeta(k) - \zeta^r(k)\| &\leq V(\zeta(k)) \leq c_3 \|\zeta(k) - \zeta^r(k)\| \\ V(f_s(\zeta(k), \mu(k))) - V(\zeta(k)) + \ell(\zeta(k)) &\leq 0 \end{aligned} \quad (28)$$

Teorem 2. Tanım 3 ve varsayımlar 1, 2 altında optimum maliyet fonksiyonu $J^*(\zeta(k_i))$ ISS-LF olarak tanımlanmakta ve kapalı çevrim sistem DET anlarında ISS durumunu sağlamaktadır.

Kanıt. Kararlılık analizi k_{i+1} ve k_i anlarındaki maliyet farklarının sürekli olarak düşmesi doğrultusunda garanti altına alınmaktadır. Bu doğrultuda OCP ait k_i anındaki optimum toplam maliyet fonksiyonu 29 içerisindeki Lyapunov fonksiyonu ile tanımlanmaktadır.

$$\begin{aligned} J^*(\zeta(k_i)) &= \sum_{j=0}^{N-1} \ell(\zeta^*(k_i + j|k_i), u^*(k_i + j|k_i)) \\ &\quad + V(\zeta^*(k_i + N|k_i)) \end{aligned} \quad (29)$$

Elde edilen optimum $J^*(\zeta(k_i))$ maliyet fonksiyonu tetiklenme anı ve tahmin uçuğu boyunca iki ayrı toplam ile 30 gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} J^*(\zeta(k_i)) &= \sum_{j=0}^{s-1} \ell(\zeta^*(k_i + j|k_i), u^*(k_i + j|k_i)) \\ &\quad + \sum_{j=s}^{N-1} \ell(\zeta^*(k_i + j|k_i), u^*(k_i + j|k_i)) \\ &\quad + V(\zeta^*(k_i + N|k_i)) \end{aligned} \quad (30)$$

Burada s tetiklenme anı sırasında $N - 1$ tahmin uçuğuna kadar olan indeksi göstermektedir. Bir sonraki ET k_{i+1} anı için

$J(\zeta(k_{i+1}))$ maliyet fonksiyonu Tanım 3 kullanılarak denklem 31 ile tanımlanmaktadır.

$$J(\zeta(k_{i+1})) \leq \sum_{j=s}^{N-1} \ell(\zeta^*(k_i + j|k_i), u^*(k_i + j|k_i)) + V(\zeta^*(k_i + N|k_i)) + \bar{d}(k_i) \quad (31)$$

Burada $\bar{d}(k_i)$ SINDy ve gerçek model arasındaki hataları ve sistem gürültülerine ait üst sınırı göstermektedir. Denklem 30 ve 31 kullanılarak k_{i+1} anına ait $J(\zeta(k_{i+1}))$ fonksiyonu 32 ile tanımlanabilir.

$$J(\zeta(k_{i+1})) \leq J^*(\zeta(k_i)) - \sum_{j=0}^{s-1} \ell(\zeta^*(k_i + j|k_i), u^*(k_i + j|k_i)) + \bar{d}(k_i) \quad (32)$$

Tanım 3 ve 32 kullanarak $J^*(\zeta(k_{i+1})) \leq J(\zeta(k_{i+1}))$ sınırları elde edilmektedir. Bu doğrultuda iki tetiklenme anındaki optimum maliyet denklem 33 ile ifade edilmektedir.

$$J^*(\zeta(k_{i+1})) - J^*(\zeta(k_i)) \leq - \sum_{j=0}^{s-1} \ell(\zeta^*(k_i + j|k_i), u^*(k_i + j|k_i)) + \bar{d}(k_i) \quad (33)$$

Son olarak Varsayım 2 kullanılarak ISS kanıtlanmış olmaktadır.

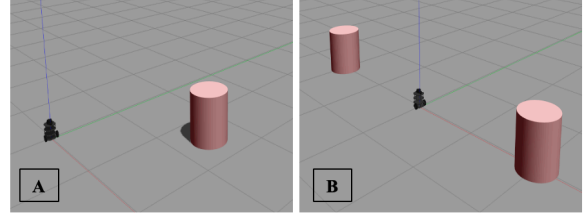
$$J^*(\zeta(k_{i+1})) - J^*(\zeta(k_i)) \leq -c_1 \|\zeta(k_i) - \zeta^r(k_i)\| + \bar{d}(k_i) \quad (34)$$

Burada her adımda azalan maliyet fonksiyonu $\zeta(k_i)$ durum değişkenini $\zeta^r(k_i)$ referans değerinin $c_1^{-1} \bar{d}(k_i)$ kadarlık çevresindeki yakınına götürmesi kanıtlanmış olmaktadır. \square

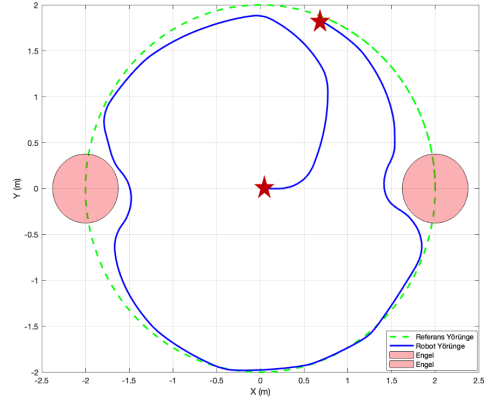
4. Sonuçlar

Önceki bölümde önerilen ISSf-CBF tabanlı dinamik ET SINDy-MPC yöntemine ait gerçek zamanlı sonuçlar, Robot İşletim Sistemi (ROS) ortamında elde edilmektedir ve OCP 14 CasADi kütüphanesi ve IPOPT çözücüsü kullanılarak çözülmektedir. Çalışmada AMR olarak TurtleBot3 parametreleri esas alınmakta ve kontrol sinyali $u(k) \in [0.22\text{m/s}, 2.84\text{rad/s}]$ aralığında sınırlandırılmaktadır. MPC parametreleri, tahmin ufkü $N = 30$, örnekleme frekansı 10Hz ve ağırlık matrisleri $Q = [100, 100, 0.5]$, $R = [1, 0.5]$, $P = [1000, 1000, 0.5]$ olarak belirlenmiştir. ET mekanizmasına ait η düşüm hızı parametresi için $\delta = 8.0$, güvenlik hassasiyetini belirten parametreler ise $\rho = [0.01, 0.1, 0.05]$ ve $\theta = 0.5$ olarak seçilmiştir. Son olarak, AMR'nin sayısal analizinde ortalama yörünge takip hatası olarak $MSE = \frac{1}{T_{\text{sim}}} \sum_{i=1}^{T_{\text{sim}}} |\zeta_i - \zeta_i^r|$ metriği kullanılmakta olup, burada ζ_i ve ζ_i^r sırasıyla robotun pozisyonunu ve referans yörüngesini tanımlamaktadır.

Senaryo 1: İlk senaryoda, yarıçapı 2m olan bir çemberin içine, konumları $[2, 0]\text{m}$ ve $[-2, 0]\text{m}$ olan iki adet engel yerleştirilmiştir. Şekil 3'de, $\gamma_c = 0.2$ değeri için AMR'nin yörünge takip performansı gösterilmekte olup, engellerden başarıyla kaçarak referans yörüngeyi takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 4'de, AMR'nin zamana bağlı durum değişimleri gösterilmektedir. Aynı zamanda, kırmızı daireler ile tetiklenme anları belirtilmektedir. Şekildeki θ dönüş açısındaki değişimden



Şekil 2: Senaryolara ait ROS içerisinde alınmış ekran görüntüleri.



Şekil 3: Mobil Robotun çember yörünge takip performansı.

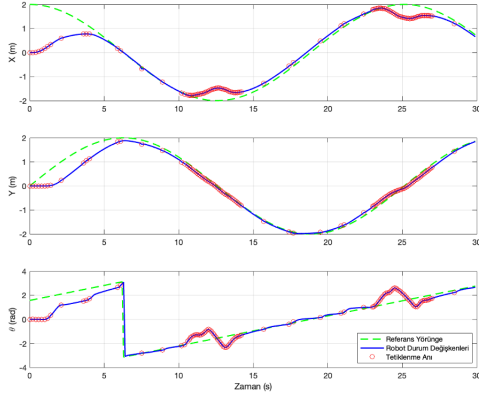
de görülebileceği üzere, önerilen kontrol yöntemi ve dinamik ET mekanizması, güvenliğin kritik olduğu bölgelerde daha sık OCP çözümleri gerçekleştirmekte ve bu sayede güvenliği etkin bir şekilde garanti altına almaktadır.

Senaryo 2: İkinci senaryoda, tek noktalı referans $[3, 3]\text{m}$ olarak belirlenmiş ve bir adet engel $[1.5, 1.5]\text{m}$ konumuna yerleştirilmiştir. Şekil 5'te AMR'nin yörünge takip performansı, Şekil 6'da ise durum değişkenlerinin zamana bağlı değişimi gösterilmektedir. Bir önceki senaryoya benzer şekilde, AMR'nin engelin yanından geçerken güvenliği sağlamak amacıyla tetiklenme sayısının arttığı $4s - 7s$ aralığında kırmızı renk ile gözlemlenmektedir.

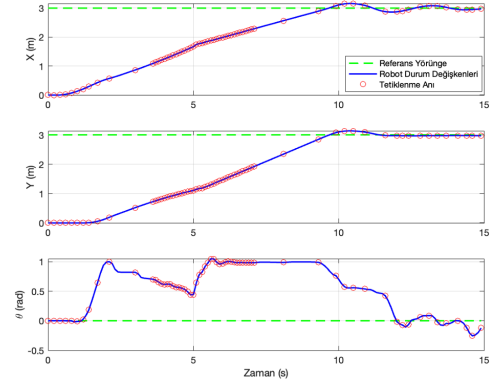
Son olarak, güvenlik katsayısı ρ 'nun tetiklenme sayısı ve kontrol performansı üzerindeki etkisi analiz edilmiştir. Bu kapsamda farklı ρ değerleriyle yapılan testlerin sonuçları Tablo 1'de sunulmaktadır. Gözlemler, ρ arttıkça tetiklenme sayısının azaldığını ve yalnızca güvenliğin kritik olduğu anlarda kontrolün devreye girdiğini göstermektedir. Bu durum, çok sınırlı bir performans kaybı karşılığında hesaplama yükünü yaklaşık %60 oranında azaltmaktadır. Sonuçlar, önerilen yöntemin model bağımsız yapısıyla karmaşık ve zaman açısından kritik sistemlerde etkin biçimde uygulanabileceğini ortaya koymaktadır.

5. Tartışma

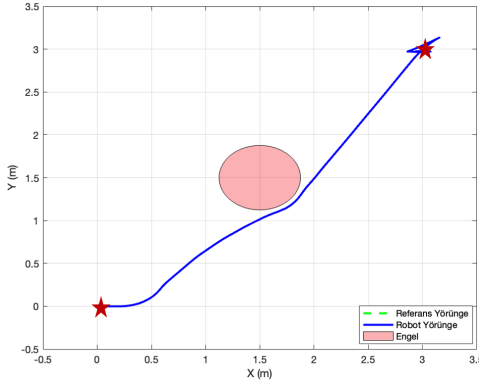
Bu çalışmada, güvenlik açısından kritik MPC'nin hesaplama yükünü azaltan bir dinamik tetikleme mekanizması geliştirilmiştir. Önerilen yöntemin matematiksel modelden bağımsız ça-



Şekil 4: Mobil Robotun çember yörüngede durum değişkenlerinin değişimi ve tetiklenme anları.



Şekil 6: Mobil Robotun tek nokta referans için durum değişkenlerinin değişimi ve tetiklenme anları.



Şekil 5: Mobil robotun tek nokta referans takip performansı.

lşılabirliğini göstermek amacıyla SINDy tabanlı model öğrenme yöntemi sisteme entegre edilmiştir. Bu yapı için güvenlik ve referans takip kararlılığı teorik olarak kanıtlanmıştır. Gerçek zamanlı sonuçlar, önerilen yöntemin güvenliği koruyarak yaklaşık %60 oranında hesaplama yükünü azalttığını göstermektedir. Gelecek çalışmalarda, tetikleme mekanizmasına ait parametre seçimleri ve daha kapsamlı analizlerin yapılması planlanmaktadır.

6. Kaynakça

- [1] Ames, Aaron D., Jessie W. Grizzle, and Paulo Tabuada. "Control barrier function based quadratic programs with application to adaptive cruise control." 53rd IEEE conference on decision and control. IEEE, 2014.
- [2] Zeng, Jun, Bike Zhang, and Koushil Sreenath. "Safety-critical model predictive control with discrete-time control barrier function." 2021 American Control Conference (ACC). IEEE, 2021.
- [3] Sun, Zhongqi, et al. "Tracking of unicycle robots using event-based MPC with adaptive prediction horizon." IEEE/ASME Transactions on Mechatronics 25.2 (2019): 739-749.

Tablo 1: Senrayo 1-2 için ISSf-CBF SINDy-MPC ISSf-CBF DET SINDy MPC yöntemlerinin karşılaştırması

Kontrol Metodu	ρ	Tetiklenme Sayısı	MSE (m)
SINDy-MPC (S1)	\times	300	0.3817m
DET SINDy MPC (S1)	0.01	120	0.4044m
DET SINDy MPC (S1)	0.5	85	0.4132m
SINDy-MPC (S2)	\times	150	1.5383m
DET SINDy MPC (S2)	0.01	77	1.5672m
DET SINDy MPC (S2)	0.5	66	1.6477m

- [4] Nguyen, Minh-Nhat, et al. "Model-free safety critical model predictive control for mobile robot in dynamic environments." IEEE Transactions on Intelligent Vehicles (2024).
- [5] Zhang, L., ve Schaeffer, H. (2019). On the convergence of the SINDy algorithm. Multiscale Modeling ve Simulation, 17(3), 948-972.
- [6] De Carvalho Filho, José Gilmar Nunes, et al. "The impact of parametric uncertainties on mobile robots velocities and pose estimation." IEEE Access 7 (2019): 69070-69086.
- [7] Brunton, Steven L., Joshua L. Proctor, and J. Nathan Kutz. "Discovering governing equations from data by sparse identification of nonlinear dynamical systems." Proceedings of the national academy of sciences 113.15 (2016): 3932-3937.
- [8] Long, Lijun, and Jie Wang. "Safety-critical dynamic event-triggered control of nonlinear systems." Systems and Control Letters 162 (2022): 105176.

Yapay Zeka ile Protez Dizler için Yürüyüş Fazları Tanıma

Yusuf Buğra Günaydın^{1,2}, Ahmet Efekaan Efe^{1,2}, Erhan İlhan Konukseven²

¹Proted Protez - Ortez Inc

²ODTÜ, Ortadoğu Teknik Üniversitesi, Makina Mühendisliği

Abstract—Bu çalışma, sensör verilerini ve makine öğrenimi algoritmalarını kullanarak protez bir dizdeki yürüyüş fazlarını tanımayla yönelik bir metodoloji sunmaktadır. İki strain gauge ve bir Hall sensörü dahil olmak üzere kritik sensörler, diz gerilmeleri, eklem açısı ve açısal hız hakkında bilgi sağlamıştır. Duruş ve salınım aşamalarına odaklanarak insan yürüyüş döngüsündeki önemli olayları belirledik ve kontrolü geliştirmek için salınım aşamasını daha da alt bölümlere ayırdık. İlk model uygulaması, tahmin edilen yürüyüş olayı yüzdelerinde tutarsızlıklar ortaya çıkardığı için salınım fazındaki alt fazları tanımak için özel olarak tasarlanmış ikinci bir modelin oluşturulmasına yol açtı. Her iki model de salınım fazı geçişlerini doğru bir şekilde tanımlayarak protez diz kontrolünün iyileştirilmesini sağladı. Model çıktılarına dayalı olarak valf dirençlerinde ince ayar yaparak, salınım fazı sırasında daha yumuşak diz hareketleri elde ettik ve ekstansiyonda yumuşak bir açılış elde ettik. Bu yaklaşım sadece protez dizin işlevselliğini iyileştirmekle kalmıyor, aynı zamanda yardımcı teknolojiler için uyarlanabilir sistemlerdeki ilerlemelere de katkıda bulunuyor.

Index Terms—Prosthetic Knee, Gait Recognition, Machine Learning, Sensor Data, Signal Processing, Strain Gauges, Hall Sensor, Gait Cycle

1. GİRİŞ

Alt ekstremita amputasyonları dünya çapında milyonlarca insanı etkileyen ciddi bir sağlık sorunudur. Dünya Sağlık Örgütü'ne (WHO) göre yaklaşık 35-40 milyon insan proteze ihtiyaç duymaktadır [1] ve bu sayı her yıl artmaktadır. Diz altı amputasyonlar, travmatik yaralanmalar, diyabet, damar hastalıkları ve enfeksiyonlar gibi nedenlerden kaynaklanabilmektedir [2]. Amputasyon sonrasında bireylerin bağımsız hareket etme kabiliyetleri büyük ölçüde kısıtlanmakta ve bu durum hem fiziksel hem de ruhsal sağlık üzerinde olumsuz etkiler yaratmaktadır [3]. Protez teknolojilerindeki gelişmeler, bu bireylerin yaşam kalitesinin iyileştirilmesinde önemli bir rol oynamaktadır. Gelişmiş protez dizler, amputasyondan sonra bireylerin yürüme kabiliyetlerini yeniden kazanmalarına yardımcı olmak için tasarlanmıştır [4]. Bununla birlikte, bu dizlerin işlevselliği, kullanıcının yürüme fazlarını (örneğin, topuk vuruşu, ayak parmağı kaldırma) doğru bir şekilde tanınmasına bağlıdır [5]. Araştırmalar, dünya çapında protez dizlere sahip bireylerin protezlerinin yanlış kullanımı nedeniyle denge sorunları yaşadığını ve bunun da düşme riskini artırdığını göstermektedir [6]. Bu tür fiziksel zorluklar sadece fiziksel kısıtlamalara neden olmakla kalmayıp, aynı zamanda bireylerin psikolojik durumunu da olumsuz etkiler; depresyon, anksiyete ve özgüven kaybına yol açabilir

[3]. Doğru bir yürüme fazı tanıma sistemi, protez dizlerin doğal yürüme hareketlerini daha iyi taklit etmesini ve kullanıcının günlük yaşam aktivitelerini daha bağımsız bir şekilde gerçekleştirmesini sağlar [7]. Bu bağlamda, yürüme fazlarının doğru bir şekilde algılanması ve sınıflandırılması üzerine yapılan çalışmalar, protez dizleri daha akıllı ve kullanıcı dostu hale getirmek için temel bir gereklilik haline gelmiştir [7] [8]. Ayrıca, protez teknolojisindeki bu gelişmeler, amputasyon sonrası yaşanan fiziksel ve ruhsal sağlık sorunlarının azaltılmasında önemli bir rol oynayabilir [3].

Günümüzde yürüyüş fazlarının tanınması ve protez dizlerin performansının artırılması üzerine yapılan araştırmalar hızla ilerlemektedir. Yapay zeka (AI) ve makine öğrenimi (ML) teknikleri bu alanda kullanılan başlıca yöntemlerdir. Yürüme olaylarının doğru tespiti için kullanılan algılama sistemleri çoğunlukla giyilebilir ivmeölçer, jiroskop ve elektromiyografi (EMG) sensörlerinden elde edilen verileri işler [9] [10]. Bu sensörlerden toplanan veriler yapay zekâ algoritmalarıyla analiz edilir ve kullanıcının yürüme döngüsündeki fazları doğru şekilde tespit edilir.

Bu çalışmalar, protez dizlerin kullanıcının gerçek zamanlı yürüme dinamiklerine uyum sağlamasına olanak tanıyor. Örneğin, gelişmiş protez diz sistemleri kullanıcının yürüme hızına, yüzey eğimine ve yürüme temposuna anında uyum sağlayabiliyor [11]. Bu, daha doğal ve dengeli bir yürüme deneyimi sağlayarak düşme riskini azaltır ve günlük yaşam aktivitelerinde daha fazla bağımsızlık sağlar [2].

Ayrıca, protez diz teknolojisindeki bu ilerlemelerin yalnızca fiziksel performans üzerinde değil, aynı zamanda ampute kişilerin psikolojik refahı üzerinde de olumlu etkileri vardır [3]. Yürüme dengesizliği ve protez uyumsuzluğu nedeniyle düşme korkusunun ortadan kalkması, bireylerin günlük aktivitelerine daha fazla katılmalarına ve sosyal izolasyonun önlenmesine katkıda bulunur [12].

Son yıllarda, büyük teknoloji şirketleri ve akademik araştırma grupları protez dizleri daha akıllı hale getirmek için yoğun bir şekilde çalışmaktadır. Şu anda çabalar mikroişlemci kontrollü dizlerin entegrasyonunu geliştirmeye odaklanmaktadır. Bu dizler yürüme hızındaki, arazideki ve aktivite seviyelerindeki değişikliklere gerçek zamanlı olarak uyum sağlayarak ampute kişilerin merdivenlerde, engebeli yüzeylerde ve yokuşlarda daha rahat bir şekilde gezinmesine olanak tanır. Kullanıcı niyetini tahmin etmek için EMG sinyallerini kullanan güç destekli protezler de ilerlemektedir. Bu

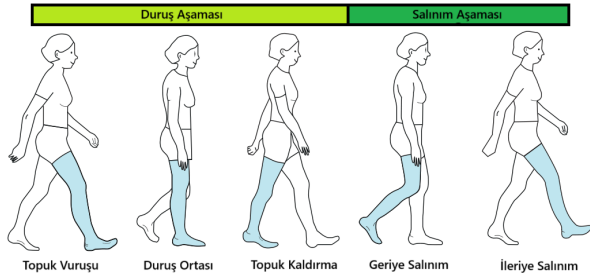
sistemler daha doğal hareket sağlar ve uzuv yükünü azaltır. Araştırmalar, enerji verimliliğini, yürüyüş simetrisini ve genel konforu iyileştirmek için bu sistemleri daha da geliştirmeye ve kontrollü ortamların dışında günlük kullanım için daha uygulanabilir hale getirmeye odaklanmaktadır [13] [14].

Sonuç olarak, bu alandaki araştırma ve gelişmeler protez diz kullanıcılarının sağlığına hem fiziksel hem de psikolojik olarak büyük katkı sağlamaktadır. Yürüme olaylarının doğru bir şekilde tanınması, protez dizlerin doğal insan hareketine mümkün olduğunca yakın çalışmasını sağlayarak amputasyon sonrası yaşam kalitesini artırır.

2. LİTERATÜR TARAMASI

Yürüyüş analizi, alt ekstremité protezlerinin geliştirilmesinde kritik bir rol oynamaktadır. Bu analiz, yürüyüş döngüsünün belirli aşamalarının ayrıntılı olarak incelenmesiyle gerçekleştirilir [15].

Yürüyüş döngüsü, bir ayağın yere değdiği andan aynı ayağın tekrar yere değdiği ana kadar geçen süredir. Bu döngü iki ana evreye ayrılır: duruş evresi ve salınım evresi. Her aşama, yürüyüş döngüsünü ayrıntılı olarak açıklayan alt bileşenlere ayrılmıştır.



Şekil 1: Yürüyüş Döngüsü Fazları

A. Duruş Aşaması

1) *Topuk Vuruşu*: Yürüme döngüsünün başlangıcıdır. Bu aşamada ayak topuğu yere temas eder ve vücut ağırlığı bu temas üzerinden aktarılmaya başlar.

2) *Duruş Ortası*: Topuk değdikten sonra ayak hızla düz ayak pozisyonuna geçer. Bu aşamada ayağın tamamı yere temas eder ve vücut ağırlığı tamamen bu ayağa aktarılır.

3) *Topuk Kaldırma*: Duruş aşamasının son kısmı, topuk yerden kalktığı anda ve ayak parmakları vücudu ileri doğru iten son temas noktası olarak kaldığında gerçekleşir. Ayak parmakları yerden kesilerek diğer ayağın destek aşamasına geçmesine izin verilir.

B. Salınım Aşaması

1) *Geriye Salınım*: Ayağın yerden kalktığı ve ileri doğru hareket ettiği bu fazda diz fleksiyona (bükülme) girer. Bu bükülme ayağın yerden yüksek bir noktaya ulaşmasını ve yere değmeden ileri doğru hareket etmesini sağlar.

2) *İleri Salınım*: Salınım aşamasının son fazı olan ekstansiyon, diz ve kalçanın açıldığı ve ayağın yere doğru geri hareket ettiği aşamadır. Bu aşamada diz uzar ve ayağın topuğu bir sonraki topuk vuruşu için hazırır.

Bu aşamalar düzgün bir yürüyüş modelinin temel yapı taşlarıdır ve herhangi bir bozukluk veya anormallik yürüyüş döngüsü değerlendirilerek tespit edilebilir. Bu değerlendirmeleri yapmak için giyilebilir IMU sensörleri ve ayak tabanına yerleştirilen kuvvete duyarlı direnç (FSR) sensörleri gibi farklı veri toplama yöntemleri kullanılabilir [16]. Ayrıca, derinlik ölçen kameralar ve RGB kameralar da yürüyüş analizi için etkili araçlar olarak kullanılabilir ve çeşitli ve kapsamlı veri toplama yaklaşımları sağlar [17].

- **Kamera Tabanlı Sistemler**: Bu sistemler yürüme aşamalarını ayırt etmede yüksek doğruluk oranına sahiptir. Sistem doğruluğu 90%'ın üzerinde olmasına rağmen, bu sistemin yüksek uygulama maliyeti gibi bazı sınırlamaları vardır [17].

- **FSR Tabanlı Sistemler**: Ayak tabanına yerleştirilen bu sensörler, duruş fazının alt fazlarının belirlenmesinde etkilidir. Salınım fazı için veri elde etmek mümkün olmadığından bu sistemler IMU sensörleri ile birlikte kullanılarak daha doğru sonuçlar elde edilebilir [16].

- **IMU Tabanlı Sistemler**: Giyilebilir IMU sensörleri, katılımcının vücuduna takılan küçük cihazlar aracılığıyla hareket verilerini toplamak için kullanılır. Bu yöntem taşınabilirlik ve kullanım kolaylığı açısından avantajlar sunmaktadır. Doğruluk oranı kamera tabanlı sistemlere göre daha düşük olsa da düşük maliyetli uygulamalar için uygundur [17].

Bastaset *et al.* [18] alt uzuv protezi kullanıcılarının (LLPU) adımlarını belirlemek için üç farklı IMU tabanlı algoritmanın performansını karşılaştırmayı amaçlamıştır. Yürüyüş verileri 17 transtibial, 16 transfemoral protez kullanıcısı ve 14 sağlıklı kontrol üzerinde toplanmıştır. Adım belirleme için sıfır geçiş (ZC), maksimum ivme (MA) tepe tespiti ve proksimal tepe (PP) algoritmaları kullanılmıştır. Sonuçlar sıfır geçiş algoritmasının adım belirlemede diğerlerine göre daha tutarlı ve güvenilir olduğunu göstermiştir. Bununla birlikte, adım aralığı verilerini doğrulamak için zemin gerçek verileri (örn. kuvvet plakaları, ayak anahtarları veya gerinim ölçer) toplanmaktadır.

Zou *et al.* [19] eksik RGB-D verileriyle önden yürüyüş tanımanın nasıl gerçekleştirileceğini araştırmıştır. Özellikle tam bir yürüyüş döngüsünün mevcut olmadığı durumlarda tanıma başarısını artırmak için bulanık kümeleme ve yürüyüş döngüsü analizi gibi yöntemler uygulanmıştır. Deneysel sonuçlar, önerilen yöntemin eksik yürüyüş döngülerine sahip akışlarda bile tanıma oranını yüksek ve tutarlı bir şekilde artırdığını göstermektedir, ancak önerilen yöntemin gerçek zamanlı uygulamalardaki etkinliği tam olarak değerlendirilmemiştir.

Qadir *et al.* [20] i-Inspire diz protezinin sensör verilerini kullanarak yürüyüş aşamalarını tanımlama ve kullanıcı niyetini belirleme becerisini araştırmıştır. Protez, diz açısı sensörü, ivmeölçer (IMU) ve gerinim ölçerler kullanarak farklı yürüyüş evrelerini tanıır. Bu sensörler, protezin 3D uzaydaki konumunu yeniden yapılandırmak ve doğru niyet tanıma sağlamak

için veri toplar. Deneyisel sonuçlar, i-Inspire diz protezinin kullanıcı niyetlerini doğru bir şekilde tanıyabildiğini, kullanıcının seçilen hızda yürümesini sağladığını ve diz fleksiyon açısını kontrol ederek tökezleme oranını azalttığını göstermektedir. Ayrıca, bulanık kümeleme ve yürüyüş döngüsü analizi kullanılarak, tam yürüyüş döngüsü her zaman mevcut olmadığında bile yürüyüş tanıma oranının yüksek ve istikrarlı olduğu bulunmuştur.

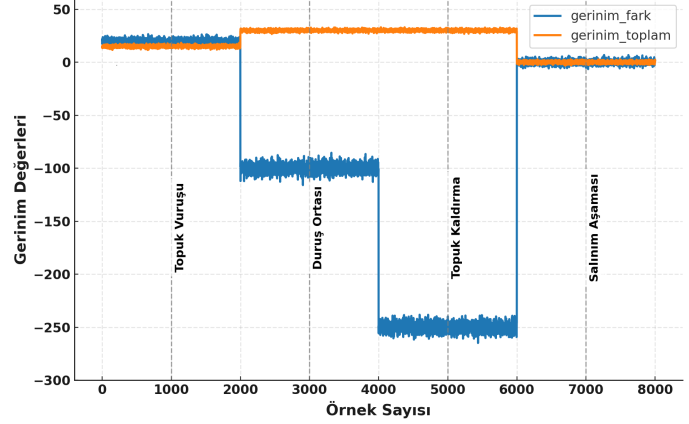
3. METODOLOJİ

İlk olarak, model için girdi olarak kullanılacak sensör verileri belirlenmiştir. Çalışmada, Proted Ar-Ge bünyesinde geliştirilen Evoknee biyonomik diz protezi kullanılmıştır. Bu protezde, diz eklemi içerisinde bulunan piramit yapısının ön yüzüne ve arka yüzüne yerleştirilmiş iki adet gerinim ölçer bulunmaktadır. Bu sensörler, diz eklemi üzerindeki gerilmeleri kaydederek yüklenme hakkında bilgi sağlamaktadır. Ayrıca, diz eklemine entegre edilen bir Hall effect sensörü eklem açısını ölçmektedir. Açısal hız verisi ise ayrı bir sensörden değil, Hall sensöründen alınan eklem açısı bilgisinin türevinden elde edilmektedir. Dolayısıyla yürüyüş olaylarının tanımlanmasında toplam üç sensörden elde edilen dört veri çıkışı (ön strain, arka strain, eklem açısı ve açısal hız) kullanılmaktadır. Bu veriler, STM32 U575 mikrodenetleyici tarafından gerçek zamanlı olarak işlenmektedir.

Bir sonraki adım, analizimiz için kritik yürüyüş fazlarını tanımlamaktır. Bunu yapmak için, iki ana aşamadan oluşan insan yürüyüş döngüsünü inceliyoruz: duruş ve salınım. Hastanın herhangi bir zamanda hangi evrede olduğunu belirlemek çok önemlidir. Duruş evresinde, protez dizin valf sistemini kontrol etmek için hem tanınabilir hem de önemli olan üç temel olay vardır. Bunlardan ilki, hastanın topuğu yerle ilk teması sağladığında meydana gelen topuk vuruşudur. İkinci olay, hastanın ayağının yerde düz olduğu ve vücut ağırlığının topuk ile ön ayak arasında neredeyse eşit olarak dağıldığı orta duruş olayıdır. Son olay ise vücut ağırlığının çoğunun ön ayağa kaydığı ayak parmağı kalkışıdır. Duruş fazını bu üç bölüme ayırarak ve salınım fazını ekleyerek, yürüyüş döngüsü içinde toplam dört farklı faz tanımlarız.

Bu yürüyüş aşamalarını belirlemek için, makine öğrenimi modelimiz olarak çok katmanlı bir algılayıcı (MLP) algoritması kullanılmaktadır. Ancak böyle bir modelin eğitilmesi için yürüyüş döngüsündeki temel olayları doğru bir şekilde temsil eden etiketli verilere ihtiyaç vardır. Bu amaçla, hareketsiz duran ve gerçek yürüyüş olayları sırasında gözlemlenen gerinim değerlerini taklit etmek için sezgisel olarak ağırlık dağılımını değiştiren bir hastadan veri toplanmıştır. Hastadan protez dizini sırasıyla yere bastırması istenmiştir: önce yalnızca topuk temas halindeyken, ardından ayağın tamamı yere temas ederken ve son olarak ön ayağın aşağı basması sırasında. Ayrıca protez diz havada asılı durumdayken de gerinim verileri kaydedilmiştir. Her olay seri iletişim kullanılarak 350 Hz frekansta 10 saniye boyunca kaydedilmiştir. Toplanan gerinim verileri 2'de gösterilmiştir. Şekilde, protez üzerindeki ön ve arka yüzeyde konumlanan gerinim sensörlerinden elde edilen verilerin farkı (gerinim fark) ve toplamı (gerinim toplam)

sunulmaktadır. Grafikte ayrıca yürüyüş döngüsünün önemli olayları olan Topuk Vuruşu, Duruş Ortası, Topuk Kaldırma ve Salınım Aşaması dikey kesikli çizgilerle işaretlenerek, sensör çıktılarının yürüyüş fazlarıyla ilişkisi görsel olarak açıklanmaktadır.



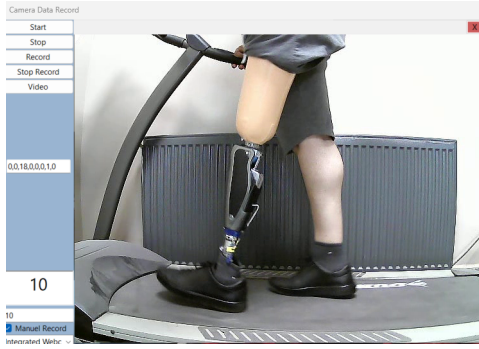
Şekil 2: Topuk Vuruşu, Duruş Ortası, Topuk Kaldırma ve Salınım aşamaları için sırasıyla strain verileri.

Çalışmada kullanılan model, çok katmanlı algılayıcı (MLP) yapısındadır. Model eğitildikten sonra C koduna dönüştürülerek biyonomik diz protezinin yazılımına tek bir fonksiyon olarak entegre edilmiş ve STM32 U575 mikroişlemci üzerinde gerçek zamanlı olarak çalıştırılmıştır. Sensörlerden alınan veriler modele giriş olarak verilmekte, modelin çıktıları ise her örnekleme penceresinde çağrılarak ekstansiyon ve fleksiyon valflerinin dirençlerinin dinamik olarak ayarlanmasında kullanılmaktadır. Yürüme fazlarına karşılık gelen hedef direnç aralıkları ise [18] referans alınarak belirlenmiştir.

Hasta ile gerçekleştirilen testler esnasında, salınım fazı sırasında dizin yavaşlama performansının yetersiz kaldığı gözlemlenmiştir. Bu duruma yönelik olarak salınım esnasında ekstansiyon valfi direncini artırma denemeleri yapılmış, ancak bu müdahalenin hastanın yürüme konforunu olumsuz yönde etkilediği ve yürüyüşü daha da zorlaştırdığı tespit edilmiştir. Sonuç olarak, bu sorunun çözümü amacıyla salınım fazının daha ileri alt bölümlere ayrılmasına karar verilmiştir.

Bu doğrultuda, hasta koşu bandı üzerinde yürürken diz açısı, açısal hız ve model çıktısı gibi veriler seri iletişim aracılığıyla toplanmıştır. Modelin salınım fazı olarak sınıflandırdığı veri örnekleri üzerinde odaklanılarak, bu faz kullanıcı tarafından önceden tanımlanan yüzdelik oranlara göre iki alt faza ayrılmıştır. Örneğin, 100 ardışık veri noktasından oluşan bir salınım fazı, %40 ve %60 gibi oranlarda iki bölüme ayrılmış ve bu bölümlere karşılık gelen diz kinematik verileri yeniden etiketlenmiştir. Söz konusu yüzdelik ayırım, dizin salınım fazının orta noktasına ulaşmadan önce yavaşlamaya başlamasını temin edecek şekilde seçilmiştir. Bu yeniden etiketlenmiş veriler kullanılarak, salınım fazının söz konusu iki alt fazını ayırt etmek üzere özelleştirilmiş ek bir modelin eğitilmesi planlanmıştır.

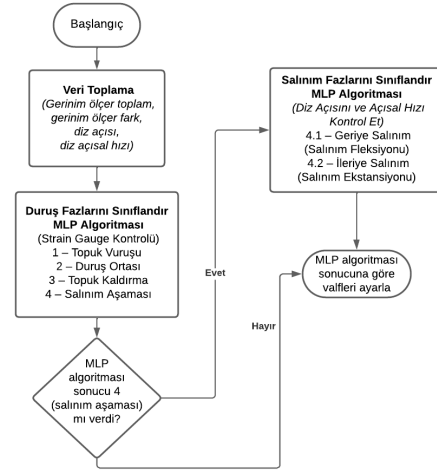
Yine bu amaçla, seri veri toplama ve video kaydını senkronize etmek için özel olarak tasarlanmış bir uygulama geliştirdik. Uygulama Python ortamında, PyQt5 tabanlı bir grafiksel kullanıcı arayüzü (GUI) ile geliştirilmiştir. Uygulama, protez kullanıcısının yürüyüşü sırasında eşzamanlı olarak veri toplama ve video kaydını başlatır. Kayıt işlemi sırasında uygulama aynı zamanda veri ve video karelerini etiketleyerek her ikisini de senkronize eder. Uygulama manuel kayıt seçeneğine sahiptir; kullanıcı ihtiyaç duyduğunda kayıtları başlatabilir ve durdurabilir ya da uygulamaya geri sayım tanımlayarak süre sonunda kaydın otomatik olarak durdurulmasını sağlayabilir. Video yakalama ile sensör veri kaydının birleştirilmesi doğru ve güvenilir veri toplanmasını sağlamaktadır.



Şekil 3: Senkronize video ve verileri kaydetmek için uygulama

Mevcut yaklaşıma ek olarak, salınım fazını diz ekleminin açılma hızının işaretine göre segmentlere ayıran tamamlayıcı bir algoritma geliştirilmiştir. Bu algoritma, salınım fazını daha ayrıntılı alt evrelere bölerek kullanıcının yürüme karakteristiğinin daha hassas bir şekilde takip edilmesini ve fazlar arası geçiş zamanlamasının netleştirilmesini amaçlamaktadır. Bu sayede, protez kontrol sisteminin eklem hareketlerine daha hızlı ve doğru tepkiler vermesi sağlanmakta; özellikle adım atma ve adım sonlandırma anlarında daha güvenilir bir performans elde edilmektedir.

Geliştirilen bu ikinci model, biyonomik diz protezine gömülü bir yapıda uygulanmıştır. Sistemin işleyişi uyarınca, ilk modelin çıktısı salınım fazını işaret ettiğinde ikinci model aktive olmaktadır. Aktive olan bu model, salınım fazını, diz ekleminin açılma hızının işaretine dayanarak “geriye salınım” (swing flexion) ve “ileriye salınım” (swing extension) olarak tanımlanan alt aşamalara ayırmaktadır. Böylelikle, protezin kontrol sistemi salınım evresindeki hareket yönünü daha isabetli bir biçimde ayırt edebilmekte ve valf dirençleri bu yönelim doğrultusunda hassas olarak ayarlanabilmektedir. Geliştirilen bu yaklaşım, protezin farklı bireylerin yürüme paternlerine daha yüksek uyumlulukla tepki vermesine olanak tanımaktadır. Algoritmanın genel işleyişini gösteren akış şeması Şekil 4’te sunulmuştur.



Şekil 4: Algoritma Akış Şeması

Çalışmada yürüyüş olaylarının sınıflandırılması için iki farklı model uygulanmıştır. Birinci model, yalnızca protez dizin ön ve arka yüzüne yerleştirilen gerinim ölçerlerden elde edilen verileri kullanmaktadır. Bu model, yürüyüşün duruş fazlarını literatürde tanımlandığı şekilde üç temel olay (1: Topuk Vuruşu, 2: Duruş Ortası, 3: Topuk Kaldırma) olarak sınıflandırmakta ve ayrıca kullanıcının salınım aşamasında olup olmadığını belirleyebilmektedir. Ancak bu model, salınım fazını alt aşamalara ayıramamaktadır.

İkinci model ise, birinci modelin çıktısını temel almakta ve diz eklemine entegre edilen Hall effect sensöründen elde edilen eklem açısı ve açılma hız bilgilerini kullanarak salınım fazını iki alt evreye ayırmaktadır: 4 - Geriye Salınım (Fleksiyon) ve 5 - İleriye Salınım (Ekstansiyon).

Her iki modelde de sınıflandırma işlemi MLP algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Algoritma, protez kontrol kartında bulunan STM32 U575 mikroişlemciye C kodu şeklinde gömülerek gerçek zamanlı çalıştırılmaktadır. Modelin çıktısına bağlı olarak ekstansiyon ve fleksiyon valf dirençleri dinamik biçimde ayarlanmakta olup, valf kontrolü beş temel mod üzerinden tanımlanmıştır:

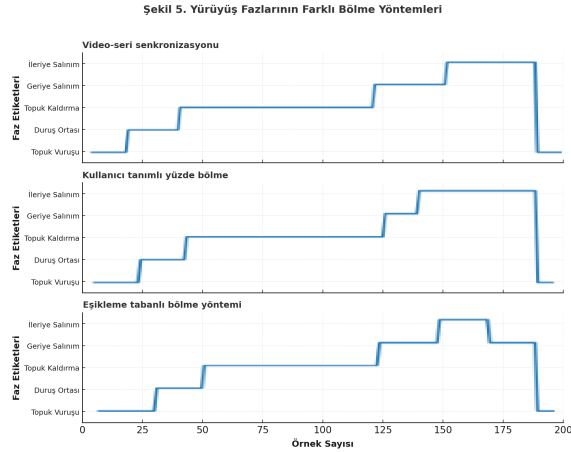
1. Fleksiyon yüksek sönmüleme, ekstansiyon serbest (fleksiyon valfi neredeyse kapalı \approx %10–20 açıklık)
2. Fleksiyon orta sönmüleme, ekstansiyon serbest (fleksiyon valfi kısmi açık \approx %40–60 açıklık)
3. Fleksiyon serbest, ekstansiyon serbest (her iki valf tamamen açık \approx %100 açıklık)
4. Fleksiyon düşük sönmüleme, ekstansiyon serbest (fleksiyon valfi geniş açık \approx %70–90 açıklık)
5. Fleksiyon kilitli, ekstansiyon orta sönmüleme (fleksiyon valfi tamamen kapalı \approx %0 açıklık, ekstansiyon \approx %40–60 açıklık)

Şekil 4’te, Evoknee biyonomik diz protezi için geliştirilen kontrol algoritmasının akış şeması gösterilmiştir. Algoritma her iki model için de benzer şekilde uygulanmaktadır.

Protez kullanıcısının koşu bandında yürüdüğü testler sırasında model çıktılarına ait yürüyüş fazı etiketleri elde edilmiştir. Bu etiketler, protez valflerinin ne zaman ve önceden

belirlenmiş hangi değerlerde açılıp kapanacağını kontrol etmek için kullanılmıştır. Modelden alınan bu yürüyüş fazı çıktıları, valflerin açıklık konumunu belirlerken temel teşkil etmiştir. Model eğitildikten sonra, önceden belirlenmiş valf değerlerini optimize etmek amacıyla, kullanıcının geri bildirimlerine dayanan iteratif bir yaklaşım uygulanmıştır. Bu geri bildirim dayalı süreç, sayısal bir metrik yerine kullanıcının konforu ve yürüyüş akışkanlığı gibi subjektif değerlendirmelerine dayanmaktadır.

Şekil 5'te, bu süreçte elde edilen yürüyüş fazlarının üç farklı yöntemle nasıl bölündüğü gösterilmektedir. Modellerin çıktıları, protez valflerinin ne kadar direnç göstermesi gerektiğini belirlemek için kullanılmaktadır.



Şekil 5: Yürüyüş fazlarının üç farklı yöntemle alt evrelere bölünmesi: (üst) video-seri senkronizasyonu, (orta) kullanıcı tanımlı yüzde bölme, (alt) eşikleme tabanlı bölme yöntemi. Dikey eksenlerdeki değerler yürüyüş olaylarını göstermektedir (1: Topuk Vuruşu, 2: Duruş Ortası, 3: Topuk Kaldırma, 4: Geriye Salınım, 5: İleriye Salınım).

- Video-seri senkronizasyonu yöntemi: Video kaydı ile sensör verilerinin senkronizasyonu sonucunda elde edilen referans etiketler.

- Kullanıcı tanımlı yüzde bölme yöntemi: Yürüyüş döngüsünün kullanıcı tarafından belirlenen oranlara bölünmesiyle elde edilen etiketler.

- Eşik değere dayalı bölütleme yöntemi: Diz ekleminin açısal hızının işaret değişimlerine göre otomatik faz belirleme algoritması.

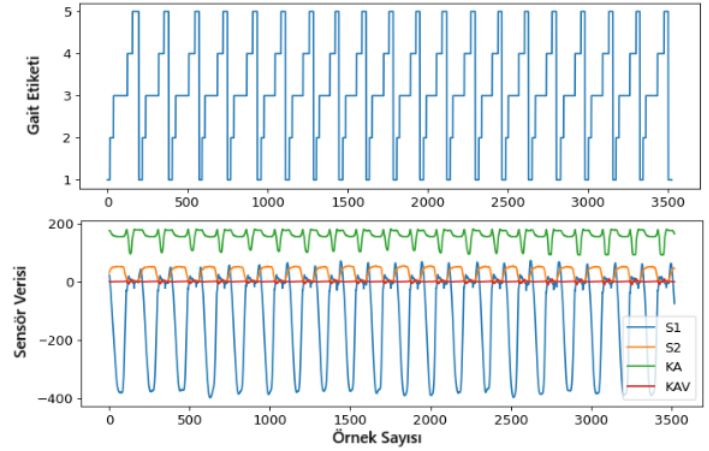
Şekil 5 incelendiğinde, her üç yöntemin de salınım fazını dalgalanma olmadan ayırabildiği görülmektedir. Bu durum, önerilen algoritmanın farklı bölme yaklaşımlarında da tutarlı biçimde çalıştığını göstermektedir.

Valfleri yeni faza göre ayarladıktan sonra, salınım fazında dizi yavaşatabildik ve diz açısı tamamen açıldığında sert vuruş yapmasını engelleyebildik.

4. SONUÇLAR

Protez dize yerleştirilen model ile hastamızın bir koşu bandında yürütmesine izin verdik ve o andaki sensör verilerini ve yürüme durumlarını topladık. Şekil 6'te yürüyüş

durumlarının tüm yürüyüş boyunca 1 ile 5 arasında değiştiği görülmektedir. Bu değerler yürüyüş olaylarını temsil etmektedir: 1 – Topuk Vuruşu, 2 – Duruş Ortası, 3 – Topuk Kaldırma, 4 – Geriye Salınım (Fleksiyon), 5 – İleriye Salınım (Ekstansiyon).



Şekil 6: Hasta yürürken sınıflandırma algoritması ve sensör verilerinin (Gerinim fark, Gerinim toplam, Diz Açısı (KA), Diz Açısal Hızı (KAV)) çıktısı. Üst grafikte görülen 1-5 arası değerler yürüyüş olaylarını temsil etmektedir: 1 – Topuk Vuruşu, 2 – Duruş Ortası, 3 – Topuk Kaldırma, 4 – Geriye Salınım (Fleksiyon), 5 – İleriye Salınım (Ekstansiyon).

5. TARTIŞMA

Bu çalışma, protez dizdeki yürüyüş fazlarını tanımayaya yönelik kapsamlı bir yaklaşım sunmaktadır; ancak metodoloji sırasında tartışılması gereken birkaç sorun ortaya çıkmıştır.

İlk endişe, veri toplama sırasında hastanın sezgilerine güvenilmesiyle ilgilidir; bu da veri kümesinde değişkenlik ve tutarsızlık yaratmaktadır. Yapılandırılmış bir prosedürün olmaması, sonuçların tekrarlanabilirliğini engelleyebilir ve potansiyel olarak modelin doğruluğunu etkileyebilir. Bu sorunu ele almak için olası bir çözüm, çeşitli ayak yerleşimlerini taklit etmek için protez dizi sistematik olarak konumlandırılan bir mekanizma tasarlamaktır. Bu, hastanın sezgilerine bağlı kalmadan daha kontrollü veri toplanmasına olanak sağlayacaktır. Alternatif olarak, veri toplamada hasta katılımı ihtiyacını tamamen ortadan kaldırabiliriz. Hastalara üç farklı ayak yerleşiminde belirli kütlelere sahip bir tartıya basmalarını söyleyerek, her bir ayak pozisyonu için gerinim ölçümleri ve uygulanan kütle arasında bir ilişki kurmak için değişen yüklerde gerinim verileri topladık. Bu veri noktalarını kullanarak, model eğitimi için yapay veriler oluşturmak üzere kaydedilen değerler arasında potansiyel olarak enterpolasyon yaparak sağlam bir veri kümesi oluşturabiliriz. Bu yaklaşım yalnızca veri tutarlılığını artırmakla kalmayacak, aynı zamanda veri toplama sürecini de kolaylaştırarak hasta girdisine olan bağımlılığı azaltacaktır.

İkinci sorun, koşu bandı yürüyüşü sırasında videoların kare kare etiketlenmesini içeren salınım aşamasını alt bölümlere ayırmak için kullanılan yöntemle ilgilidir. Bu süreç zaman

alıcı ve verimsiz olabilir ve genel iş akışında darboğazlar yaratabilir. Verimliliği artırmak için, video verileri içindeki yürüyüş olaylarını otomatik olarak tanımlayabilen bir tahmin modelinin geliştirilmesini ve uygulanmasını öneriyoruz [22]. Böyle bir model kullanarak, etiketleme sürecini hızlandırabilir ve yürüyüş olaylarının daha hızlı ve daha doğru segmentasyonuna olanak sağlayabiliriz. Bu, daha kapsamlı ve çeşitli bir veri kümesinin oluşturulmasını kolaylaştıracak ve sonuçta protez dizde kullanılan modelin performansını artıracaktır.

Özetle, bu çalışmada geliştirilen metodoloji yürüyüş olaylarının tanınmasında umut verici sonuçlar ortaya koyarken, vurgulanan sorunların ele alınması veri toplama prosedürlerinin ve verimliliğin artırılması için çok önemli olacaktır. Veri toplama için yapılandırılmış mekanizmalar uygulanarak ve otomatik etiketleme için gelişmiş derin öğrenme tekniklerinden yararlanarak, modelin sağlamlığını ve protez diz sistemlerindeki pratik uygulamasını geliştirebiliriz.

6. DEĞERLENDİRME

Bu çalışmada, sensör verileri ve makine öğrenimi algoritmalarının bir kombinasyonunu kullanarak protez bir dizdeki yürüyüş olaylarını tanımak için sağlam bir metodoloji geliştirdik. Diz mekanizması üzerindeki gerilmelerin yanı sıra diz eklemi açısı ve açısal hız hakkında temel bilgiler sağlayan iki strain gauge ve bir Hall sensörü de dahil olmak üzere kritik sensör girdilerini belirleyerek başladık.

Daha sonra, duruş ve salınım aşamalarına odaklanarak insan yürüyüş döngüsündeki önemli olayları tanımladık ve kontrolü geliştirmek için salınım aşamasını iki ayrı bölüme ayırdık.

İlk modelimizin uygulanmasının ardından, tahmin edilen yürüyüş olayı yüzdelerinde tutarsızlıklar gözlemledik ve bu da salınım fazının daha da alt bölümlere ayrılmasını sağladı. Bu ayarlama, bu alt fazları doğru bir şekilde tanımak için özel olarak tasarlanmış ikinci bir model oluşturmamızı sağladı. Testlerimiz, her iki modelin de salınım fazını dalgalanmalar olmadan etkili bir şekilde tanımladığını ve protez dizin daha iyi kontrol edilmesini sağladığını gösterdi.

Son olarak, model çıktılarına dayalı olarak valf dirençlerinde detaylı ayar yaparak, salınım fazı sırasında daha yumuşak diz hareketleri elde etmeyi başardık ve tam ekstansiyonda sert darbe riskini azalttık. Bu kapsamlı yaklaşım sadece protez dizin işlevselliğini artırmakla kalmıyor, aynı zamanda yardımcı teknolojilerde uyarlanabilir sistemlerin devam eden gelişimine de katkıda bulunuyor.

7. TEŞEKKÜR

Bu bildiride yer alan tüm çalışma ve araştırmalar Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 1501- Sanayi Ar-Ge Projeleri Destekleme Programı kapsamında 3210795 numaralı “Mikro Kontrollü Protez Diz Eklemi” isimli Protez & Ortez projesi olarak desteklenmiştir.

8. KAYNAKÇA

[1] World Health Organization. (2023). Global Report on Prosthetics and Orthotics. Geneva: World Health Organization.

[2] Hunter, S.W. et al. (2016) ‘Risk factors for falls in people with a lower limb amputation: A systematic review’, *PM&R*, 9(2), p. 170. doi:10.1016/j.pmrj.2016.07.531.

[3] Roşca, A.C. et al. (2021) ‘Psychological consequences in patients with amputation of a limb: an interpretative-phenomenological analysis’, *Frontiers in Psychology*, 12. doi:10.3389/fpsyg.2021.537493.

[4] Liang, W. et al. (2022) ‘Mechanisms and component design of prosthetic knees: A review from a biomechanical function perspective’, *Frontiers in Bioengineering and Biotechnology*, 10. doi:10.3389/fbioe.2022.950110.

[5] Maqbool, H.F. et al. (2017) ‘A real-time gait event detection for lower limb prosthesis control and evaluation’, *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, 25(9), pp. 1500–1509.

[6] Chihuri, S.T., Youdan Jr, G.A. and Wong, C.K. (2021) ‘Quantifying the risk of falls and injuries for amputees beyond annual fall rates—a longitudinal cohort analysis based on person-step exposure over time’, *Preventive Medicine Reports*, 24, p. 101626. doi:10.1016/j.pmedr.2021.101626.

[7] Gard, Steven A. PhD. Use of Quantitative Gait Analysis for the Evaluation of Prosthetic Walking Performance. *JPO Journal of Prosthetics and Orthotics* 18(6):p P93-P104, January 2006.

[8] Rietman, J.S., Postema, K. and Geertzen, J.H. (2002) ‘Gait analysis in Prosthetics’, *Prosthetics & Orthotics International*, 26(1), pp. 50–57. doi:10.1080/03093640208726621.

[9] Juan Cheng, Xiang Chen and Minfen Shen (2013) ‘A framework for daily activity monitoring and fall detection based on surface electromyography and accelerometer signals’, *IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics*, 17(1), pp. 38–45. doi:10.1109/titb.2012.2226905.

[10] Storm, F.A., Buckley, C.J. and Mazzà, C. (2016) ‘Gait event detection in laboratory and real life settings: Accuracy of ankle and waist sensor based methods’, *Gait & Posture*, 50, pp. 42–46. doi:10.1016/j.gaitpost.2016.08.012.

[11] Zahedi, S. et al. (2005) ‘Adaptive prosthesis – a new concept in prosthetic knee control’, *Robotica*, 23(3), pp. 337–344. doi:10.1017/s0263574704001365.

[12] Manz, S. et al. (2022) ‘A review of user needs to drive the development of lower limb prostheses’, *Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation*, 19(1). doi:10.1186/s12984-022-01097-1.

[13] Raschke, S.U. (2022) ‘Limb prostheses: Industry 1.0 to 4.0: Perspectives on technological advances in Prosthetic Care’, *Frontiers in Rehabilitation Sciences*, 3. doi:10.3389/fresc.2022.854404.

[14] Rasheed, F., Martin, S. and Tse, K.M. (2023) ‘Design, kinematics and gait analysis, of Prosthetic Knee Joints: A systematic review’, *Bioengineering*, 10(7), p. 773. doi:10.3390/bioengineering10070773.

[15] Gujaraht, T. and Bhole, K. (2019) ‘Gait analysis using IMU Sensor’, 2019 10th International Conference on Computing, Communication and Networking Technologies (ICCCNT) [Preprint]. doi:10.1109/icccnt45670.2019.8944545.

[16] Han, Y.C., Wong, K.I. and Murray, I. (2019) ‘Gait phase detection for normal and abnormal gaits using IMU’, *IEEE Sensors Journal*, 19(9), pp. 3439–3448. doi:10.1109/jsen.2019.2894143.

[17] Setiawan, A.W. et al. (2020) ‘Development of an web-based wearable gait recognition system using gyroscope and accelerometer sensors’, 2020 International Seminar on Application for Technology of Information and Communication (iSemantic), 25, pp. 370–373. doi:10.1109/isemantic50169.2020.9234236.

[18] Bastas, G. et al. (2018) ‘IMU-based gait analysis in lower limb prosthesis users: Comparison of step demarcation algorithms’, *Gait & Posture*, 64, pp. 30–37. doi:10.1016/j.gaitpost.2018.05.025.

[19] Zou, W. and Kamata, S. (2018) ‘Frontal gait recognition from incomplete RGB-D streams using gait cycle analysis’, 2018 Joint 7th International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV) and 2018 2nd International Conference on Imaging, Vision & Pattern Recognition (icIVPR), pp. 453–458. doi:10.1109/iciev.2018.8640960.

[20] Zou, W. and Kamata, S. (2018) ‘Frontal gait recognition from incomplete RGB-D streams using gait cycle analysis’, 2018 Joint 7th International Conference on Informatics, Electronics & Vision (ICIEV) and 2018 2nd International Conference on Imaging, Vision & Pattern Recognition (icIVPR), pp. 453–458. doi:10.1109/iciev.2018.8640960.

[21] Cao, W. et al. (2019) ‘Design and evaluation of a novel microprocessor-controlled Prosthetic Knee’, *IEEE Access*, 7, pp. 178553–178562. doi:10.1109/access.2019.2957823.

[22] Hii, C.S. et al. (2023) ‘Automated gait analysis based on a marker-free pose estimation model’, *Sensors*, 23(14), p. 6489. doi:10.3390/s23146489.

TALON 1400 V2 PLATFORMUNUN KARGO GÖREVİ İÇİN MODİFİKASYONU VE OTOPILOT TASARIMI

Modification of the TALON 1400 V2 Platform for Cargo Missions and Autopilot Design

Asya Demir¹, Doğukan Canbulat¹, Sami Pekdemir¹, Fethi Candan²

¹Uçak Mühendisliği Bölümü

Erciyes Üniversitesi, Köşk, Fakülte İçi Küme Evleri, 38030 Melikgazi/Kayseri
{1140110391,1140110399,samipekdemir}@erciyes.edu.tr

²Yapay Zeka ve Veri Mühendisliği Bölümü

Ankara Üniversitesi, Ankara
fethicandan@ankara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada Talon 1400 V2 Sabit kanat İHA (İnsansız Hava Aracı) platformunun kargo taşımacılığı için modifiye edilmesi ve otomatik pilot sisteminin entegrasyonu planlanmıştır. İniş takımı ve kargo olarak taşınacak faydalı yük uçağa ekstra ağırlık ekleyecektir. Bu durum uçağın modifikasyona uğramamış halinden daha fazla taşıma kuvveti gereksinimine neden olmaktadır. Arttırılan itki uçağın gücünü fazlaştırmakla hızda da artış sağlayacaktır bu sebeple ilk olarak tasarıma Tail-dragger tipi iniş takımı tasarlanmıştır. Bu sayede yük dağılımı ve darbe altında güvenlik katsayısı boyutlandırılmıştır. Platformun orijinal hali ile ilk HAD (Hesaplanabilir Akışkanlar Dinamiği) analizleri tarafımızca yapılmıştır. Motor ve pervane konfigürasyonu optimize edilmiştir. Yeni motorun gücüne bağlı olarak değişecek seyriserfer hızı ile HAD analizleri yapılarak modifiye edilmiş platformun taşıma katsayısı grafiği çıkartılmıştır. Ayrıca Raspberry Pi kullanılarak otopilot sistemi tasarlanacaktır. IMU (Inertial Measurement Unit), GPS (Global Positioning System) ve altimetre seçilerek Raspberry Pi'ye entegre edilecektir. Denklemlere bağlı olarak PID (Proportional-Integral-Derivative) uçuş kontrolcüsü tasarlanacaktır.

Abstract

In this study, the Talon 1400 V2 fixed-wing UAV (Unmanned Aerial Vehicle) platform is planned to be modified for cargo transportation and integrated with an autopilot system. The landing gear and the payload to be carried as cargo will add extra weight to the aircraft. This condition requires greater lift force compared to the unmodified configuration of the UAV. Increased thrust will enhance the aircraft's power and consequently provide higher flight speed; therefore, a Tail-dragger type landing gear was first designed for the platform. In this way, load distribution and safety factors under impact conditions were dimensioned. Initial CFD (Computational Fluid Dynamics) analyses were performed on the original configuration of the platform. The motor and propeller configuration was then optimized. Depending on the power of the new motor, additional CFD analyses were carried out with

the updated cruising speed, and the lift coefficient graph of the modified platform was obtained. Furthermore, an autopilot system will be designed using a Raspberry Pi. An IMU (Inertial Measurement Unit), GPS (Global Positioning System), and an altimeter will be selected and integrated into the Raspberry Pi. Based on the equations of motion, a PID (Proportional-Integral-Derivative) flight controller will be developed.

1. Giriş

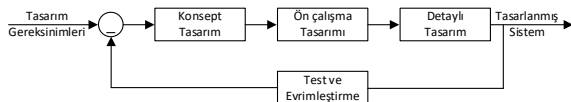
İnsansız hava araçları (İHA) modern havacılık ve savunma teknolojilerinin en gözde unsuru haline gelmiştir. Ülkeler bazında artan savunma ihtiyacı, gün geçtikçe gelişen dünyanın İHA pazarına olan ilgisini de arttırmıştır. Küresel Hava Trafik Yönetimi Operasyonel Konsepti (The Global Air Traffic Management Operational Concept) Doc. 9854 uyarınca insansız hava aracı Şikago Konvansiyonu'nun 8. maddesinde düzenlenmiş olan ve içerisinde pilotu bulunmayan araçlar olarak tanımlanmaktadır. Başka bir ifadeyle ve en yalın tanımıyla İHA (UAV: Unmanned Aerial Vehicle); içinde pilot olmaksızın, GPS kontrollü ve otomatik olarak gidebilen hava aracı olarak tanımlanmaktadır (Dictionary.com, 2016).[1] Günümüzde İHA'lar otonom uçuş yapabilen ve pilot tarafından koordine edilen olmak üzere iki sınıfa ayrılabilir. Sivil, askeri, keşif, enerji gibi alanlarda sık sık faydalanılmaktadır. İHA'lar kanat tiplerine göre sabit ve döner kanatlı olmak üzere iki sınıfa ayrılmaktadır. Genelde uçak ve helikopter tipindeki İHA'ların tasarımında sabit kanat tercih edilir. Değişken kanat başlığı da kendi içinde 3 alt başlığa ayrılabilir. Bunlar, uçuş esnasında değişebilen kanat büyüklüğü, kanat pozisyonu ve kanat formudur.[2] Faydalı yükler görev tanımına göre basit bir sensörden komplike elektronik harp sistemlerine kadar uzanmaktadır. Çalışmamızda kullanacağımız Talon 1400 V2, "Small, Fixed-Wing Unmanned Air Vehicles" sınıfında incelenmektedir. Bu sınıftaki platformlar hem askeri hem de sivil görevlerde kullanılabilir. Sivil kullanım alanları; Tarım, ev güvenliği, arama-kurtarma faaliyetleri, bilimsel kullanımlar, arıza kontrolü, doğal yaşam kontrolü olarak sınıflandırılır. Askeri kullanım alanları ise; hedef ihla, keşif, yem ihla, saldırı olarak sınıflandırılabilir. Kargo taşımaya yönelik İHA tasarımlarında, yükleme alanı bütünlüğü ve uçuş emniyeti, yapısal optimizasyon ve aerodinamik verimlilik temel kriterlerdir.[3]

1.1. Problem Tanımı ve Amaç

Bu çalışma Talon 1400 V2 sabit kanatlı küçük insansız hava aracına entegre edilecek iniş takımı tipi belirlenmiş ve 3D tasarımı Solidworks programı üzerinden gerçekleştirilmiştir. İniş takımların yerleşimi ve boyutsal hesaplamaları yapılmıştır. Bu sayede İHA üzerinde gövde tasarımı yenilenmiştir. Kargo taşımaya yönelik İHA'ların aerodinamik tasarımı, gövde içine entegre edilen yük bölmesi ve modifiye iniş takımı nedeniyle oluşan ekstra ağırlık ve sürüklenme etkilerini minimize edecek şekilde yapılmalıdır.[4] Eklenen iniş takımı ve taşınacak faydalı yük, hava aracına ilave ağırlık getirecektir. Bu durum, uçağın orijinal haline kıyasla daha fazla taşıma kuvveti gerektirecektir. Pervane ve motor sistemlerinin optimizasyonu, İHA'nın toplam itki gereksinimini sağlayarak ek faydalı yük taşıma kapasitesini artırır ve mevcut aerodinamik verimliliğin korunmasına katkıda bulunur.[5] Bu sebeple oluşan ek yükü taşıyabilmek için motor ve pervane sistemlerinde değişikliğe gidilmiş, yeni tasarıma uygun yüksek itki sağlayan pervane ve motor takımı seçilmiştir. Artırılan itki kuvveti sayesinde hem daha fazla yük taşınabilecek hem de uçuş hızı yükseltilecektir. Uçak; aerodinamik, yapısal ve performans açısından detaylı şekilde değerlendirilmiştir. Ayrıca İHA'ya bir otopilot sistemi tasarlanıp entegre edilecektir. Bu kapsamda yapılan çalışmalara yer verilmiştir. Otopilot sayesinde uçak, otomatik kalkış ve iniş gerçekleştirebilecektir. Bu durum, insan gücünden tasarruf sağlarken kalkış sırasında oluşabilecek güvenlik risklerini de ortadan kaldıracaktır. Bu çalışma kapsamında MATLAB-Simulink ortamında yapılan simülasyonların sonuçlarına yer verilmiştir. Tüm bu modifikasyonlarla, otonom uçuş kabiliyetine sahip, daha güvenli, dayanıklı ve yüksek performanslı bir kargo İHA'sı geliştirilmiş olacaktır.

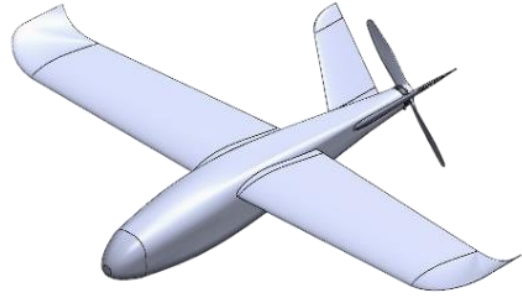
1.2. Katı Model Tasarım

Bir ürün tasarımı yapılırken fikrin ortaya çıkışından ürünün oluşumuna kadar pek çok aşama içermektedir. Projenin de asıl amacı olan modifikasyon çalışmaları kapsamında şekil 1'de verilen sistem mühendisliği dizayn döngüsü örnek alınmıştır.



Şekil 1. Sistem Mühendisliği Dizayn Döngüsü [6,7]

Talon 1400 serisi mini İHA baz alınarak kargo amaçlı kullanımı sağlanmak istenmektedir. Bu hususta ilk olarak İHA'nın modifikasyonu yapılmamış halinin CAD (Computer-Aided Design (Bilgisayar Destekli Tasarım)) modeli SolidWorks programı aracılığı ile çizilmiştir. Bu sayede tasarımın ilk analizleri gerçekleştirilecek ve modifiye edilmesi gereken noktalar belirlenmiş olacaktır. Şekil 2'de Talon 1400 V2 serisi İHA'nın SolidWorks aracılığı ile çizilmiş CAD görüntüsü verilmiştir.

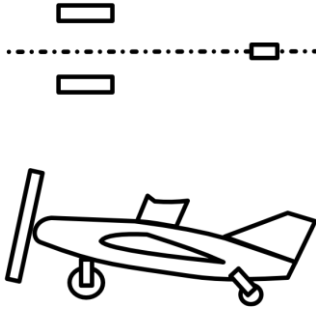


Şekil 2: Talon 1400 V2 İzometrik Görünüşü

Bu CAD modeli sayesinde hem İHA'nın aerodinamik yapısı hem de yapısal bileşenleri üzerinde detaylı bir inceleme yapılması mümkün hale gelmiştir. Aynı zamanda tasarım üzerinde analizler yapılarak, ilerleyen aşamalarda gerçekleştirilecek olan yapısal ve işlevsel modifikasyonlar için sağlam bir mühendislik temeli oluşturulmuştur. Elde edilen CAD modeli, modifiye edilmesi gereken bileşenlerin tespiti açısından kritik bir rol oynamaktadır. Özellikle iniş takımı entegrasyonu, kargo bölmesi oluşturulması, motor-pervane değişikliklerinin uygulanabilirliği bu model üzerinden ön değerlendirmelere tabi tutulmuştur. Bu proje kapsamında, Talon 1400 V2 platformunda mevcut durumda kuyruk bölümünde konumlandırılmış olan tek pervane ve motor sistemi, iki adet motor-pervane konfigürasyonuna dönüştürülerek kanatlara yerleştirilecektir. Bu değişikliklerle birlikte itki kuvveti kanat yüzeyine dağıtılarak toplam itki kapasitesi artırılacak ve yük dağılımı optimize edilecektir. Kanatlara yerleştirilen motorlar, ağırlık merkezi üzerinde dengeleyici bir etki oluşturarak platformun uçuş stabilitesini ve manevra kabiliyetini geliştirecektir. Böylece kalkış, iniş ve kargo taşıma operasyonlarında daha etkin bir performans elde edilmesi hedeflenmektedir.

Genel olarak kullanılan iniş takımı seçenekleri Bicycle, Taildragger, Tricycle olarak belirlenmiştir. Bu seçeneklerin içinden Tail-dragger iniş takımı tercih edilmiştir.

Tail-dragger iniş takımı, uçağın ağırlık merkezinin küçük bir miktar önüne yerleşmektedir [9]. Bu iniş takımı tipi, pervanesi burna veya kanatların ön kısmına yerleştirilen uçaklarda pervane için ekstra genişlik sağlar. Ayrıca yapısı gereğince kendiliğinde oluşturduğu hücum açısı daha fazla taşıma kuvveti oluşturulmasını sağlar. Fakat bu iniş takımı tipinde ağırlık merkezi ana iniş takımının arkasında olması nedeniyle uçak kalkış esnasında kararsız sayılabilecek bir durumdadır. Bu durum yerde oluşabilecek küçük bir yalpalama hareketi sonucu "ground loop" denilen kanat uçlarının yere sürmesine, iniş takımı kırılmasına veya uçağın pistten çıkmasına neden olur. Bu durumu önlemek için pilot kalkış öncesinde uçağı piste tam paralel olacak şekilde hizalamalıdır. İniş esnasında ise uçak pedallarını mükemmel bir şekilde kontrol etmelidir. [10] Şekil 3'te Tail-dragger iniş takımı yerleşimi gösterilmiştir.



Şekil 3: Tail-dragger Yerleşimi [11]

Matematiksel modelleme bölümünde ele alınan tekerlek yarıçapı ve kalınlıkları bulunan değerlere uygun bir şekilde iniş takımı boyuna eklenmiştir. İHA'nın arkasında bulunan pervanenin uzunluğu iniş takımı boyutunun belirlenmesi noktasında en önemli kriterdir. Sabit kanatlı küçük İHA'larda iniş takımı entegrasyonu, platformun yapısal tasarımında yük transferi, ağırlık merkezi dengesi ve aerodinamik sürüklenme parametreleri açısından kritik bir mühendislik sorunudur. [8] İHA'nın küçük olması, iç hacminin yeteri kadar bulunmaması ve boyunun tek kademeli bir iniş takımına izin vermemesi sebebi ile farklı iniş takımı modelleri üzerinde durulmuştur kullanılmaktadır Çift kademeli katlanır modellerin iki kademesi arasında yer alan servo motor üzerine etkiyecek dengesiz kuvvetler güvenlik açısından sorun teşkil etmektedir. Hidrolik sistemler iniş takımlarında yaygın olarak. Bu sebeple iniş takımı sisteminde minimum ağırlık maksimum işlevsellik hedefi ile servolu bir sistem tasarımı yapılmıştır. Tasarımı yapılan iniş takımı şekil 4'te yer almaktadır. Şekildeki tasarımda iniş takımı çapı 8 cm, iniş takımı genişliği 3.5 cm olarak belirlenmiştir.



Şekil 4: İniş Takımı CAD Görünümleri

Tablo 1'de de görüldüğü üzere toplam platformun tek motora sahip konfigürasyonunda toplam ağırlığı 3691 gram olarak bulunmuştur. Platformun tasarım sürecinin güvenli bölgede devam etmesi ve hesaplama kolaylığı sağlamak amacıyla kütle 3750g varsayılarak süreç ilerletilmiştir.

Tablo 1: Kütle Bütçesi

Yapısal Parçalar	1554 gr
Bir iniş takımı	85 gr
Pil	1250 gr
Motor	478 gr
Pervane	44 gr
Aviyonik Bileşenler	110 gr
Toplam	3691 gr

1.1.1. İniş Takımı Boyutlandırılması

Tekerler Talon gibi küçük sabit kanatlı insansız hava araçlarında sönümleyici eleman işlevi de taşımaktadır. Tekerlek yarıçapları ve kalınlıkları denklem 1 ile inç cinsinden hesaplanabilmektedir [10].

$$D = A \cdot W_W^B \quad (1)$$

D: İnç cinsinden çap veya kalınlık

W_W : Teker başına düşen yük

Bu denklemde kullanılan A ve B değerleri tablo 2 ile ilgili kullanım alanı için seçilmelidir.

Tablo 2: Katsayı Tablosu [10]

	Çap		Kalınlık	
	A	B	A	B
Genel Havacılık	1.51	0.349	0.715	0.312
Kargo/Bombardıman Uçakları	1.63	0.315	0.1043	0.48
Jet/Talim Uçakları	1.59	0.302	0.098	0.46

İniş takımlarına binen yük denklem 2 ile hesaplanabilmektedir. Buradaki "n" darbe faktörünü belirtmektedir. Bu faktör literatürde 2.67 ile 3 değerleri arasında seçilmektedir. [12] Bu sayı büyüdükçe tasarımın güvenilirliği de artmaktadır.

$$F = m \cdot g \cdot n \quad (2)$$

F: Toplam darbesel yük (N)

m: İHA'nın kütlesi (kg)

g: Yerçekimi ivmesi (9.81 m/s²)

n: Darbe katsayısı

Denklem 2 kullanılarak iniş takımlarına binen yük hesaplanmıştır [10]. Yükler Tablo 3'te verildiği gibidir. Tail-dragger iniş takımlarında yükler ön (ana) iniş takımlarında yoğunlaşmaktadır. Arka iniş takımı genellikle yükün %5 ile %15 kadarını taşımaktadır [13]

Tablo 3: Tekerlek Başına düşen yük

İniş Takımı	Teker Sayısı	Toplam Yük (N)	Teker Başına Yük (N)
Ana (Main)	2	99.34	49.67
Arka	1	3.62	3.62

Hesaplamalar sonucunda elde edilen maksimum yük denklem 1'de yerine konulduğunda iniş takımlarının genişlik ve çapları Tablo 4'te verildiği gibidir.

Ayrıca iniş takımını taşıyan kirişler de ani yüksek basma yüklerine maruz kalacaktır. Basit gerilme formülü kullanılarak güvenlik katsayısı 3 kabul edildiğinde güvenli çap hesaplanabilmektedir. PLA'nın ortalama basma mukavemeti 30 MPa varsayılmıştır.

$$\sigma = \frac{F}{A} \quad (3)$$

$$A = \pi(r_{dış}^2 - r_{iç}^2) \quad (4)$$

σ : Akma Dayanımı (Pa)

F: Kuvvet (N)

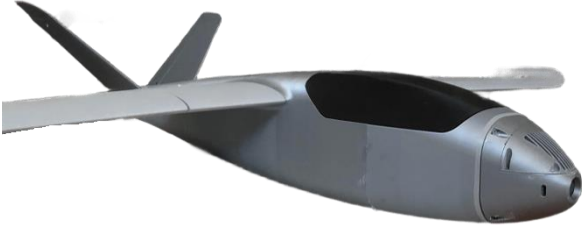
A: Alan (m²)

Tablo 5'ten de görülebileceği üzere emniyet katsayısı 3 alındığında güvenli gerilme değeri 10mm dış çaplı tasarımda geçilmektedir. Bu nedenle 12 mm dış çapa sahip tasarım tercih edilmiştir.

Tablo 5: Belirli Çaplar İçin Gerilme Değerleri

Dış Çap (mm)	Et Kalınlığı (mm)	Kesit Alanı (mm ²)	Gerilme (MPa)
10	1.5	47.12	10.74
12	1.5	56.55	8.95

İniş takımı tasarım ve boyutlandırılmasının ardından İHA'nın üzerinde yerleşim yerleri açılmış ve 3D yazıcı ile İHA basılmıştır. Şekil 5'te üretim görsellerine yer verilmiştir.



Şekil 5: Üretim Görseli

1.3. Matematiksel Modelleme

Platforma uygun motor ve bu motora uygun bir pervanenin kullanılması, aerodinamik verimlilik açısından oldukça kritik etkenlerdir. Taşıma kuvvetinin asıl kaynağı, kanat üzerinden ve altından akan akıştaki basınç farkıdır. Kanat üzerindeki akış düşük basınçlı, kanat altındaki akış ise yüksek basınçlıdır. Denklem 5'te de görülebileceği üzere taşıma kuvveti platformun hızına doğrudan bağlıdır. Bu nedenle platformun yeterli taşıma kuvvetini sağlayacak hızlarda ve hücum açılarında bulunması gerekmektedir.

$$L = C_L \cdot V^2 \cdot \rho \cdot A \quad (5)$$

C_L : Taşıma Katsayısı

V : Hız (m/s)

A : Alan (m²)

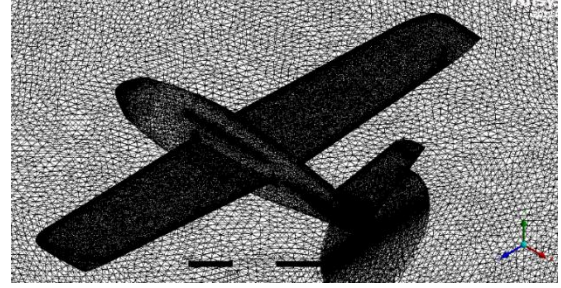
İHA'ların güvenli kalkış, hover ve manevra kabiliyeti için genellikle itki/ağırlık oranının en az 1:1 olması önerilir [14]. Yani üretilen itki ağırlığa eşit olmalıdır. Platformun iniş takımı eklenmiş ağırlığı tablo 1'deki kütle bütçesinde belirtildiği gibi 3691 gram olarak hesaplanmıştır. Bu değer, uçuşun daha güvenilir bölgelerde seyretmesi adına 3750 gram olarak kabul edilmiştir. "T-Motor MN3510-700KV" motorundan 2 adet kullanılması 1:1 itki/ağırlık oranını sağlamaktadır. Pervane olarak ise seçilen motora uygun bir model kullanılmalıdır. Motorun teknik dokümanı incelendiğinde "T-MOTOR 13*4.4CF" pervanesinin kullanımının uygun olduğu görülmüştür.

2. Bilgisayar Destekli Analizler

Proje süresince kullanılacak olan tasarımın bir akış hacminde simüle edilerek gerekli taşıma kuvvetinin sağlandığının görülmesi tasarımın güvenilirliği açısından kritiktir. Bu nedenle Ansys üzerinden yapılacak olan CFD analizlerinin doğruluğu büyük bir önem arz etmektedir. Analiz sürecinin tasarımın, "*.STEP" uzantılı halinin Ansys SpaceClaim uygulamasına aktarılmasıyla başlamıştır. Problem bir dış akış problemi olmasından dolayı İHA, Ansys SpaceClaim uygulaması ile muhafaza içine alınarak ana akış hacmi oluşturulmuştur. Ayrıca pervane hareketinin modellenmesi adına pervanenin bulunduğu bölgeye de ayrı bir muhafaza oluşturularak dinamik alan modellenmiştir. Ardından Design Modeller arayüzünde 3 adet boolean komutu oluşturulmuştur. Sırasıyla pervane dinamik akış hacminden, gövde statik akış hacminden ve dinamik akış hacmi statik akış hacminden çıkarılmıştır. Bu sayede geometri mesh aşamasına hazır hale gelmiştir.

Mesh aşamasında İHA "UAV" olarak, akış hacmi duvarları "Wall" olarak, Statik akış hacmi "Static_Domain" olarak,

dinamik akış hacmi "Dynamic_Domain" olarak, havanın giriş yüzeyi "Inlet" ve çıkış yüzeyi "Outlet" olarak isimlendirilmiştir. Pervane yüzeyleri "face selection" komutu ile seçilmiş, 2mm'lik eleman değeri atanmıştır. "Capture Curvature" özelliği aktifleştirilmiştir. "Curvature Normal Angle" değeri 5 derece olarak atanmıştır. Ayrıca "Edge Sizing" komutu ile eklenen 1 mm'lik elemanlar ile geometrinin kenarlarında oluşabilecek düşük kalitedeki meshlerin önüne geçilmiştir. Ardından Ruddervatorler ve kanatlar seçilerek pervane ile aynı "Face Sizing" ve "Edge Sizing" ayarları uygulanmıştır. Gövde meshi için ise 5 mm'lik eleman boyutu atanmış, "Capture Curvature" komutu aktifleştirilmiştir. "Curvature Normal Angle" değeri 7.5 derece olarak belirlenmiştir. Akış hacmi mesh boyutu 20 mm olarak tanımlanmıştır. Akış problemlerinde mesh kalitesi özellikle "Skewness" ve "Orthogonal Quality" değerleri ile belirlenmektedir. İyi sayılabilecek bir meshte bu değerlerin ortalamaları sırasıyla 0-0.3 ve 0.7-1 değerlerinde olmalıdır. Ayrıca minimum "Orthogonal Quality" değerinin 0.1 değerinden küçük olmaması analizin çözüm aşaması için kritik bir önem taşımaktadır. Şekil 6'da mesh görseli verilmiştir.



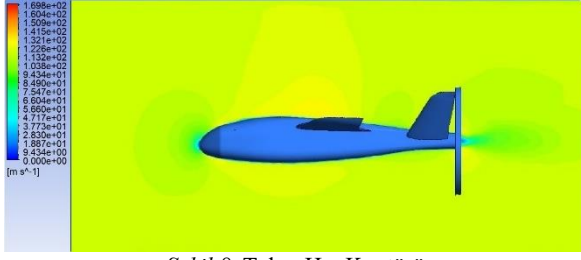
Şekil 6: Mesh Atılmış Akış Hacmi ve Geometri

Setup aşaması problemin viskoz modelinin, sınır şartlarının ve istenilen sonuçların programa tanıtıldığı aşamadır. Visköz modeli K-W-SST olarak seçilmiştir. Bu seçimde bu model ile istenilen sonuçların hızlı bir şekilde alınabilmesi, akış ayrılması tahminlerinin iyi sayılabilecek derecede yapabiliyor olması ve sınır tabaka şartlarını iyi modelleyebilmesi etkili olmuştur. "Cell Zone Condition" ile "Mesh Motion" kullanılarak "Dynamic_Domain" akış hacmi 7800 RPM (Revolutions Per Minute (Dakikadaki Devir Sayısı)) ile döndürülmüştür. "Boundry Conditions" sekmesinde Inlet, "Velocity Inlet" olarak, Outlet ise "Pressure Outlet" olarak tanımlanmıştır. +X yönünde 30 m/s'lik giriş hızı atanmıştır. Analiz kurulduktan sonra her biri 0.015 saniyelik 50 time step 10 iterasyon ile çözülmüştür.

Sonuçlar uçağın simetri eksenine bir düzlem atanarak bu düzlemdeki basınç ve hız kontürleri incelenerek yorumlanmıştır. Burun ve kanat uçlarında durma noktası oluşmuştur. "Bernoulli" prensipleri gereğince kanat üzerinden hızlı kanat altından yavaş akım geçmektedir. Platform boyunca herhangi bir akış ayrılması gözlemlenmemiştir. Analiz sonuçları aşağıdaki şekiller ile paylaşılmıştır.



Şekil 7: Talon Basınç Kontürü

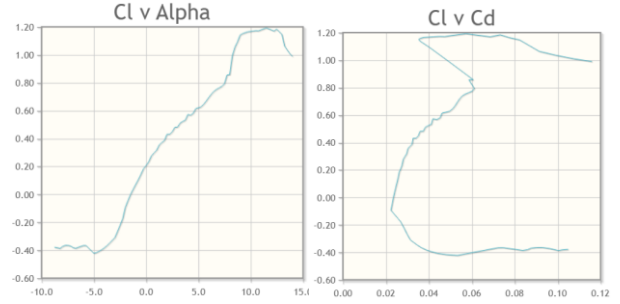


Şekil 8. Talon Hız Kontürü

Analiz sonucunda 76 N'luk bir taşıma kuvveti hesaplanmıştır. Bu kuvvet denklem 6'da gösterilen taşıma denkleminde yerine konduğunda taşıma katsayısı 0,38354 olarak bulunmaktadır. Bu değer kanat profiline ait taşıma katsayısı tablosu ile karşılaştırıldığında 3 derece için analizin doğru bir şekilde sonuca yakınsadığını göstermektedir. Ayrıca 4 N bulunan sürüklenme kuvveti de denklem 7'deki sürüklenme denkleminde yerine konduğunda sürüklenme katsayısı 0,0207 olarak hesaplanmıştır. Bu değer de taşıma katsayısına bağlı sürüklenme katsayısı tablosu ile karşılaştırıldığında analiz yakınsamasının doğru olduğu görülmektedir. Denklemde C_D sürüklenme katsayısını vermektedir.

$$D = C_D \cdot V^2 \cdot \rho \cdot A$$

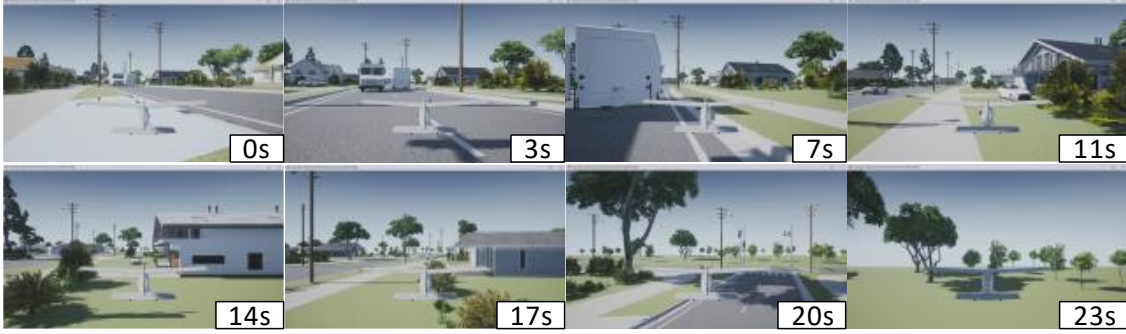
(6)



Şekil 9. Hücüm Açısına Bağlı Taşıma Katsayısı [14]

3. İniş-Kalkış için Simülasyon Sonuçları

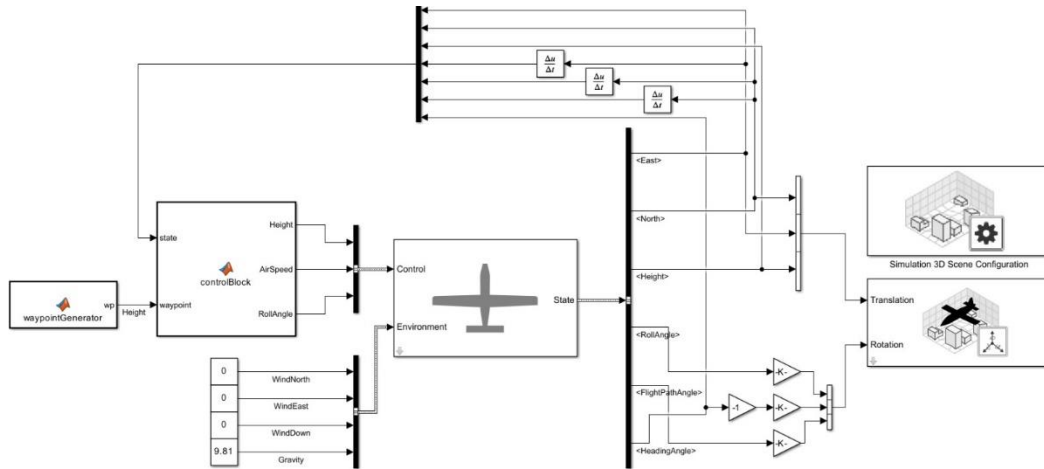
Bu çalışmada, insansız hava araçlarının (İHA) iniş ve kalkış süreçlerini modellemek ve analiz etmek amacıyla MATLAB UAV Toolbox ve Simulink ortamı kullanılarak bir simülasyon platformu geliştirilmiştir. Şekil 10'da, UAV Toolbox ile oluşturulan 3 boyutlu uçuş ortamında, aracın yerle temas anları, irtifa kontrolü ve yatay stabilizasyon davranışları detaylı şekilde gözlemlenmiştir.



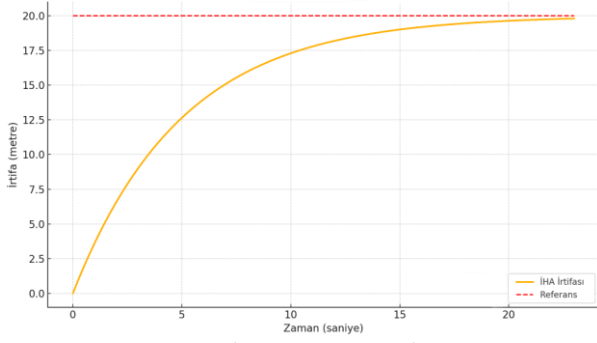
Şekil 10. Matlab UAV Toolbox ile elde edilen İniş-Kalkış Simülasyon Ortamı

Şekil 11'de ise, Simulink blok diyagramlarıyla gerçekleştirilen sistem dinamiği modellemesi sayesinde, kontrol algoritmalarının doğruluğu test edilmiş ve farklı senaryolar altında aracın performansı değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, simülasyon tabanlı tasarımın, gerçek zamanlı kontrol sistemlerine geçişte önemli avantajlar sunduğunu göstermektedir. Sistemde PID yapısı ile geri beslemeli kontrol sağlanmıştır.

Şekil 12'de 3D tasarım ve Matlab Simulink tasarım sonrası tasarlanan İHA'nın istenilen irtifaya oturma grafiği gösterilmiştir.



Şekil 11. Matlab Simulink Ortamında Yapılan Simülasyon



Şekil 12. Tasarlanan İHA'nın Referans İrtifaya Oturması

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, Talon 1400 V2 sabit kanatlı İHA platformu, kargo taşıma görevleri için kapsamlı bir biçimde modifiye edilmiştir. Öncelikle platforma uygun olarak Tail-dragger iniş takımı tasarlanmış ve yapısal hesaplamalarla doğrulanarak entegre edilmiştir. İniş takımının taşıma kapasitesi, darbe yükleri altında emniyet katsayısı gözetilerek analiz edilmiş ve 3D yazıcı kullanılarak prototip üretimi başarıyla gerçekleştirilmiştir.

İkinci aşamada, platformun değişen ağırlık yapısına uyum sağlayacak şekilde motor-pervane seçimi ve konfigürasyonu optimize edilmiştir. Uçuş performansını artırmak ve güvenli kalkış/iniş süreçlerini sağlamak amacıyla, kanatlara yerleştirilen çift motorlu sistem ile itki/ağırlık oranı 1:1 olacak şekilde yapılandırılmıştır. Bu sayede hem yük taşıma kapasitesi artırılmış hem de manevra kabiliyeti iyileştirilmiştir.

ANSYS ortamında gerçekleştirilen CFD analizleri, platformun yeni konfigürasyonu ile 76 N taşıma kuvveti ve 4 N sürüklenme kuvveti üretildiğini göstermiştir. Elde edilen taşıma ve sürüklenme katsayıları (sırasıyla 0.3835 ve 0.0207), literatürdeki profillerle karşılaştırıldığında yüksek düzeyde doğruluk göstermektedir. Bu durum, platformun aerodinamik olarak stabil bir yapıya sahip olduğunu ve tasarımın beklentilere uygun sonuçlar verdiğini doğrulamaktadır.

Son aşamada, MATLAB UAV Toolbox ve Simulink ortamı kullanılarak otopilot sistemi simüle edilmiştir. Geliştirilen PID tabanlı kontrol algoritmaları sayesinde, İHA'nın referans irtifaya hızlı ve kararlı bir biçimde oturduğu gözlemlenmiştir. Sistem hem irtifa kontrolünde hem de yatay stabilizasyonda güvenli bir uçuş karakteristiği sergilemiştir.

Genel olarak, proje sonucunda Talon 1400 V2 platformu; yapısal olarak güçlendirilmiş, aerodinamik olarak optimize edilmiş ve otonom kontrol sistemleriyle donatılmış yüksek performanslı bir kargo İHA'sı haline getirilmiştir. Bu platform, özellikle küçük ölçekli lojistik görevler ve otomatik görev senaryoları için önemli bir örnek teşkil etmektedir. Gelecekte yapılacak saha testleri ile gerçek uçuş koşulları altında performansının daha ayrıntılı biçimde doğrulanması planlanmaktadır.

Kaynakça

- [1] L. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control, Design and Stability Analysis*, PTR Prentice Hall, 1994.
- [2] K.S. Narendra ve K. Parthasarathy, "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks," *IEEE Trans. on Neural Networks*, Cilt: 1, No: 1, s: 4-27, 1990.

- [3] Y. Zhang, S. Zhang ve Y. Chen, "A Comprehensive Review of Small Cargo UAV Design and Operation Challenges," *Journal of Aerospace Engineering*, Cilt: 33, No: 4, 2020.
- [4] B.T. Clough, "Metrics, Schmetrics! How the Heck Do You Determine a UAV's Autonomy Anyway?," *Proceedings of the Performance Metrics for Intelligent Systems Workshop*, 2002.
- [5] R.W. Beard ve T.W. McLain, *Small Unmanned Aircraft: Theory and Practice*, Princeton University Press, 2012.
- [6] M.H. Sadraey, *Aircraft Design: A Systems Engineering Approach*, Wiley, Yayın yılı belirtilmemiş.
- [7] R. De Vries, M. Hoogreef, F.M. Maurice ve R. Vos, "Range Equation for Hybrid-Electric Aircraft with Constant Power Split," *Journal of Aircraft*, Cilt: 57, No: 3, s: 552-557, Mayıs 2020, <https://doi.org/10.2514/1.C035734>
- [8] R. Austin, *Unmanned Aircraft Systems: UAVS Design, Development and Deployment*, John Wiley & Sons, 2010.
- [9] J. Parmar ve V. Acharya, "Selection and Analysis of the Landing Gear for Unmanned Aerial Vehicle for SAE Aero Design Series," Cilt: 6, Sayı: 2.
- [10] *Aircraft Design – A Conceptual Approach.pdf*, Erişim tarihi: 21 Mart 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.airloads.net/Downloads/Textbooks/Aircraft%20Design-A%20Conceptual%20Approach.pdf>
- [11] B. Kidane, *Design and Analysis of Light GA Aircraft for Agricultural Purpose*, 2016, doi: 10.13140/RG.2.1.2889.1766
- [12] *14 CFR Part 23 – Airworthiness Standards: Normal Category Airplanes*, Erişim tarihi: 27 Haziran 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.ecfr.gov/current/title-14/part-23>
- [13] *Airplane Design Roskam Part 4 | PDF*, Erişim tarihi: 13 Temmuz 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.scribd.com/document/653665772/Airplane-Design-Roskam-Part4>
- [14] T. Türk ve M. Uzun, "İnsansız hava araçları pervanelerinin akış ve yapısal analiz çalışması," *Uluslararası Batı Karadeniz Mühendislik ve Fen Bilimleri Dergisi*, Cilt: 6, Sayı: 2, ss. 80-92, Aralık 2024, doi: 10.55440/umufed.1424143.
- [15] *E205 (10.48%) (e205-il)*, Erişim tarihi: 27 Haziran 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <http://airfoiltools.com/airfoil/details?airfoil=e205-il>

ISO26262 ve ASPICE Uyumlu Model Tabanlı Yazılım Mimarisi Uygulaması Model-Based Software Architecture Application Compliant with ISO 26262 and A-SPICE

Selin Demir^{1,2}, Osman Akdağ^{1,2}

^{1,2}FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, İstanbul
{demir_s}@fev.com

^{1,2}FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, İzmir
{akdag_os}@fev.com

Özet

Gelişen otomotiv teknolojileriyle birlikte, sistemlerin artan karmaşıklığı; geleneksel mühendislik yöntemlerinin ötesinde disiplinler arası, bütüncül ve izlenebilir süreçleri gerekli kılmaktadır. Bu bağlamda sistem mühendisliği ve model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE) yaklaşımları, otomotiv yazılım geliştirme süreçlerinde önemli bir yapı taşı hâline gelmiştir. Bu çalışmada, elektrikli araçlarda yer alan tork yönetimi sistemi özelinde, A-SPICE ve ISO 26262 standartlarına uyumlu bir yazılım geliştirme süreci ele alınmıştır.

Söz konusu süreçte gereksinim yönetimi, yazılım mimarisi geliştirme, güvenlik gereksinimleriyle hizalanma ve modelleme adımları detaylı biçimde uygulanmıştır. Yazılım gereksinimleri SWE.1 süreci kapsamında sistematik olarak türetilmiş, SWE.2 süreci ile mimari yapı oluşturulmuştur. Statik mimari, hiyerarşik görünüm arayüz diyagramları ile temsil edilirken; sistemin davranışsal yönleri, sıralı ve aktivite diyagramları ile modellenmiştir. Model tabanlı araçlarla geliştirilen bu mimariler, hem işlevsellik hem de fonksiyonel güvenlik gereksinimlerini karşılama açısından değerlendirilmiştir.

Bu çalışma, model tabanlı sistem mühendisliği yaklaşımının A-SPICE ve ISO 26262 çerçevesinde nasıl entegre bir şekilde uygulanabileceğini pratik bir örnek üzerinden ortaya koymakta; aynı zamanda yazılım kalitesi, izlenebilirlik ve güvenlik hedeflerine ulaşmada sağladığı avantajları vurgulamaktadır.

Abstract

With the increasing complexity of modern automotive systems, traditional engineering approaches are no longer sufficient to manage multidisciplinary, traceable, and integrated development processes. In this context, systems engineering and model-based systems engineering (MBSE) have become essential frameworks in the development of automotive software systems.

This study presents a software development process for the torque management system of electric vehicles in compliance with the A-SPICE and ISO 26262 standards.

Within this scope, requirements management, software architecture design, safety alignment, and modeling activities have been systematically applied. Software requirements were derived according to the SWE.1 process, and the software architecture was structured in line with the SWE.2 process. While the static architecture was represented using Hierarchical View Interface (HVI) diagrams, the behavioral aspects of the system were modeled through sequence and activity diagrams. These model-based representations were developed using MBSE tools and assessed for both functional and safety-related compliance.

This study demonstrates how MBSE practices can be effectively integrated within the A-SPICE and ISO 26262 frameworks through a practical example, highlighting the benefits in terms of software quality, traceability, and functional safety assurance.

1. Giriş

Günümüzde hızla dijitalleşen ve karmaşıklaşan sanayi ortamında, otomotiv sektörü teknolojik dönüşümün öncülerinden biri haline gelmiştir. Bu dönüşümle birlikte, disiplinler arası koordinasyon ve bütünsel düşünme becerisi gerektiren sistem mühendisliği yaklaşımları daha da kritik bir rol üstlenmiştir. Sistem mühendisliği, karmaşık sistemlerin yaşam döngüsü boyunca etkin şekilde yönetilmesini sağlayan, teknik ve organizasyonel süreçleri entegre eden bir mühendislik disiplindir [1]. Bu yaklaşım, yalnızca bir ürünün teknik açıdan geliştirilmesini değil; aynı zamanda gereksinimlerin belirlenmesi, tasarımın modellenmesi, doğrulanması, devreye alınması, işletilmesi ve nihayetinde sistemin elden çıkarılmasına kadar uzanan tüm aşamaların yönetimini kapsar [1].

Proje maliyetleri ve zaman planlaması gibi sınırlayıcı etkenler altında optimum çözümler üretmek, sistem mühendisliğinin temel hedeflerinden biridir. Bu hedef doğrultusunda, ge-

reksinin yönetimi, model tabanlı mühendislik uygulamaları, sistem doğrulama ve geçerleme adımları, entegrasyon faaliyetleri ve operasyonel destek süreçleri sistematik bir şekilde yürütülmektedir.

Sistem mühendisliğinde süreç genellikle müşteri ihtiyaçlarının tanımlanmasıyla başlar, gereksinim türetilmesiyle ilerler ve mimari tasarımlarıyla süreç devam eder. Bu mimarilerde model tabanlı sistem mühendisliği uygulanarak SysML ve UML dilleri yardımıyla süreçler uygulanır.

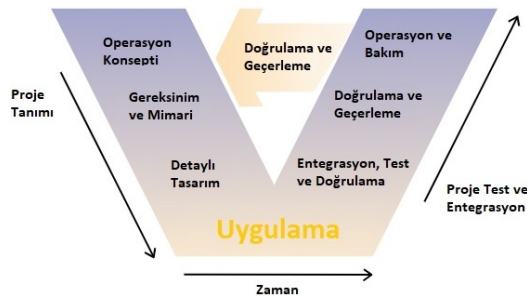
Bu çalışmada, elektrikli araçlara entegre edilen tork yönetimi sistemi geliştirilmesinde model tabanlı sistem mühendisliği yöntemlerinin nasıl kullanıldığı ayrıntılı olarak ele alınmıştır. Tork yönetimi, araçlarda kritik bir sistem olup, sistem mühendisliği prensiplerinin pratikte nasıl uygulandığını göstermektedir.

2. Otomotiv Sistem Mühendisliği

Otomotiv sektöründe kullanılan tork yönetimi sistemlerinin geliştirilmesinde, sistem mühendisliği süreçleri genellikle A-SPICE çerçevesinde yapılandırılmış özelleştirilmiş bir V-Model yaklaşımıyla yürütülmektedir. Bu karmaşık süreçlerin daha etkin ve izlenebilir biçimde uygulanabilmesi adına, model tabanlı sistem mühendisliği teknikleri önemli bir destek aracı olarak kullanılmaktadır. Bu bölümde, söz konusu süreçlerin yapısı, etkileşimleri ve uygulama adımları detaylı şekilde ele alınmaktadır.

2.1. V-Model

V-Model, bir sistemin geliştirme yolculuğunu; operasyonel gereksinimlerin tanımlanmasından başlayarak ayrıntılı tasarım aşamalarına, entegrasyon ve doğrulama faaliyetlerine kadar uzanan sistematik bir yapı içinde ele alan bir model yaklaşımıdır. Bu model, sistem yaşam döngüsündeki tüm temel adımları görselleştirerek, süreçler arası ilişkileri ve ardışıklığı etkili biçimde tanımlar. Şekil 1’de sunulan V-Model yapısında, süreç adımları sol üst köşeden başlayarak aşağıya doğru ilerler ve geliştirme fazlarını temsil eder; sağ kolda ise, bu geliştirme adımlarına karşılık gelen test ve doğrulama faaliyetleri yer alır. Bu yapı sayesinde, sistemin hem tasarımı hem de işlevsel doğruluğu kontrollü biçimde yönetilebilir hale gelir.



Şekil 1: V - Modeli

V-Model’in sol bölümü, sistem geliştirme sürecinin tanımlayıcı ve tasarımsal yönlerini temsil eder. Bu bölümde süreç, paydaş ihtiyaçlarının toplanmasıyla başlar; ardından sistem ge-

reksinimlerinin tanımlanması ve sistem mimarisinin yapılandırılması ile devam eder. Bu aşamalar, sistemin temel yapı taşlarını ve alt bileşenlerini netleştirmeyi amaçlar. Modelin alt kısmı, bu bileşenlerin yazılım ya da donanım seviyesinde uygulanması veya geliştirilmesini ifade eder.

Sağ bölüm ise, oluşturulan sistemin işlevsel ve yapısal bütünlüğünü değerlendirmeye yönelik uygulamaları içerir. Bu kısımda, uygulamaya alınan bileşenlerin entegrasyonu, sistem düzeyinde doğrulanması ve tanımlı gereksinimlere karşı geçerlenmesi adımları yer alır. Böylece sistemin hem teknik hem de kullanıcı beklentilerini karşılayıp karşılamadığı sistematik biçimde test edilmiş olur.

2.2. Elektrikli Araçlar ve Uygulamaları

Elektrikli araçlar (EVs), hareket enerjisini sağlamak için içten yanmalı motorlar yerine elektrik motorları kullanan, şarj edilebilir bataryalarla çalışan çevreci ulaşım araçlarıdır. Sürüş sırasında sıfır emisyon üretmeleri ve fosil yakıta olan bağımlılığı azaltmaları, onları sürdürülebilir ulaşımın temel unsurlarından biri haline getirmiştir. Geleneksel araçlara kıyasla daha sessiz, enerji verimliliği yüksek ve bakım maliyeti düşüktür. Ortalama menzilleri 150–600 km arasında değişirken, şarj süreleri kullanılan altyapıya göre birkaç saatten 30 dakikaya kadar düşebilir [2].

EV’ler, çevre dostu yapıları, yüksek verimlilikleri ve anlık tork üretimleriyle hem bireysel kullanıcılar hem de ticari işletmeler için cazip bir seçenektir. Ancak yüksek ilk maliyet, menzile endişesi ve sınırlı şarj altyapısı gibi bazı zorluklar da mevcuttur. Ayrıca batarya üretimi ve geri dönüşümü çevresel açıdan dikkatle yönetilmelidir [2].

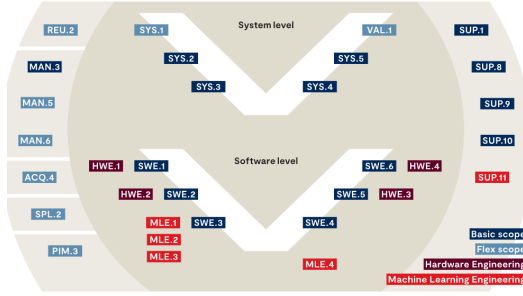
Elektrikli araçlar yalnızca binek otomobillerle sınırlı değildir; toplu taşımada kullanılan otobüslerden lojistikteki kamyonetlere, mikromobilité çözümlerinden ticari taşıtlara kadar geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Birçok ülke, içten yanmalı motorlu araçların üretimini 2030–2040 yılları arasında sonlandırmayı planlamakta, bu da elektrikli araçların gelecekteki rolünü daha da pekiştirmektedir. Elektrikli araçlar, sadece bir yenilik değil, aynı zamanda düşük karbonlu bir geleceğe geçişin yapı taşıdır [2].

2.3. A-SPICE

Otomotiv sektöründe yazılım ve donanım geliştirme faaliyetleri, geleneksel V-Model’in otomotive özel olarak uyarlanmış bir versiyonu olan A-SPICE (Automotive SPICE) çerçevesinde yürütülmektedir. Bu yapı, geliştirme sürecinin kalite güvencesi ve yetkinlik değerlendirmesi açısından sistematik bir temel sağlar. A-SPICE’in tanımladığı süreç grupları ve iş paketleri, otomotiv projelerine uygun olarak yapılandırılmıştır ve Şekil 2’de görsel olarak sunulmaktadır [3].

2.4. ISO26262

ISO 26262, otomotiv elektroniği ve gömülü sistemlerin geliştirilmesinde güvenlik risklerini yönetmek amacıyla oluşturulmuş uluslararası bir fonksiyonel güvenlik standardıdır. 2011’de yayımlanmış, 2018’de güncellenmiş bu standart; yolcu taşıyan seri üretim kara taşıtlarında, elektronik sistemlerin arızalarının insan hayatını riske atmaması için sistematik bir güvenlik yaklaşımı



Şekil 2: A-SPICE Süreçleri [4]

sunar. IEC 61508 genel güvenlik standardının otomotiv sektörüne uyarlanmış hâli olan ISO 26262, özellikle tehlike analizleri (HARA), ASIL tayinleri ve bu doğrultuda yürütülen güvenlik odaklı yazılım ve donanım geliştirme süreçlerini kapsar. Güvenlik gereksinimleri sistematik olarak tanımlanır, katmanlı şekilde ayrıştırılır ve doğrulama-geçerleme süreçleriyle güvence altına alınır [9].

Standardın kapsamı, sistemin tüm yaşam döngüsünü içine alan on bölümden oluşur ve yönetim süreçlerinden yazılım ve donanım güvenliğine, destekleyici süreçlerden seri üretim sonrası faaliyetlere kadar geniş bir yelpazeyi kapsar. ASIL seviyeleri (A–D), arıza şiddeti, oluşma olasılığı ve kontrol edilebilirlik kriterlerine göre belirlenerek güvenlik önlemlerinin derecesini tanımlar. ISO 26262’nin uygulanması yalnızca regülasyonlara uyumu sağlamakla kalmaz, aynı zamanda ürün güvenilirliğini artırır, müşteri güveni sağlar ve pazarda rekabet avantajı oluşturur. V-model geliştirme yapısıyla uyumlu olan bu standart, model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE), gereksinim yönetimi ve izlenebilirlik gibi mühendislik yaklaşımlarıyla entegre şekilde uygulanabilir, böylece disiplinler arası koordinasyonu ve ortak güvenlik anlayışını destekler [5].

ISO 26262’nin 6. bölümü, güvenlik açısından kritik yazılım bileşenlerinin geliştirilme süreçlerini tanımlar. Bu süreç, V-model geliştirme yaklaşımı ile yapılandırılmıştır ve yazılım gereksinimlerinin güvenlik hedefleriyle tutarlı biçimde türetilmesinden, yazılım bileşenlerinin entegrasyonu ve doğrulanmasına kadar uzanır. Süreç; üç temel alt aşamaya ayrılır: yazılım gereksinim geliştirme, yazılım mimarisi ve bileşen tasarımı, ve yazılım birim seviyesi geliştirme ve test [5].

- Yazılım güvenlik gereksinimleri, sistem seviyesinden gelen güvenlik hedeflerinin bir sonucu olarak tanımlanır. Bu gereksinimler, hem fonksiyonel hem de sistematik hata durumlarını kapsamlı ve ASIL seviyesine uygun detayda tanımlanmalıdır.
- Yazılım mimari tasarımı, modülerlik, hiyerarşi, arayüz tanımları ve kontrol akışları dahil olmak üzere bileşenlerin nasıl yapılandırılacağını ortaya koyar. Güvenli tasarım ilkeleri (örneğin hata yayılımını sınırlandırma, bağımsızlık) bu aşamada dikkate alınır.
- Yazılım birim geliştirme ve test aşamasında, kodun ASIL’e uygun kurallarla yazılması (MISRA C gibi), kodun statik ve dinamik analiz araçlarıyla test edilmesi ve kapsamlı birim testlerinin gerçekleştirilmesi zorunludur.

Her alt aşama sonunda, ilgili çıktılar (gereksinim spesifikasyonları, mimari modeller, kod, test raporları vb.) için doğrulama ve geçerleme (VV) faaliyetleri yürütülmelidir. İzlenebilirlik (traceability), gereksinimden test sonuçlarına kadar tüm süreci kapsayacak şekilde sağlanmalıdır.

2.5. Gereksinim Yönetimi

A-SPICE modelinde, sistem geliştirme sürecinin temelini oluşturan en üst seviye faaliyetlerden biri gereksinim yönetimidir. Bu faaliyet, üreticiler tarafından tanımlanan üst düzey ihtiyaçlardan yola çıkarak, sistemin ayrıntılı tasarımına kadar uzanan bir süreci kapsamaktadır.

Bu bağlamda, A-SPICE’in SYS.1 süreci, müşteri gereksinimlerinin toplanması ve analiz edilmesiyle başlar. Bu analiz sürecini takiben, SYS.2 aşamasında sistem seviyesindeki gereksinimler tanımlanır. Bu gereksinimler yalnızca müşteri taleplerine değil, aynı zamanda üreticinin kendi iç gereksinimlerine ve geçerli düzenleyici standartlara da dayanabilir.

Bir sonraki adım olan SYS.3 süreci ise, tanımlanan sistem gereksinimlerinden hareketle sistem tasarımına yönelik teknik gereksinimlerin oluşturulmasını içerir. Bu üç temel süreç arasında güçlü bir izlenebilirlik yapısının kurulması, gereksinimlerin bütüncül bir yapıda yönetilebilmesi açısından kritik öneme sahiptir. Böylece, her bir müşteri gereksinimi ile ilişkili tüm türetilmiş gereksinimler; SYS.1, SYS.2 ve SYS.3 seviyelerinde tutarlı ve bağlantılı bir şekilde izlenebilir hâle gelir [8].

Sistem seviyesindeki gereksinimlerin tanımlanması ve teknik sistem tasarımının oluşturulmasının ardından süreç yazılım geliştirme seviyesine geçer. Bu noktada SWE.1, SWE.2 ve SWE.3 süreçleri devreye girer. SWE.1 sürecinde, sistem seviyesindeki gereksinimlerden yola çıkılarak yazılım gereksinimleri tanımlanır ve doğrulanır. SWE.2 süreci, bu yazılım gereksinimlerine dayanarak yazılım mimarisinin oluşturulmasını kapsar. Yazılım bileşenleri, arayüzler ve bu bileşenler arasındaki ilişkiler belirlenir. SWE.3 sürecinde ise, yazılım mimarisi doğrultusunda her bir yazılım bileşeninin detaylı iç tasarımı yapılır. Bu tasarım, yazılımın kodlama öncesi son teknik ifadesi olarak kabul edilir [8].

Bu süreçlerin her biri, gereksinimlerin mühendislik süreci boyunca izlenebilirliğini ve tutarlılığını sağlamak amacıyla yapılandırılmıştır. Böylece, sistem seviyesindeki müşteri ihtiyaçlarından başlayarak yazılım bileşenlerinin detaylı tasarımına kadar uzanan bir bütünlük sağlanmış olur.

2.6. Yazılım Mimari Tasarımı

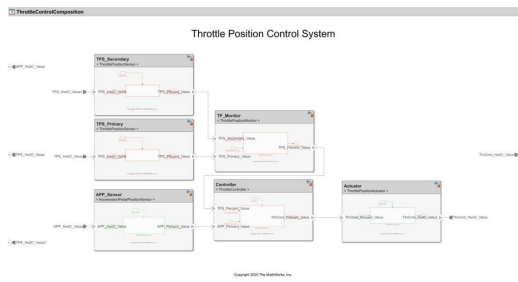
Yazılım geliştirme sürecinde, A-SPICE kapsamında tanımlanan SWE.1 ve SWE.2 süreçleri doğrultusunda yürütülen çalışmalar, sistem seviyesinde tanımlanan gereksinimlerin yazılım seviyesine doğru şekilde aktarılmasını ve yazılım mimarisinin bu gereksinimlerle tutarlı olacak şekilde yapılandırılmasını hedefler.

SWE.1 süreci kapsamında, SYS.2 ve SYS.3 süreçlerinde oluşturulan sistem gereksinimleri ve teknik tasarım çıktıları temel alınarak yazılım gereksinimleri tanımlanır. Bu gereksinimler, hem fonksiyonel hem de kalite odaklı olmak üzere yazılım sisteminin ne yapması gerektiğini açık biçimde ifade eder. Yazılım gereksinimleri, izlenebilirlik ilkesi çerçevesinde sistem gereksinimlerine bağlı olarak modellenir ve yapılandırılır. Bu aşamada gereksinimlerin tutarlılığı, doğrulanabilirliği ve uygu-

lama uygunluğu kontrol altına alınır.

SWE.2 süreci ise, SWE.1 kapsamında tanımlanan yazılım gereksinimlerinin bir yazılım mimarisi altında yapılandırılmasını içerir. Yazılım mimarisi, sistem mimarisiyle hizalanacak şekilde tasarlanır ve yazılım bileşenlerinin, arayüzlerin ve bu bileşenler arasındaki etkileşimlerin tanımlanmasını kapsar. Mimari yapıların modellenmesinde, özellikle yazılım bileşenleri arasındaki veri ve kontrol akışlarının görselleştirilmesi büyük önem taşır. Bu nedenle, aktivite diyagramları gibi modelleme araçları yaygın olarak kullanılır. Aktivite diyagramları sayesinde yazılım mimarisindeki bilgi ve sinyal akışları net bir biçimde ortaya konur; böylece yazılım tasarımı hem anlaşılabilir hem de doğrulanabilir hâle gelir.

Bu süreçte kullanılan araçlardan biri olan Matlab Composer gibi model tabanlı mühendislik yazılımları, yazılım mimarisinin modellenmesi, yapılandırılması ve belgelendirilmesi konusunda mühendislik ekiplerine kapsamlı destek sunar. Bu tür araçlar sayesinde hem yazılım gereksinimleri hem de yazılım mimarisi, sistematik ve izlenebilir bir yapıda dijital ortamda modellenerek geliştirmenin sonraki aşamalarına sağlam bir temel oluşturur. Şekil 3'te sunulmuştur.



Şekil 3: Matlab Composer Arayüzü [6]

2.7. Model Tabanlı Sistem Mühendisliği

Model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE), geleneksel dokümantasyon odaklı sistem mühendisliği yaklaşımlarına alternatif olarak ortaya çıkan, sistemleri ve alt unsurlarını görsel modeller aracılığıyla temsil eden bir yöntemdir. Uluslararası Sistem Mühendisliği Konseyi (INCOSE), MBSE'yi "kavramsal tasarım aşamasından başlayarak geliştirme süreci boyunca ve sistemin tüm yaşam döngüsü süresince; gereksinimlerin, tasarımın, analizlerin, doğrulama ve geçiş adımlarının modellenmesine yönelik yapılandırılmış bir uygulama" olarak tanımlamaktadır [1]. MBSE uygulamalarının hem sayısal hem de niteliksel açılardan önemli katkılar sağladığı gözlemlenmiştir. [1].

Bu katkılar arasında şunlar öne çıkmaktadır:

1. Ortak modelleme standartları kullanımı sayesinde farklı disiplinler arasında net ve anlaşılır bir iletişim ortamı oluşur.
2. Artan sistem karmaşıklığına rağmen, farklı bakış açıları sağlayarak daha etkin yönetim imkânı sunar.
3. Tutarlı, eksiksiz ve doğrulanabilir model temsilleri sayesinde ürün kalitesi iyileştirilebilir.

4. Teknik altyapının daha etkin kontrolü, hızlı etki analizleri ve yeniden kullanılabilirlik sayesinde geliştirme süresi kısılır ve tasarım kararları daha erken aşamalarda alınabilir.
5. Tasarım ve gereksinim aşamalarında oluşabilecek hataların erken tespitiyle proje riskleri minimize edilir.
6. Bilginin yapılandırılmış ve standardize biçimde sunulması, bilgi paylaşımını ve yeniden kullanımı kolaylaştırır.
7. Sistem mühendisliği prensiplerinin görsel olarak ifade edilmesi, hem öğrenme hem de öğretme süreçlerini destekler.

3. Model Tabanlı Yazılım Mimarisi

3.1. Modelleme Araçları ve Ortamları

Modelleme araçları ve ortamları, sistemlerin yapısal, davranışsal ve işlevsel özelliklerini görsel ve biçimsel biçimde temsil eden, özellikle model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE) yaklaşımında kullanılan yazılım destekli platformlardır. Bu araçlar, gereksinim tanımlamadan tasarıma, doğrulama ve entegrasyondan varyant yönetimi ve simülasyona kadar tüm sistem yaşam döngüsünü destekler. SysML, UML, Simulink, AADL ve Modelica gibi dilleri destekleyen bu ortamlar; arayüz tanımlama, davranış modelleme, otomatik kod üretimi, test ve izlenebilirlik işlevlerini entegre biçimde sunar. IBM Rhapsody, Cameo Systems Modeler, Enterprise Architect, MATLAB/Simulink, PREEvision, Modelica/Dymola ve Capella gibi araçlar, farklı sektörlerde gömülü sistem geliştirme, kontrol sistemleri, E/E mimarisi modelleme ve çok alanlı fiziksel sistem simülasyonu gibi uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu ortamlar, yalnızca modelleme değil; aynı zamanda disiplinler arası ekipler için ortak bir iletişim dili, sistematik doğrulama yapısı ve hata riskini azaltan bir mühendislik altyapısı sağlar.

Farklı modelleme araçları, sahip oldukları dil desteği, kullanım alanı ve entegrasyon yeteneklerine göre çeşitli avantajlar ve sınırlamalar sunar. IBM Rhapsody ve Cameo Systems Modeler, özellikle gömülü sistemler ve güvenlik-kritik uygulamalarda tercih edilen, güçlü SysML/UML desteği ve otomatik kod üretimi yetenekleriyle öne çıkan araçlardır. Enterprise Architect, benzer modelleme fonksiyonlarını daha uygun maliyetli ve kullanıcı dostu bir platformda sunarken, büyük ölçekli projelerde performans sınırlamalarıyla karşılaşabilir. MATLAB/Simulink, kontrol sistemleri ve gömülü yazılım geliştirme alanında endüstri standardı hâline gelmiş olup, fiziksel sistem simülasyonları ve kod üretimi açısından yüksek entegrasyon kabiliyeti sağlar. PREEvision, otomotiv elektroniği ve E/E mimarisi modellemesinde fonksiyon, ağ ve donanım dağılımını bir arada ele alabilen özel bir çözüm sunarken, OEM dışı kullanımda erişim kısıtlamaları ve öğrenme eğrisi dezavantaj oluşturabilir. Modelica/Dymola, çok alanlı fiziksel sistem modelleme konusunda yüksek doğruluk ve geniş kütüphane desteği sunarken, kodlama bilgisi gerektirmesi nedeniyle daha teknik kullanıcılar için uygundur. Capella ise açık kaynaklı yapısı ve Arcadia metodolojisi ile fonksiyonel, mantıksal ve fiziksel katmanlar arasında tutarlı bir ayrım sunarak MBSE süreçlerine erişilebilirlik sağlar. Sonuç olarak, hangi modelleme aracının seçileceği; projenin ölçeği, teknik gereksinimler, sektörel odak ve ekip yapısına göre

belirlenmelidir.

3.2. A-SPICE ve ISO26262 Süreç Uyumları ve İlişkisi

Otomotiv yazılım sistemlerinin geliştirilmesinde, hem Automotive SPICE (A-SPICE) hem de ISO 26262, birbirini tamamlayıcı amaçlara hizmet eden yaygın olarak benimsenmiş standartlardır. A-SPICE, yapılandırılmış ve süreç temelli bir yaklaşımla yazılım ve sistem geliştirme süreçlerinin olgunluğunu değerlendirmeye ve iyileştirmeye odaklanırken; ISO 26262, otomotiv alanına özgü fonksiyonel güvenlik gereksinimlerini ele alır. Amaçları farklı olsa da süreç yapıları arasında güçlü bir uyum bulunmaktadır. Örneğin, A-SPICE'in Yazılım Gereksinimi Analizi (SWE.1) süreci, ISO 26262'nin 6. Bölümünde tanımlanan yazılım güvenlik gereksinimlerine yönelik faaliyetlerle örtüşmektedir; benzer şekilde, Yazılım Entegrasyonu ve Entegrasyon Testi (SWE.5) süreci, güvenlik doğrulaması için gereken entegrasyon testleriyle ilişkilidir. Sistem seviyesinde ise A-SPICE'in SYS.2 ve SYS.3 süreçleri, sistem düzeyindeki güvenlik gereksinimlerinin tanımlanması ve doğrulanmasıyla paralellik gösterir. Güvenliğe yönelik iş ürünlerinin A-SPICE sürecine girdi olarak entegre edilmesi sayesinde, süreç bütünlüğü bozulmadan uyum sağlanabilir. Sonuç olarak, A-SPICE ve ISO 26262'nin birlikte uygulanması, hem süreç olgunluğu hem de güvenlik bütünlüğü hedeflerinin karşılanmasını sağlayarak, yüksek kaliteli ve güvenlik uyumlu otomotiv sistemlerinin geliştirilmesi için sağlam bir çerçeve sunar.

Boyut	A-SPICE	ISO 26262
Odak Noktası	Süreç olgunluğu ve kalite yönetimi	Fonksiyonel güvenlik
Zorunluluk Durumu	OEM'e bağlı, kalite değerlendirme için kullanılır	Güvenlik regülasyonlarına dayalı, ASIL gerektiren ürünlerde zorunludur
Model Tipi	Süreç modeli (Process Assessment Model - PAM)	Güvenlik yaşam döngüsü modeli
Yazılım Süreçleri	SWE.1 – SWE.6 (gereksinim, tasarım, implementasyon, entegrasyon, test)	Part 6 (yazılım geliştirme), test kriterleri ASIL bazında detaylıdır
Çıktıların Kalitesi	Süreç takibi, gözden geçirme ve izlenebilirlik	Güvenlik gerekliliklerini karşılama, risk indirgeme kanıtları

Tablo 1: ISO 26262 ve A-SPICE: Farklar ve Süreç Uyumları

3.3. Statik Mimari

Statik mimari uygulamaları, yazılım sistem mühendisliği kapsamında, bir yazılım sisteminin bileşenlerinin yapısal organizasyonunu, aralarındaki veri alışverişini ve bağımlılık ilişkilerini zaman boyutundan bağımsız olarak tanımlayan modelleme yöntemlerini ifade eder. Bu mimari yaklaşımda, sistemin modüllere ayrılması, bu modüllerin rollerinin ve arayüzlerinin belirlenmesi, katmanlı mimari yapıların oluşturulması ve bileşenler arası etkileşimlerin mantıksal düzeyde modellenmesi hedeflenir. Statik mimari, özellikle gereksinimlerin yazılım mimariyle tutarlı bir şekilde izlenebilirliğini sağlamak, sistem davranışlarını öngörmek ve modülerlik, uyarlanabilirlik, yeniden kullanılabilirlik gibi tasarım ilkelerini desteklemek açısından kritik rol oynar [7].

Model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE) yaklaşımında statik mimari, yazılım gereksinimlerinden türetilen bileşenlerin yapısal temsillerini oluşturmak ve bu yapıların sistem seviyesindeki çözüm mimarisine entegrasyonunu sağlamak için kullanılır. Yazılım bileşenleri arasındaki arayüz tanımları, veri akış yolları, çağrı ilişkileri ve kontrol noktaları gibi unsurlar, bu statik yapı içinde açıkça ifade edilir. Böylece hem doğrulama ve geçerleme süreçlerinin planlanması kolaylaşır, hem de potansiyel mimari hataların erken aşamada tespiti mümkün olur. Ayrıca, fonksiyonel güvenlik (örneğin ISO 26262) ve yazılım süreç kalitesi (örneğin A-SPICE) açısından da statik mimarinin tutarlı ve izlenebilir olması, belgelendirme ve denetim süreçlerinde önemli bir gerekliliktir.

3.3.1. IBD

İç blok diyagramı (IBD-Internal Block Diagram), SysML (Systems Modeling Language) kapsamında kullanılan temel diyagram türlerinden biri olup, bir sistem bloğunun iç yapısını detaylandırmak amacıyla kullanılır. İç blok diyagramı, bir bloğun sahip olduğu alt bileşenleri (part), bu bileşenlerin birbirleriyle nasıl ilişkilendirildiğini ve aralarındaki fiziksel ya da mantıksal bağlantıları (connectors) gösterir. Böylece, sistemin içsel mimarisini net bir şekilde görselleştirilmiş olur [7].

Yazılım sistem mühendisliği bağlamında iç blok diyagramlar, bir yazılım bileşeninin alt modüllerini ve bu modüller arasındaki veri akışı, kontrol sinyalleri veya fonksiyonel etkileşimleri göstermek için kullanılır. Özellikle arayüz tanımları (interfaces/ports) bu diyagram üzerinde açıkça belirtilir; böylece her bir alt bileşenin hangi bilgiyi aldığı, hangi bilgiyi ilettiği ve hangi diğer bileşenlerle etkileşim içinde olduğu net şekilde ifade edilir. İç blok diyagramları sayesinde sistem içi ilişkiler hem mimari tasarımın erken safhalarında analiz edilebilir, hem de sonraki aşamalarda kodlama, test ve entegrasyon süreçlerine doğrudan izlenebilirlik sağlanabilir. Sonuç olarak, iç blok diyagramları yazılım ve sistem bileşenlerinin yapılandırılmasını görsel olarak ifade eden, bileşenler arası etkileşimlerin analizini kolaylaştıran ve model temelli doğrulama süreçlerini destekleyen güçlü bir araçtır. Bu yönüyle, hem sistemin mühendislik tanımının doğruluğunu artırır, hem de ekipler arası iletişimde netlik sağlar.

3.4. Dinamik Mimari

Dinamik mimari uygulamaları, bir yazılım sisteminin bileşenlerinin çalışma zamanındaki davranışlarını, zamanla değişen etkileşimlerini ve olaylara nasıl tepki verdiklerini modellemeye odaklanır. Statik mimari, yapısal düzeni tanımlarken; dinamik mimari, sistemin senaryolara, girdilere veya zaman akışına bağlı olarak nasıl çalıştığını ifade eder. Yazılım sistem mühendisliğinde bu mimari yaklaşım, bileşenler arası mesajlaşma, durum geçişleri, veri işleme sıralamaları ve olay bazlı tetiklemeler gibi işleyiş detaylarını görselleştirmek ve analiz etmek için kritik öneme sahiptir [7].

Model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE) süreçlerinde dinamik mimari, genellikle davranış diyagramları kullanılarak temsil edilir. Örneğin, aktivite diyagramı sistemdeki iş akışlarını ve koşullu dallanmaları, sıralı diyagramlar bileşenler arası zaman sıralı mesajlaşmaları, durum geçiş diyagramı ise bir bileşenin durumları ve bu durumlar arası geçişleri gösterir. Bu di-

yagramlar, yazılımın kullanım senaryolarına uygun çalışıp çalışmadığını test etmek, hata kaynaklarını belirlemek ve gereksinimlerle tutarlılığı sağlamak açısından vazgeçilmezdir [7].

Dinamik mimari temsilleri, özellikle gerçek zamanlı sistemlerde, gömülü yazılımlarda ve kontrol sistemlerinde önem kazanır; çünkü bu tür sistemlerde yalnızca bileşenlerin varlığı değil, ne zaman ve nasıl tepki verdikleri de kritik rol oynar. Ayrıca, güvenlik analizi, performans doğrulaması ve eş zamanlılık problemlerinin tespiti gibi alanlarda da dinamik modeller yol gösterici olur.

Sonuç olarak, dinamik mimari uygulamaları; yazılım sistemlerinin davranışsal doğruluğunu ve güvenilirliğini sağlamak amacıyla, sistemin zaman içinde nasıl işlediğini somutlaştıran güçlü bir araçtır. Statik mimariyle birlikte kullanıldığında, sistemin hem yapısal hem de işlevsel bütünlüğü çok daha etkili şekilde yönetilebilir.

3.4.1. Aktivite Şemaları

Aktivite şemaları, SysML (Systems Modeling Language) ve UML (Unified Modeling Language) kapsamında kullanılan davranışsal diyagram türlerinden biri olup, bir sistemin veya bileşenin gerçekleştirdiği iş akışlarını ve kontrol yapısını modellemek amacıyla kullanılır. Bu diyagramlar, işlem adımlarının sırasını, koşullu dallanma ve döngü yapıları gibi kontrol akışlarını, eş zamanlı aktiviteleri ve veri akışlarını görsel olarak ifade eder. Özellikle karmaşık süreçlerin modellenmesi, senaryo tabanlı analizler ve görevler arası bağımlılıkların tanımlanması açısından etkin bir araçtır [7].

Yazılım sistem mühendisliğinde aktivite diyagramları, genellikle bir fonksiyonun ya da sistem davranışının ayrıntılı işleyişini tanımlamak amacıyla kullanılır. Örneğin, bir fren kontrol sisteminin "fren talebi → fren kuvveti hesaplama → frenleme komutu gönderme" adımlarını; ya da bir hata durumunda "hata algılama → tanımlama → güvenli moda geçiş" süreçlerini sıralı ve dallanabilir şekilde göstermek için tercih edilir. Bu yapı, işlevsel analiz ve gereksinimlerin doğrulanabilirliğinin sağlanması açısından da oldukça değerlidir.

Aktivite şemaları, özellikle karar noktaları (decision nodes), koşullu yollar (guards), eş zamanlı dallanmalar (fork/join) ve aksiyon blokları ile birlikte kullanıldığında, sistemin zaman içerisindeki operasyonel davranışlarının detaylı bir haritasını sunar. Bu yönüyle hem sistemin erken aşamalarda test edilebilirliğini sağlar, hem de ekipler arası iletişimi güçlendirir. Aynı zamanda, MBSE araçlarında (örneğin Cameo Systems Modeler, Enterprise Architect) oluşturulan aktivite diyagramları, modelin diğer bileşenleriyle (gereksinimler, bloklar, arayüzler vb.) entegre çalışacak şekilde yapılandırılabilir.

Aktivite şemaları; sistemin ne yaptığını, hangi sırayla yaptığını ve hangi koşullarda alternatif yollar izlediğini anlamak ve ifade etmek için kullanılan güçlü bir modelleme aracıdır. Dinamik mimari analizinin temel yapı taşlarından biri olan bu şemalar, hem doğrulama faaliyetlerini destekler hem de fonksiyonel davranışın görsel bir temsili sunar [7].

3.4.2. Sıralı Diyagramlar

Zaman sıralı etkileşim diyagramı, yazılım bileşenleri ve içerdikleri işlevlerin (runnable'ların) çalıştırılma sırasını ve aralarındaki veri akışını görselleştiren bir diyagram türüdür. Özellikle

AUTOSAR tabanlı gömülü sistemlerde yaygın olarak kullanılan bu yapı, sistemin hem fonksiyonel hem de güvenlik odaklı bölümlerinin hangi sırayla yürütüldüğünü açıkça ortaya koyar. Bu diyagram sayesinde yazılım bileşenleri arasındaki veri akışı, fonksiyonlar arası bağımlılıklar, tetikleme sıraları ve zamanlama ilişkileri kolaylıkla analiz edilebilir. Ayrıca, güvenlik kritik uygulamalarda hatasız sıralamanın sağlanması ve güvenli fonksiyonların izlenebilirliği açısından da büyük önem taşır [7].

3.5. Model Tabanlı Yazılım Mimarisi Uygulamaları

Elektrikli araçlarda tork yönetim sistemi, sürüş güvenliği, konfor ve enerji verimliliğini doğrudan etkileyen kritik bir kontrol yapısıdır. Bu sistem, batarya çıkışı gücü, sürücü talepleri, çevresel koşullar, sürüş modu ve güvenlik sınırlamaları gibi çok sayıda parametreyi dikkate alarak, tekerleklerle iletilecek torkun gerçek zamanlı olarak hesaplanmasını ve dağıtılmasını sağlar. Tork yönetimi, elektrikli güç aktarma sisteminin farklı katmanlarını kapsayan çok seviyeli bir yapıda organize edilir; bunlar arasında sürücü talebinin alınması, torkun sınırlanması, koordinasyonu, dağıtımı ve uygulanması yer alır.

Bu çalışmada, söz konusu tork yönetim sisteminin bir alt fonksiyonu olan Sürücü Tork Kontrolü (Driver Torque Control) modülü incelenmiştir. Sürücü tork kontrolü, gaz pedali üzerinden gelen talebin algılanması, geçerli bir tork değerine dönüştürülmesi, sistem sınırları içinde işlenmesi ve sonraki kontrol katmanlarına iletilmesini kapsar. Hem işlevsel güvenlik açısından hem de sürüş deneyimi bakımından oldukça hassas bir görev üstlenen bu modül için, sistem mühendisliği yaklaşımıyla tanımlanmış gereksinimler belirlenmiş ve bu gereksinimler doğrultusunda fonksiyonun kapsamı detaylandırılmıştır.

Aşağıda Sürücü Tork Kontrolü özelliği için SYS.2. gereksinimleri, bu gereksinimlerde türetilen SWE.1. gereksinimleri ve ilgili gereksinimlerin güvenlik yazılımına uygun formları belirtilmiştir. Burada sinyal isimlendirmeleri Autosar adlandırma kuralları adı verilen genelleştirilmiş otomotiv yazılımı kurallarına uygun olacak şekilde yapılmıştır. AUTOSAR adlandırma kuralları, araç yazılımında kullanılan sinyal, bağlantı noktası, bileşen ve diğer öğelerin tutarlı ve düzenli şekilde isimlendirilmesini sağlayan bir kılavuzdur. Bu kurallar sayesinde sistemde karışıklıklar önlenir, farklı parçalar arasında uyum sağlanır ve üretici ile tedarikçi arasında sorunsuz bir iletişim kurulabilir.

1) SYS.2. - Gaz Pedalı Konumuna Dayalı Tork Talebi: Sistem, sürücü gaz pedalı konumuna yüzde 0–100 aralığında örneklemeli ve her örneklemede geçerli tork talebine dönüştürmelidir.

- SWE.1: Yazılım, DrvAccPedalPosRaw sinyalini okuyarak DrvAccPedalPosPercent şeklinde normalize etmeli ve bu değeri DrvTorqueRequestBaseNm hesaplamasında giriş olarak kullanılmalıdır.
- Safety Requirement (SSR): DrvAccPedalPosRaw geçersiz olduğunda DrvTorqueRequestBaseNm üretilmemeli, sistem güvenli moda geçmelidir. (ASIL B)

2) SYS.2. - Fren Basılıyken Tork Talebinin Sıfırlanması: Tork talebi, sürücünün fren pedalı konumu yüzde 5'in üzerindeyken geçersiz sayılmalı ve tork sıfırlanmalıdır.

- SWE.1: Yazılım, DrvBrakePedalPosPercent sinyalini izlemeli ve yüzde5'in üzerinde ise DrvTorqueRequestNm

sinyalini 0 Nm olarak üretmelidir.

- Software Safety Requirement (SSR): DrvBrakePedalPosPercent > yüzde 5 durumunda DrvTorqueRequestNm= 0 Nm olmalıdır. Sürüş güvenliği için gereklidir. (ASIL C)

3) SYS.2. - Sürüş Moduna Göre Harita Seçimi: Gaz pedalı pozisyonuna karşılık gelen hedef tork değeri, sürüş moduna göre ayrı haritalardan belirlenmelidir.

- SWE.1: Yazılım, DrvTorqueRequestMappedNm değerini TrqLimitMinNm ve TrqLimitMaxNm ile sınırlandırarak DrvTorqueRequestLimitedNm sinyalini üretmelidir.
- Software Safety Requirement (SSR): DrvSelectedDriveMode geçersizse sistem varsayılan moda geçmeli ve yalnızca kalibreli TrqMap haritalar kullanılmalıdır. (ASIL B)

4) SYS.2. - Pedal Arızasında Güvenli Moda Geçiş: Pedal sensörü arızası tespit edildiğinde, çıkış torku güvenli değere düşürülmelidir.

- SWE.1: Yazılım, DrvTorqueRequestMappedNm değerini TrqLimitMinNm ve TrqLimitMaxNm ile sınırlandırarak DrvTorqueRequestLimitedNm sinyalini üretmelidir.
- Software Safety Requirement (SSR): Tork sınırları dışında kalan değerler, TrqLimitMinNm veya TrqLimitMaxNm değerleriyle sınırlandırılmalıdır. (ASIL B)

5) SYS.2. - Tork Sınırlandırma: Tork talebi, tanımlı minimum ve maksimum tork limitleri arasında sınırlandırılmalıdır.

- SWE.1: Yazılım, AccPedalDiagStatus sinyalinde arıza tespit ederse DrvTorqueRequestFailSafeNm= 0 Nm ve AccPedalFaultStatus= TRUE olmalıdır.
- Software Safety Requirement (SSR): Arıza tespitinde DrvTorqueRequestFailSafeNm uygulanmalı, fault flag set edilmelidir. Fail-safe davranış zorunludur. (ASIL C)

6) SYS.2. - Rampa Sınırlayıcı (Rate Limiter): Tork talebi, ani tork artışlarını önleyecek şekilde rampa filtresinden geçirilmelidir.

- SWE.1: Yazılım, DrvTorqueRequestLimitedNm ile PrevTorqueRequestNm farkını TrqRampLimitNmPerSec ile karşılaştırarak DrvTorqueRequestRampedNm üretmelidir.
- Software Safety Requirement (SSR): Ani tork değişimi TrqRampLimitNmPerSec ile sınırlandırılmalı, aksi durumda DrvTorqueRequestRampedNm güvenli rampa profiliyle güncellenmelidir. (ASIL B)

3.5.1. Tork Yönetimi Statik Mimari Uygulaması

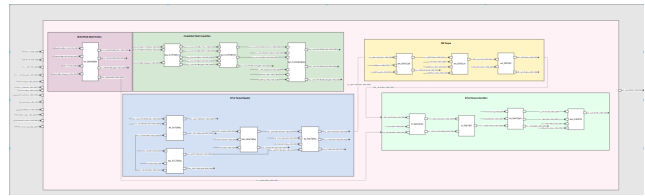
Bu çalışmada statik mimari uygulaması olarak Hierarchical View Interface diagramları çalışılmıştır. Hierarchical View Interface Diagram'ları, elektrikli araçlardaki tork yönetimi yazılımının hem fonksiyonel hem de güvenlik odaklı bileşenlerini katmanlı ve modüler bir yapıda temsil eder. Bu diyagramlar,

Level 1 (nominal işlevler) ve Level 2 (güvenlik işlevleri) yazılım bileşenlerinin iç yapısını, alt birimlerini (unit) ve bu birimler arası sinyal alışverişini kapsamlı biçimde gösterir. Level 1 diyagramı, temel tork kontrol fonksiyonlarını içerirken; Level 2 diyagramı, ISO 26262 kapsamında tanımlanmış güvenli varyantları ve tanı fonksiyonlarını barındırır. Her bir yazılım bileşeni, model tabanlı geliştirme sürecine uygun şekilde oluşturulmuş ve giriş/çıkış portları üzerinden birbirleriyle haberleşmektedir.

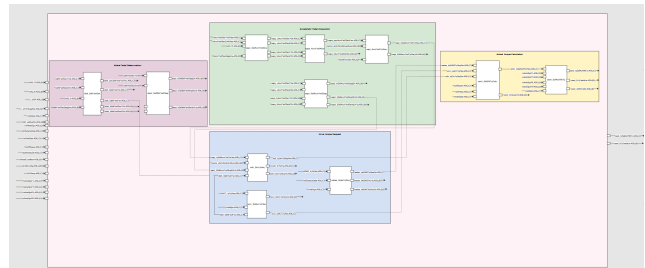
Bu diyagramların kullanım amaçları şunlardır:

- Fonksiyonlar ve güvenlik varyantları arasındaki veri akışlarını açıkça göstermek
- ASIL seviyeleriyle uyumlu güvenli yazılım yapılarını katmanlı şekilde sunmak
- Yazılım bileşenlerinin arayüzlerini bütünsel şekilde tanımlamak ve izlenebilirlik sağlamak
- Geliştirme, entegrasyon, test ve güvenlik analizleri için temel mimari görünüm sunmak

Level 1 ve Level 2 yazılımlarına ait hiyerarşik görünüm arayüz diyagramları sırasıyla görülmektedir.



Şekil 4: Level 1 hiyerarşik görünüm arayüz diyagramları



Şekil 5: Level 2 hiyerarşik görünüm arayüz diyagramları

3.5.2. Tork Yönetimi Dinamik Mimari Uygulaması

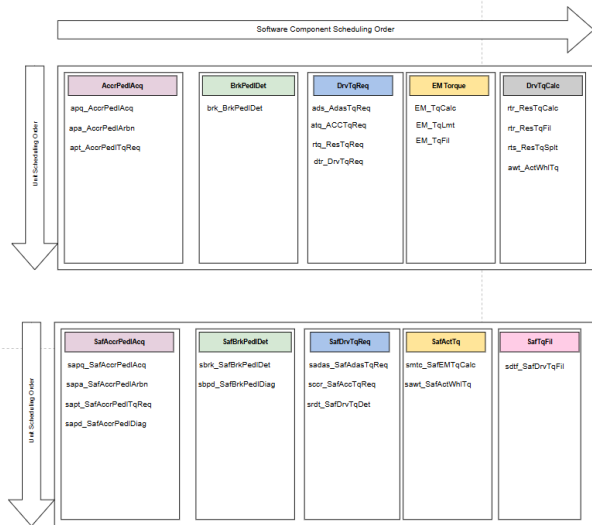
Bu çalışmada dinamik mimari uygulaması olarak sekans diyagram ve aktivite diyagram modelleri kullanılmıştır. Dinamik mimari, yazılım sisteminin zamana bağlı davranışlarını, işlem sıralarını ve bileşenler arası etkileşimlerin akışını temsil etmek amacıyla oluşturulur. Özellikle elektrikli araçlardaki tork yönetimi yazılımı gibi kontrol odaklı sistemlerde, sistemin çalışma sürecinde fonksiyonlar arası veri alışverişinin görselleştirilmesi büyük önem taşır.

Sekans diyagramları, yazılım bileşenleri arasında gerçekleşen zaman sıralı mesajlaşma süreçlerini gösterir. Bu diyagramlar, bir senaryo özelinde hangi bileşenin hangi mesajı ne zaman gönderdiğini ve aldığı yanıtları detaylı biçimde ortaya koyar. Tork yönetimi yazılımı bağlamında, örneğin bir tork talebinin arayüzden alınması, bu bilginin kontrol bileşenine iletilmesi, güvenlik kontrolünden geçirilmesi ve son olarak nihai tork komutunun aktüatöre iletilmesi gibi işlemler, bileşenler arasındaki zaman sıralı etkileşimlerle modellenmiştir.

Aktivite diyagramları ise, belirli bir fonksiyonun veya sürecin iş akışını ve kontrol akışını adım adım tanımlar. Bu diyagramlar, süreç içerisindeki karar noktaları, paralel işlemler ve olası yolların belirlenmesinde kullanılır. Tork yönetimi yazılımında örneğin; giriş sinyallerinin alınması, filtrelenmesi, sınır kontrolü, arıza kontrolü, tork hesaplaması ve çıktı üretimi gibi işlemler, activity diagram ile mantıksal bir akış içerisinde modellenmiştir.

Her iki diyagram türü de model tabanlı geliştirme süreci kapsamında kullanılan Matlab Composer gibi araçlarla oluşturulmuş ve yazılımın işlevsel davranışlarının açık, doğrulanabilir ve izlenebilir biçimde temsil edilmesini sağlamıştır. Bu sayede, yazılım davranışlarının analiz edilmesi, tasarımın gözden geçirilmesi ve doğrulama faaliyetlerinin planlanması daha sistematik ve görsel olarak desteklenmiş bir şekilde yürütülmüştür.

Level 1 ve Level 2 yazılımlarına ait sekans diyagramları sırasıyla görülmektedir.

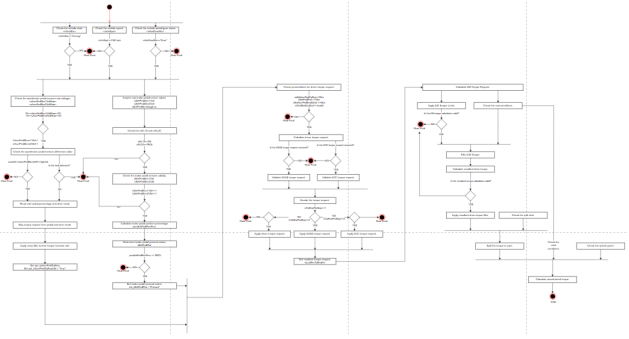


Şekil 6: Sekans Diyagramı

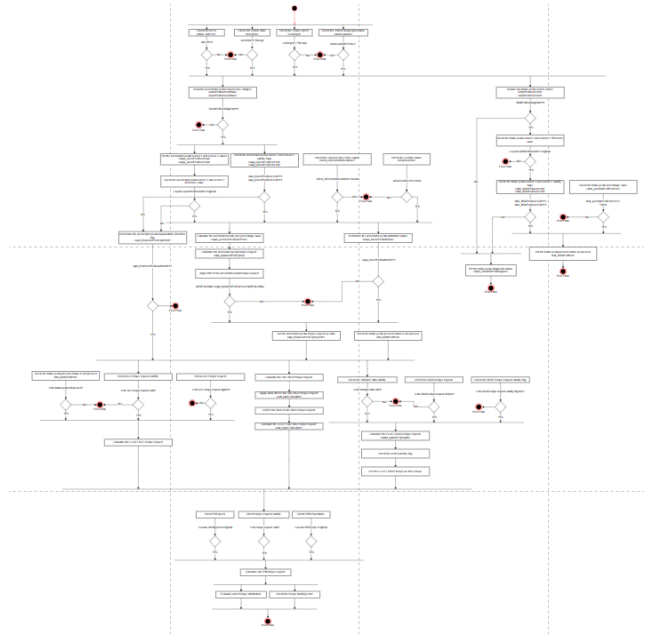
Level 1 ve Level 2 yazılımlarına ait aktivite diyagramları sırasıyla görülmektedir.

4. Sonuç

Günümüzde otomotiv sektöründe yaşanan hızlı teknolojik dönüşüm, mühendislik disiplinlerinde daha sistematik, entegre ve doğrulanabilir yaklaşımların benimsenmesini zorunlu kılmaktadır. Bu bağlamda, sistem mühendisliği ve model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE) yaklaşımları, elektrikli araçlar gibi yük-



Şekil 7: Level 1 Aktivite Diagramı



Şekil 8: Level 2 Aktivite Diagramı

sek karmaşıklığa sahip sistemlerin geliştirilmesinde kritik bir rol üstlenmektedir. Bu çalışmada, tork yönetimi gibi güvenlik-kritik bir kontrol fonksiyonunun geliştirilmesinde A-SPICE ve ISO 26262 standartlarına uygun şekilde sistem mühendisliği süreçlerinin nasıl uygulandığı detaylı biçimde incelenmiştir.

Yazılım geliştirme süreci kapsamında, gereksinim yönetiminin başlayarak yazılım mimarisinin oluşturulmasına ve bileşenlerin davranışsal modellerle temsil edilmesine kadar olan tüm aşamalarda model tabanlı yaklaşım benimsenmiştir. Statik mimari için oluşturulan Hierarchical View Interface diyagramları sayesinde yazılım bileşenlerinin yapısal düzeni ve arayüzleri net bir şekilde tanımlanmış; sekans ve aktivite diyagramları ile desteklenen dinamik mimari modelleri sayesinde ise sistemin işlevsel davranışları zaman ve süreç bazlı olarak analiz edilmiştir.

Ayrıca, bu modelleme süreci AUTOSAR adlandırma kurallarına uygun olarak yürütülmüş ve her bir yazılım gereksinimi için hem işlevsel hem de güvenlik odaklı tanımlar yapılmıştır.

A-SPICE'in SWE.1 ve SWE.2 süreçleri ile ISO 26262'nin yazılım güvenliği gereksinimleri arasında kurulan entegrasyon, yazılımın hem kalite hem de güvenlik hedeflerini eş zamanlı olarak karşılamasına olanak sağlamıştır.

Sonuç olarak, bu çalışma; tork yönetimi gibi karmaşık bir fonksiyonun sistem mühendisliği yaklaşımıyla nasıl yapılandırılabileceğini göstermekte ve model tabanlı geliştirmenin mühendislik verimliliğini, izlenebilirliğini ve güvenliğini artırmadaki rolünü somut bir örnekle ortaya koymaktadır. Gelecekte bu yaklaşımların; otonom sürüş sistemleri, batarya yönetimi ve ileri seviye güvenlik fonksiyonları gibi daha karmaşık otomotiv uygulamalarında da yaygınlaştırılması, sektördeki mühendislik kalitesinin artırılmasına önemli katkılar sunacaktır.

5. Teşekkür

Araştırmanın uygulama aşamasında katkılarından dolayı FEV Türkiye çalışanlarına ve sistem mühendisliği takımının lideri Ebru Çağlayan'a teşekkür ederiz. Ayrıca tüm TOK katılımcılarına da teşekkürlerimizi sunarız.

6. Kaynakça

- [1] D.D. Walden, G.J. Roedler, K. Forsberg, R.D. Hamelin, T.M. Shortell, Systems Engineering Handbook - A Guide For System Life Cycle Process And Activities, *INCOSE* John Wiley and Sons, 2023.
- [2] H. Özbay, C. Dalcı, M. Tektaş, "Geleceğin Ulaşım Tercihi: Elektrikli Araçlar," *Akıllı Ulaşım Sistemleri Ve Uygulamaları Dergisi*, 3(1), 34-50, (ACM/IEEE), Dergipark, 2020.
- [3] A worldwide established standard, "A-SPICE," <https://vda-qmc.de/en/automotive-spice/>, accessed July 22th, 2025.
- [4] Kugler Maag, "AUTOMOTIVE SPICE V4.0 – AT A GLANCE," <https://www.kuglermaag.com/aspice4/>, accessed July 22th, 2025.
- [5] ISO - International Organization for Standardization, "ISO26262 Part6", 2018.
- [6] System Composer, "Matlab Composer," <https://www.mathworks.com/products/system-composer.html>, accessed July 22th, 2025.
- [7] P. H. Feiler, D. P. Gluch, Model-Based Engineering with AADL, <https://www.oreilly.com/library/view/model-based-engineering-with/9780133132922/title.html> Upper Saddle River, NJ, 2012.
- [8] VDA Working Group 13, "Automotive SPICE", 2023-11-29.
- [9] M. Bölander, Design and Safety Analysis of Emergency Brake System for Autonomous Formula Car, *Master of Science Thesis SD221X: Degree Project in Vehicle Engineering*, 2018.

Tek Serbestlik Dereceli (1-DoF) Helikopter Deney Kiti İçin PID Kontrolör Tasarımı

One Degree of Freedom (1-DoF) PID Controller Design for Helicopter Experiment Kit

Yiğit Emre Göktaş¹, Leyla Özbek¹, Şükriye Nur Güngör¹, Fethi Candan²

¹Uçak Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi, Kayseri

{1140110447, 1140110424, 1140110450 }@erciyes.edu.tr

²Yapay Zeka ve Veri Mühendisliği Bölümü
Ankara Üniversitesi, Ankara
fethicandan@ankara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Acrome firmasına ait tek serbestlik dereceli (1-DoF) helikopter deney kiti üzerinde PID kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. İlk olarak sistemin CAD modeli CATIA yazılımı kullanılarak oluşturulmuştur. Ardından fiziksel yapıya uygun olarak sistemin hareket denklemleri çıkarılmış ve bu denklemler üzerinden transfer fonksiyonu elde edilmiştir. PID kontrolör tasarımı, elde edilen model temel alınarak gerçekleştirilmiş ve Simulink ortamında uygulanmıştır. Tasarlanan PID yapısına ek olarak PI ve PD kontrolör yapıları da modellenmiş, karşılaştırmalı analiz sonucunda PID kontrol yapısının sistem üzerinde en uygun performansı sağladığı belirlenmiştir.

Abstract

In this study, a PID controller was designed for a single degree of freedom (1-DoF) helicopter test kit from Acrome. First, a CAD model of the system was created using CATIA software. Then, the equations of motion were derived in accordance with the physical structure of the system, and the transfer function was obtained from these equations. Based on the obtained model, the PID controller was designed and implemented in the Simulink environment. In addition to the designed PID structure, PI and PD controllers were also modeled, and as a result of the comparative analysis, it was determined that the PID control structure provided the best performance for the system.

1. Giriş

Helikopter gibi doğrusal olmayan sistemlerin[1] uçuş sırasında kararlı bir şekilde hareket etmesini sağlamak, hava araçlarının kontrol sistemlerinde üzerinde sıkça çalışılan temel problemlerden biridir. Gerçek bir helikopter üzerinde bu tür çalışmaların gerçekleştirilmesi hem maliyetli hem de karmaşık

olduğundan, eğitim ve araştırma amaçlı geliştirilen deney kiti bu süreçte önemli rol oynamaktadır. Bu proje kapsamında, yalnızca dikey ekseninde serbestçe hareket edebilen Tek Serbestlik Dereceli (1-DoF) bir helikopter deney kiti kullanılarak, temel bir kontrol algoritması olan oransal-türev-integral (PID) kontrolör tasarımı gerçekleştirilmiştir. Sistem üzerinde uygulanan PID kontrol yaklaşımı ile helikopter kitinin hedeflenen konuma kısa sürede, minimum salınım ile ve kararlı bir şekilde ulaşması hedeflenmiştir. Çalışmanın temel amacı, düşük maliyetli deneysel bir düzenek üzerinden helikopter kontrol dinamiklerini analiz etmek ve PID kontrolörün bu sistem üzerindeki etkisini değerlendirmektir. Bu çalışmanın özgün katkısı, 1-DoF helikopter kiti üzerinde PID, PI ve PD denetçilerinin deneysel olarak sistematik karşılaştırılması ve bu süreçte kullanılan deney protokolü ile eğitim amaçlı iş akışının yazarlar tarafından tasarlanmış olmasıdır. Literatürde benzer çalışmalar çoğunlukla yalnızca simülasyon düzeyinde kalırken, bu çalışmada elde edilen deneysel sonuçlar aracılığıyla yükseliş süresi, oturma süresi, aşım ve RMS hata gibi performans ölçütleri raporlanmış, böylece öğrenciler için uygulanabilir ve yeniden üretilebilir bir kit ortaya konmuştur.

2. Problem tanımı ve amaç

Hava araçlarının uçuş güvenliği, manevra kabiliyeti ve görev başarımı açısından kararlı ve hassas bir şekilde kontrol edilebilmesi büyük önem taşımaktadır[2]. Bu nedenle, havacılık sistemlerinde kontrol algoritmalarının geliştirilmesi ve test edilmesi, mühendislik çalışmalarının temel alanlarından biridir. Ancak bu tür algoritmaların doğrudan gerçek bir helikopter üzerinde test edilmesi; yüksek maliyet, karmaşık sistem dinamikleri ve güvenlik riskleri gibi birçok zorluk içermektedir. Bu bağlamda, laboratuvar ortamında kullanılan düşük maliyetli deney kiti, kontrol algoritmalarının geliştirilmesi ve test edilmesi için uygun bir çözüm sunmaktadır.

Helikopter test yatakları, kontrol teorisinin hem eğitimde hem de araştırmalarda uygulanabilirliğini göstermek amacıyla uzun süredir kullanılan deneysel platformlardır. Bu sistemler farklı serbestlik derecelerinde tasarlanarak hem doğrusal hem de doğrusal olmayan dinamiklerin incelenmesine imkân tanımaktadır. Özellikle 1-DoF sistemler, yalnızca dikey ekseninde (pitch eksenini) hareket edebilen ve tek rotorla çalışan yapıları sayesinde düşük karmaşıklık seviyesine sahip olup, temel kontrol algoritmalarının uygulanması ve sistem tepkilerinin analiz edilmesi açısından ideal platformlardır. Bununla birlikte, bu sistemlerde dahi istenen konumlara hızlı ve kararlı biçimde ulaşabilmek için uygun bir kontrol yapısının tasarlanması gereklidir. Literatürde 1-DoF sistemler üzerinde PID denetiminin performans analizi [18], laboratuvar ölçekli düzeneklerin tasarımı ve kontrol testleri [19], ayrıca 2-DoF sistemlerde kayma kipli ve optimizasyon tabanlı yöntemlerin uygulanması [20] gibi çok sayıda çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmalar, helikopter test yataklarının geniş bir yöntem yelpazesine uygunluğunu ortaya koymaktadır. Ancak genellikle tek bir kontrol yaklaşımı ön plana çıkarılmıştır. Bu çalışmada ise temel yöntemler olan PID, PI ve PD denetçileri aynı deneysel platform üzerinde sistematik olarak karşılaştırılmış, böylece öğrencilerin kontrol teorisinin farklı yöntemlerini doğrudan deneyimleyebileceği uygulamalı bir eğitim protokolü sunulmuştur. Bu çalışmada ele alınan problem; yalnızca dikey ekseninde hareket edebilen bir helikopter deney kitinin, belirlenen referans konuma minimum hata ile ve kararlı bir şekilde yönlendirilmesidir. Sistemin yapısı itibarıyla, rotorun ürettiği kuvvetle doğrudan ilişkili olan hareket, dışsal bozucu etkilerden ve sistem parametrelerinden etkilenebilir. Bu nedenle uygun bir geri besleme mekanizmasına dayalı kontrol algoritması gereklidir.

Bu projenin temel amacı, Tek Serbestlik Dereceli bir helikopter deney kiti üzerinde oransal-türev-integral (PID) kontrolör tasarımı gerçekleştirerek, sistemin belirli bir referans konuma minimum salınım ve maksimum kararlılıkla ulaşmasını sağlamaktır[3]. Kontrol sisteminin tasarım sürecinde, sistemin dinamik özellikleri analiz edilmiş, PID parametreleri uygun şekilde belirlenerek kontrolcü devreye alınmıştır. Proje kapsamında aşağıdaki hedefler gözetilmiştir:

- Helikopter deney kitinin fiziksel ve matematiksel modellemesini oluşturmak
- PID parametrelerinin sistem performansı üzerindeki etkilerini analiz etmek
- Kontrol uygulamasıyla deney kitinin kararlılığını test etmek
- Gözlemlenen sistem tepkisi doğrultusunda kontrol performansını yorumlamak

Aynı zamanda, bu proje ile daha gelişmiş kontrol sistemlerine geçişte temel bir altyapı oluşturulması hedeflenmektedir.

3. Metodoloji

3.1. Katı model tasarım

Projede kullanılan Acrome şirketinin 1-DoF helikopter deney kiti[4]; sistemin tüm bileşenlerini taşıyan taban plakası, taban plakasına bağlı sistemi istenmeyen hareketlere karşı minimize eden dikey plaka, hareket eksenini oluşturan silindirik ana çubuk, ana çubuğun stabilitesini sağlayıp tek yönde hareketine

izin veren yataklar, kitin konum bilgisini takip eden sensörler ve gövde kısmından oluşmaktadır.



Şekil 1: Yan Açıdan Deney Kitinin CAD Tasarımı

Kitin gövde kısmı ise motor, rotor mekanizması ve taşıyıcı bileşenlerini içermektedir.



Şekil 2: Üst Açıdan Deney Kitinin CAD Tasarımı

Deney kitinin Catia programından alınmış 3D CAD görüntüleri Şekil 1-2 ve 3 'de verilmiştir. Katı model, yalnızca görsel bir temsil sunmakla kalmamış, aynı zamanda motor ve karşı ağırlık kütleleri ile bunların pivot noktasına olan mesafelerinden yola çıkarak sistemin toplam atalet momentinin hesaplanmasında temel bir araç olarak kullanılmıştır.



Şekil 3: Alt Açıdan Deney Kitinin CAD Tasarımı

3.2. Matematiksel modelleme

Helikopter deney kitinin hareket denklemlerini çıkartmak ve PID kontrolcüsünü geri besleyecek kontrol mekanizmasını oluşturmak için aşağıda açıklanan matematiksel modeller kullanılmıştır[4].

Tablo 1: Denklemlerde Kullanılan Semboller

Semboller	Anlamları
l_1	Ağırlık ile pivot noktası arasındaki mesafe
l_2	Motor ve pivot noktası arasındaki mesafe
m_h	Motorun kütlesi
m_b	Ağırlığın kütlesi
J_e	Sistemin atalet momenti
g	Yer çekimi ivmesi
I_s	Motor için akım
θ	Açısal Konum
$\dot{\theta}$	Açısal hız
$\ddot{\theta}$	Açısal ivme
K	Kuvvet sahibi
F_h	Motorun uyguladığı kuvvet
k_f	Viskoz sürtünme katsayısı
s	Laplace değişkeni

$$J_e \ddot{\theta} = l_1 F_h - l_1 m_h g - k_f \dot{\theta} \quad (1)$$

Denklem 1' de bulunan $J_e \ddot{\theta}$ terimi kolun atalet momentini ve açısal ivmesini temsil ederken $l_1 F_h$ terimi motorun uyguladığı torku, $l_1 m_h g$ terimi yerçekimi etkisini, $k_f \dot{\theta}$ ise sönümleme etkisini temsil eder. $m_h g$ yerine basitleştirilmiş bir gösterim olan G kullanılarak, denklem aşağıdaki gibi yeniden düzenlenmiştir

$$J_e \ddot{\theta} = K l_1 I_s - l_1 G - k_f \dot{\theta} \quad (2)$$

Helikopter deney kitinin motor ve ağırlık momentleri $m_h l_1^2$ ve $m_b l_2^2$ olduğundan deney kitinin atalet moment denklemi Denklem 3' deki gibi ifade edilir.

$$J_e = m_h l_1^2 + m_b l_2^2 \quad (3)$$

Denklem 1 ile Denklem-3' ün beraber kullanılmasıyla Denklem 4 elde edilir.

$$J_e \ddot{\theta} + k_f \dot{\theta} = K l_1 I_s \quad (4)$$

Sistemin dinamik davranışını analiz etmek ve kontrol sistemlerini tanımlamak için sistemin giriş-çıkış ilişkisini ifade eden transfer fonksiyonu [5] Denklem-6 kullanılmıştır.

$$J_e s^2 \theta(s) + k_f s \theta = K l_1 I_s(s) \quad (5)$$

Transfer fonksiyonu frekans cinsinden temsil edildiği için de zaman denklemini frekans cinsine çeviren Laplace dönüşümü Denklem-5 kullanılmıştır [5].

$$\frac{\theta(s)}{I_s(s)} = \frac{K l_1}{J_e s^2 + k_f s} = \frac{30}{s^2 + 2.2s} \quad (6)$$

Modelleme süreci, sistemin fiziksel parametrelerine dayalı olarak açısal moment denkleminde başlanarak, sönümleme etkileri ve harici moment katkısı göz önüne alınarak adım adım türetilmiştir. Denklem-6 'da elde edilen transfer fonksiyonu, PID kontrolör tasarımı için kullanılmak üzere sistemin giriş-çıkış ilişkisini tanımlar niteliktedir. Bu transfer fonksiyonu, Simulink ortamında modellenen sistemin temelini oluşturmakta ve PID kontrol yapısının tasarımı için referans alınmaktadır. İlerleyen çalışmalar deneysel analizler bölümünde verilecektir.

4. Deneysel analizler

Bu bölümde, PID kontrolü kullanılarak tek serbestlik dereceli helikopter kitinin performansının incelenmesi amaçlanmaktadır. Deneysel analiz, sistemin dinamik tepkisini anlamak, farklı kontrolör yapılarını karşılaştırmak ve sistemin kontrol parametrelerini optimize etmek için gerçekleştirilmiştir.

Öncelikle sistemin matematiksel modelinden faydalanarak transfer fonksiyonu elde edilmiştir. Daha sonra bu model Simulink ortamında PID kontrol yapısı ile tasarlanmıştır. Simulink modeli, sistemin fiziksel davranışını simüle etmek için hazırlanmış ve farklı kontrol yöntemleri test edilerek uygun parametreler belirlenmiştir.

Aşağıda ise deney sırasında elde edilen grafikler, diyagramlar ve sistemin çalışma prensibini açıklayan şemalar sunulacaktır. Bu veriler, kontrol sisteminin doğruluğunu ve etkinliğini değerlendirmek için kullanılmıştır.

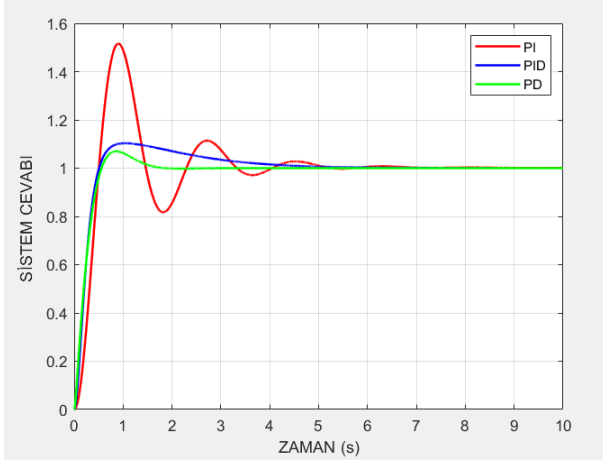
4.1. Denklemler Tablolar ve Resimler

Sistem dinamikleri, verilen diferansiyel denklemlerden türetilmiş olup, bu denklemler üzerinden sistemin giriş ve çıkışı arasındaki ilişkiyi tanımlamak için transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Transfer fonksiyonu, sistemin girişine uygulanan bir kuvvetin, çıkıştaki açısal yanıtla (θ) olan ilişkisini matematiksel olarak ifade eder. Bu fonksiyon, sistemin dinamik davranışını analiz etmek ve istenilen performans kriterlerini sağlamak amacıyla kontrol sistemleri tasarlamak için kritik bir araçtır.

PID kontrolörü, sistemin istenen çıkışa ulaşmasını sağlamak için kullanılacak uygun kazançları belirlemek adına transfer fonksiyonu üzerinden tasarlanır. Tek serbestlik dereceli kitin istenen çıkışa ulaşması için elde edilen transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

4.2. Transfer fonksiyonu:

$$\frac{\theta(s)}{I_s(s)} = \frac{K l_1}{J_e s^2 + k_f s} = \frac{30}{s^2 + 2.2s} \quad (6)$$



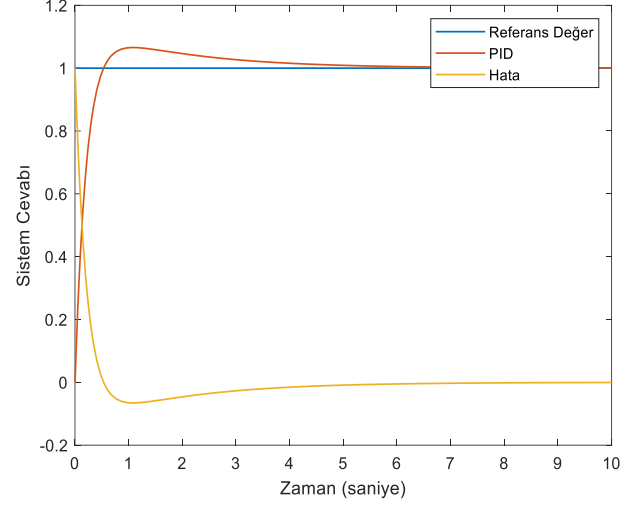
Şekil 4: Kontrolör Karşılaştırma Grafiği

Bu grafikte PID, PI ve PD kontrolörlerinin zamana bağlı sistem tepkileri karşılaştırılmaktadır. Kontrolörlerin performansını değerlendirirken hız, aşım miktarı ve kararlılık gibi kriterler göz önünde bulundurulmuştur[6].

Grafikten görüldüğü üzere, PI kontrolörü, sistemin referans noktaya ulaşmasını sağlarken diğer kontrolörlere göre daha büyük aşım yapmakta ve daha uzun sürede dengeye ulaşmaktadır. Bu durum, PI kontrolörünün sistemin hata düzeltme kapasitesini artırırken, aşırı tepki verme eğiliminde olduğunu göstermektedir.

PD kontrolörün, referans değere PID kontrolöre kıyasla daha hızlı ulaştığı gözlemlenmiştir. Ancak sistemin uzun vadeli performansı değerlendirildiğinde, PID kontrolörün daha uygun bir seçenek olduğu anlaşılmaktadır. Bunun temel sebebi, PID kontrolörün integral bileşeni sayesinde sistemde oluşabilecek kalıcı hatayı (Steady-State Error) zamanla sıfırlayabilmesidir. PD kontrolör, yalnızca oransal ve türevsel tepkilerle çalıştığı için sistem belirli bir referansa yakınsasa dahi, küçük ancak kalıcı hatalarla çalışmaya devam edebilir. Ayrıca PID kontrolör, dış bozuculara karşı daha yüksek bir direnç sağlayarak sistemin kararlılığını artırır. Özellikle hassas konumlandırma gibi doğruluğun ön planda olduğu uygulamalarda, sadece hızlı yanıt değil, aynı zamanda kararlı ve hatasız bir kontrol sağlanması da kritik öneme sahiptir. Bu bağlamda, PID kontrolör her ne kadar biraz daha yavaş bir yerleşme süresine sahip olsa da genel sistem performansı açısından daha dengeli, güvenilir ve hassas bir kontrol yapısı sunduğundan tercih edilmiştir [6] [7].

Aşağıda ise PID kontrolörünün zamana bağlı olarak sistem tepkisi gösterilmiştir.



Şekil 5: PID Kontrolör Cevabı

Yukarıdaki grafik ise, Simulink'te PID Tuner kullanılarak elde edilen PID kontrolörünün sistem yanıtını göstermektedir. Grafikte, sistemin adım girişine verdiği tepki zamana bağlı olarak incelenmiştir. PID kontrol parametreleri ayarlandıktan sonra, sistemin kararlılığı ve geçici yanıt performansı analiz edilmiştir.

Tablo 2 ve 3'te, PID Tuner tarafından belirlenen kontrol parametreleri ve sistem performansına ilişkin değerler sunulmaktadır.

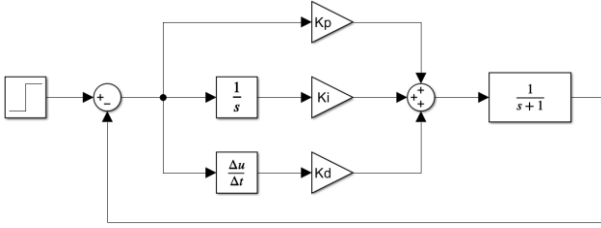
Tablo 2: PID Ayarlanmış Değerler

Kontrol Parametreleri	Blok
P	0.4531
I	0.1815
D	0.1713

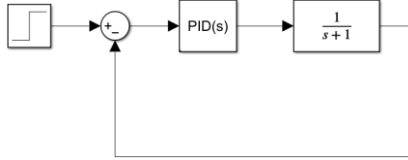
Simulink PID Tuner, kontrolör parametrelerini hedeflenen bant genişliği ve faz marjına göre otomatik olarak ayarlayan kullanıcı dostu bir araçtır. Bu yöntem, özellikle eğitim ortamlarında pratiklik ve hız açısından avantajlıdır. Literatürde ise Ziegler-Nichols yöntemi [21], Cohen-Coon yöntemi [22] ve optimizasyon tabanlı tuning teknikleri [23] yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu çalışmada PID Tuner tercih edilmiştir; ancak gelecekte Ziegler-Nichols ve optimizasyon tabanlı yöntemlerle karşılaştırmalı analiz yapılması planlanmaktadır.

Tablo 3: PID Parametreleri Sonucu Sistem Performansı

Kontrol Parametreleri	Blok
Yükseliş Zamanı	0.347 s
Oturma Zamanı	3.55 s
Aşım	6.58%
Pik	1.07
RMS Hatası	0.1639
Kalıcı Hata	0



Şekil 6: Simulink Manuel PID Tasarımı



Şekil 7: Simulink Otomatik PID Tasarımı

Şekil 6 ve 7, PID kontrolörünün Simulink ortamında hem manuel olarak hem de otomatik olarak tasarlandığını göstermektedir[8], [9].

Manuel PID tasarımında, kontrolörün her bir bileşeni (P, I, D) ayrı ayrı modellenmiş ve sistemin tepkisi detaylı bir şekilde oluşturulmuştur. Otomatik PID tasarımında ise Simulink'teki hazır PID bloğu kullanılarak kontrol süreci daha pratik bir şekilde gerçekleştirilmiştir. Modelin temel amacı, sistemin belirlenen referans açığı en kısa sürede ve en kararlı şekilde ulaşmasını sağlamaktır.

Bu model, bir giriş sinyali ile başlar ve mevcut sistem durumu ile karşılaştırılarak bir hata sinyali elde edilir. Bu hata sinyali, sistemin istenen davranışı sergilemesi için kontrol mekanizmasına giriş olarak uygulanır.

PID kontrol algoritması, elde edilen hata sinyalini işleyerek, sistemin dinamik cevabını iyileştirmek için gerekli olan kontrol sinyalini üretir. Kontrol sinyali, motor sistemine aktararak, rotorun oluşturduğu torkun sistemin açısal hareketine etkisi sağlanır. Bu süreçte transfer fonksiyonu, sistemin fiziksel özelliklerini tanımlayarak giriş sinyalinin sistemin gerçek çıktısına nasıl yansıdığını belirler.

Bu tasarım sayesinde PID kontrolörünün sistem üzerindeki etkisi gözlemlenebilir ve sistemin tepkisi analiz edilerek parametreler optimize edilebilir. Böylece, sistemin daha hızlı tepki vermesi, aşım miktarının azaltılması ve kararlılığın artırılması sağlanabilir.

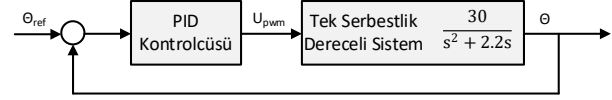
Şekil 8, PID kontrolü ile kontrol edilen tek serbestlik dereceli helikopter kitinin çalışma prensibini açıklamaktadır[10]. Diyagramda, sistemin belirlenen referans açısına ulaşmasını sağlamak için izlediği adımlar gösterilmektedir [11].

Sistem, belirli bir referans açısı (θ_{ref}) ile başlar. Gerçek açısal konum (θ) sensör tarafından ölçülerek geri besleme yoluyla referans değerle karşılaştırılır. Aradaki fark, yani hata sinyali ($e(t)$) hesaplanarak PID kontrolörüne iletilir.

PID kontrolörü, bu hata sinyalini kullanarak orantısız (P), integral (I) ve türevsel (D) bileşenleri hesaplar ve uygun bir kontrol sinyali üretir. Bu kontrol sinyali, motorun akımına etki

ederek üretilen torku belirler ve sistemin açısal hareketini düzenler. Helikopter transfer fonksiyonu, bu kontrol sinyaline bağlı olarak sistemin dinamik tepkisini oluşturur ve açısal konumu değiştirir.

Bu süreç, geri besleme mekanizması sayesinde sürekli tekrar ederek sistemin referans açığına ulaşmasını ve kararlı bir şekilde o açıda kalmasını sağlar. Böylece salınım, aşım ve dengeye oturma süresi gibi kontrol parametreleri optimize edilebilir.



Şekil 8: Geri Besleme Diyagramı

Şekil 11'de sistem bloğu olarak gösterilen transfer fonksiyonu, Denklem (6)'da verilen modelden türetilmiştir. Bu transfer fonksiyonu, helikopter deney kitinin atalet momenti, sönümleme katsayısı ve kütle-yerçekimi etkilerini içeren diferansiyel hareket denklemlerine dayanmaktadır. Laplace dönüşümü uygulanarak elde edilen bu model, giriş olarak PID kontrolöründen gelen motor akımına bağlı kuvveti/torku, çıkış olarak ise sistemin açısal konumunu (θ) tanımlar. Böylece diyagramda görülen blok, sistemin dinamik davranışını matematiksel olarak temsil etmektedir

5. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışma kapsamında, tek eksenli hareket edebilen bir helikopter deney kiti kullanılarak klasik kontrol yöntemlerinden biri olan PID algoritmasının etkinliği test edilmiştir. Tasarım süreci, sistemin hem fiziksel hem de matematiksel olarak modellenmesiyle başlamış; hareket denklemleri ve elde edilen transfer fonksiyonu doğrultusunda Simulink ortamında bir kontrol altyapısı geliştirilmiştir.

Deneyel simülasyonlar, PID kontrolörün sistem kararlılığı ve hedef açığına ulaşmadaki başarısını açıkça ortaya koymuştur. PI ve PD gibi alternatif kontrol yapıları ile yapılan karşılaştırmalarda, PID kontrolörün hem aşım miktarını azaltma hem de daha kısa sürede dengeli konuma ulaşma gibi yönleriyle öne çıktığı görülmüştür. Sistemin kalıcı hatasını azaltabilmesi ve dış etkilere karşı daha dirençli bir yanıt sunması, bu kontrol yapısının tercih edilmesinde önemli rol oynamıştır.

Elde edilen sonuçlar, temel bir kontrol yaklaşımı olan PID algoritmasının, basit yapısına rağmen düşük maliyetli deney sistemlerinde ve lineerleştirilmiş model üzerinde oldukça etkili olduğunu göstermektedir. Ancak, bu çalışmada kullanılan modelin sürtünme ve diğer doğrusal olmayan dinamikler gibi pratik hayatta karşılaşılan etkileri tam olarak yansıtmadığı unutulmamalıdır. Tasarlanan PID kontrolörünün performansı, bu tür modellenmemiş dinamikler altında bir miktar düşüş gösterebilmektedir.

Bu nedenle, gelecekteki çalışmalar için birkaç önemli yön önerilmektedir. İlk olarak, sistemin Coulomb sürtünmesi gibi doğrusal olmayan yönlerini de içeren daha kapsamlı bir model oluşturulabilir. Ayrıca mevcut PID kontrolörünün dayanıklılık analizi yapılarak, farklı çalışma koşulları altındaki performans sınırları belirlenebilir. Bu proje, bu tür ileri düzey kontrol sistemlerine geçiş için güçlü bir temel sunmaktadır.

Teşekkür

Bu proje sürecinde teknik destek sağlayan Acrome şirketi ve yetkililerine teşekkür ederiz. Bu proje TÜBİTAK 2209-A kapsamında desteklenmektedir. (Başvuru No: 1919B012415725)

Kaynakça

- [1] S. E. Hamamci, "Design of a PID-type fuzzy logic controller for a 1-DOF helicopter," 2007 IEEE International Conference on Mechatronics, 2007.
- [2] P. E. I. Pounds ve A. M. Dollar, "Stability of Helicopters in Compliant Contact Under PD-PID Control," IEEE Trans. Robot., cilt: 30, sayı: 6, s: 1472-1486, 2014
- [3] N. A. M. Zuki, M. F. Rahmat, and A. R. Syafeeza, "Real-time Control of 1-DOF Helicopter using PID and LQR Controller," 2012 IEEE International Conference on Control System, Computing and Engineering, 2012.
- [4] Acrome, "1-DOF Helicopter Courseware," Acrome Inc., Maslak, Istanbul, 2019.
- [5] G. Franklin, J. D. Powell, ve A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Prentice Hall, 1994.
- [6] K. Ogata, "Modern Control Engineering," 5. bs., Prentice Hall, 2022.
- [7] R. Mane, K. Mahapatro, ve A. Gundecha, "Single Degree of Freedom Helicopter Model: Laboratory Setup Design," s: 6, 2019
- [8] W. Subhi Al-Dayyeni ve H. Saleh Mahmood, "PID Kontrol Perspektifi: Teknikler ve Kullanımlar", ejece, cilt 3, no. 1, s. 1–8, 2025
- [9] R. Keane, "Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers," 2025
- [10] Z. A. Karam, Z. S. Bakr, ve E. A. Saeed, "One Degree of Freedom Copter Design and Control using Smart and Simple PID Controller," Integrated STEM Education Conference (ISEC), s: 365-370, 2022
- [11] K. J. Åström and R. M. Murray, *Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers*, Princeton, NJ, USA: Princeton Univ. Press, 2008.
- [12] K. J. Åström ve R. M. Murray "Feedback Systems: An Introduction for Scientists and Engineers," Princeton, New Jersey, 2012
- [13] W. AL-JUMAILI, "Angle control of a single-degree-of-freedom mechanical helicopter model," Tezler | Tezara, s:64, Gaziantep, 2025.
- [14] F. Bullo ve R. M. Murray. 1995. "Proportional Derivative (PD) Control on the Euclidean Group". California Institute of Technology, 1995
- [15] B.-K. Lee, I.-H. Kim, ve J. Kim, "Stability Analysis and Proposal of the Simplified Form of a Fuzzy PID Controller with Fixed Parameters," J. Korean Inst. Intell. Syst., cilt:14, 2004,
- [16] P. Ľapák ve M. Huba, "One Degree of Freedom Copter," içinde *Computer Aided Systems Theory – EUROCAST 2017*,
- [17] R. Moreno-Díaz, F. Pichler, ve A. Quesada-Arencia, "Computer aided systems Theory", EUROCAST 2015
- [18] R. Mane, K. A. Mahapatro, and A. D. Gundecha, "Single degree of freedom helicopter model: Laboratory setup design," in *Proc. Int. Conf. Advances in Computing, Communication and Control (ICAC³)*, Mumbai, India, Dec. 2019.
- [19] M. Moness, "PID control of a lab scale single-rotor helicopter system," *Advanced Science and Technology*, vol. 10, no. 4, Mar. 2015.
- [20] A. J. Humaidi and A. F. Hasan, "Particle swarm optimization-based adaptive super-twisting sliding mode control design for 2-degree-of-freedom helicopter," *Measurement and Control*, vol. 52, no. 9–10, pp. 1403–1419, Nov. 2019.
- [21] J. G. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Transactions of the ASME*, vol. 64, pp. 759–768, 1942.
- [22] I. Abbas and M. K. Mustafa, "A review of adaptive tuning of PID-controller: Optimization techniques and applications," *Int. J. Nonlinear Anal. Appl.*, vol. 15, no. 2, pp. 29–37, 2024.
- [23] M. C. Rais, M. A. Hannan, A. Hussain, P. J. Ker, M. Bin Mansor, and T. M. I. Mahlia, "Comparative study of optimization techniques based PID tuning for automatic voltage regulator system," *Eng. Proc.*, vol. 14, no. 1, art. 21, 2022.

Kural Tabanlı Kontrollü Hibrit Sevk Sisteminin Ticari bir Gemi için Enerji Verimliliği Etkisinin İncelenmesi

Energy Efficiency Impact Investigation of a Rule-Based Controlled Hybrid Propulsion System for a Commercial Vessel

Deniz Tanımlı¹, Onur Barış², Semih Korkmaz³

¹AVL Türkiye Araştırma & Mühendislik
deniz.tanimli@avl.com

²AVL Türkiye Araştırma & Mühendislik
onur.baris@avl.com

³AVL Türkiye Araştırma & Mühendislik
semih.korkmaz@avl.com

Özetçe

Fosil yakıt kullanımından doğan çevresel etkiler, diğer sektörlerde olduğu gibi denizcilik sektöründe de sera gazı (GHG) emisyonlarının azaltılmasını gerekli kılmıştır. Uluslararası Denizcilik Örgütü (IMO), bu çerçevede 2050 yılına kadar olan süre için dekarbonizasyon yol haritasını ortaya koymuş ve kademeli olarak sıfır GHG emisyonuna ulaşma planını yayınlamıştır. GHG emisyonlarının azaltılmasına yönelik yenilikçi teknolojilerden birisi hibrit sevk sistemleridir. Hibrit sevk sistemleri, içten yanmalı motor ile elektrik motoru ve bataryayı birlikte kullanarak geminin enerji verimliliğini iyileştirmektedir. Ek olarak, gerekli yardımcı makine sayısının azaltılmasına ve liman bölgelerinde elektrik motoru ile emisyonlu tahrike imkan sağlamaktadır. Bu çalışmada ticari bir geminin seferi göz önüne alınarak, kural tabanlı kontrollü bir hibrit sevk sisteminin geminin operasyonel enerji verimliliğine katkısı incelenmiştir. Çalışmanın sonucunda; uygulanan kural tabanlı kontrollü hibrit sevk sistemi ile, geminin ilgili seferi için yakıt tüketiminin azaltılabildiği, liman ve limana yakın bölgelerde yapılan manevraların elektrikli tahrik ile gerçekleştirilebileceği ve geminin yardımcı makine sayısının azaltılabileceği sonucuna varılmıştır.

Abstract

The environmental impacts of fossil fuels usage enforce reducing greenhouse gas (GHG) emissions in the maritime sector, similar to other sectors. In this context, International Maritime Organization (IMO) published a decarbonization roadmap that aims to gradually reduce GHG emissions and achieve net zero GHG emissions by 2050. One of the innovative technologies supporting this goal is hybrid propulsion systems which include electric motors and batteries in addition to internal combustion engines. The system allows to improve energy efficiency, to reduce the number of auxiliary engines, and to propel emission-free with electric motor in areas close to ports. In this study, energy efficiency impact of rule-based controlled hybrid propulsion system is

investigated for a commercial vessel based on its voyage. As a result of the study, vessel's fuel consumption can be decreased, electric propulsion can be carried out in port areas, and the number of auxiliary engines can be reduced.

1. Giriş

Taşımacılık alanında yaygın olarak kullanılan içten yanmalı motorlardan salınan sera gazlarının iklim değişikliğine etkisi herkes tarafından kabul edilen bir gerçektir [1]. Bu sebeple, taşımacılık alanlarındaki birçok uygulamada karbondioksit (CO₂) emisyonlarını düşürmek yönünde regülatif adımlar atılmaktadır. Bu çerçevede IMO, denizcilik sektörü için bu yöndeki yol haritasını açıklamıştır [2]. Bu amaçla, literatürde gemilerin CO₂ emisyonlarının düşürülmesi için birçok çalışma yapıldığı görülmektedir [3-7]. Yakıt tüketiminin, CO₂ emisyonunun ortaya çıkması ile doğrudan ilişkili olduğu ve artan yakıt tüketiminin CO₂ emisyonlarını artırdığı görülmektedir [8]. Yakıt tüketiminin azaltılması amacıyla gerçekleştirilen optimizasyonlar, CO₂ emisyonlarının da azaltılmasını sağlayarak dekarbonizasyon sürecine katkı sağlamaktadır.

Bu çalışmada ticari amaçlı kullanılan bir gemiye ve bu geminin bir seferinin verisine odaklanılmıştır. Çalışmaya konu olan gemi, tahriki sağlayan bir ana makineye ve yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını karşılayan 3 adet yardımcı makineye sahiptir. CO₂ emisyonunu düşürmek için atılabilecek ve uygulaması nispeten kolay adımlardan biri yardımcı makinelerin güç dağılımlarını, toplam yardımcı makine yakıt tüketimini azaltacak şekilde optimize etmektir. Bu optimizasyonun amacı, yardımcı makineleri en verimli çalıştırdıkları yük seviyesine mümkün olduğunca yakın çalıştırmak ve bu sayede yakıt tüketimini azaltmaktır.

Yardımcı makinelerin güç dağılımı optimize etmekten daha yüksek seviyede bir dekarbonizasyon sağlamak için, literatürde de üzerine sıkça çalışıldığı görülen bir yöntem olan hibritleştirmeye gidilebilmektedir [6,7,9,10]. Hibritleştirme yönteminin 4.5-5 yıllık bir amortisman süresi [11,12], %20'ye kadar emisyon azaltımı ve %10-17 oranında yakıt tasarrufu

sağladığı görülmüştür [11]. Hibritleştirilmedeki amaç, ana makineyi daha verimli noktalarda çalıştırıp tahrik için ihtiyaç duyulandan daha yüksek bir güç çıktısı elde etmektir. Ana makinenin daha verimli noktalarda çalıştırılmasıyla elde edilen bu fazla güç, yardımcı sistemlerin ihtiyaç duyduğu gücün ana makine tarafından karşılanması ve gerekli durumlarda bataryanın şarj edilmesi amacıyla kullanılabilir. Bu sayede, geminin toplam yakıt tüketimini iyileştirmek mümkün olmaktadır. Buna ek olarak, liman ve limana yakın bölgelerde tahrik sadece elektrik motoru kullanılarak gerçekleştirilebilmekte bu sayede emisyonuz tahrik sağlanabilmektedir.

İçten yanmalı motorun ve elektrik motorunun bir arada bulunduğu sistemlerde enerji yönetiminin nasıl optimize edileceği sorusu ortaya çıkmakta ve optimum kontrol kritik bir önem arz etmektedir. Literatürde enerji yönetiminin farklı metotlar denenerek yapıldığı birçok çalışma bulunmaktadır [7,9]. En çok öne çıkan yöntemler ise kural tabanlı kontrol, eşdeğer tüketim minimizasyon stratejisi (ECMS – Equivalent Consumption Minimization Strategy) ve parçacık sürüsü optimizasyonu (PSO) olmaktadır. ECMS ve PSO gibi yöntemler de kendi içlerinde bazı farklı alt yöntemlere ayrılarak karşımıza çıkmaktadır. Hibritleştirme mantığının benzer olması sebebiyle, gemilerin hibritleştirilmesinde de hibrit yol araçlarına benzer enerji yönetimi metotları kullanılmaktadır.

Burada sunulmakta olan çalışmada söz konusu gemi için hibrit bir tahrik yapısı oluşturulmuş ve bu tahrik yapısı kural bazlı kontrol yöntemi ile kontrol edilmiştir. Çalışmanın ana amacı, hibrit tahrik yapısının geminin toplam yakıt tüketimini iyileştirme potansiyelini anlamaktır. Çalışmada ilk olarak, söz konusu geminin güç sistemleri var olan haliyle modellenmiş ve simülasyon sonuçları sefer verisi ile karşılaştırılarak simülasyon modelinin isabeti doğrulanmıştır. İkinci aşamada, yardımcı makinelerin güç profilleri, yakıt tüketimini azaltmak amacıyla optimize edilerek tekrar düzenlenmiştir. Son olarak, modele bir batarya ve elektrik motoru eklenerek hibrit bir tahrik yapısı kurulmuştur. Bu hibrit yapıyı kontrol edecek kural bazlı kontrol algoritması oluşturulmuş ve bu algoritma kapsamındaki hibrit çalışma modları ile bu modlar arasındaki geçişin nasıl yapılacağı tanımlanmıştır. Son olarak, simülasyonlar sonucunda elde edilen yakıt tüketimi sonuçları birbirleriyle kıyaslanarak her sistemin getirdiği yakıt tüketimi avantajı bulunmuştur.

2. Geminin Özellikleri ve Geminin Sefer Verisi

Çalışmaya konu olan gemi 8500 dedveyt (DWT) bir tankerdir. Geminin tahriki 5230 kW gücünde 895 L hacminde, yakıt olarak marin dizel yakıtı (MDO) veya fuel oil (HFO) kullanan bir ana makine ile sağlanmaktadır. Gemi 440 kW gücünde ve 50 Hz frekansta çalışan 3 adet yardımcı makine ile donatılmıştır. Bu yardımcı makinelerin görevi geminin elektriksel ve termal yükü ile beraber pompalar ve vinçler gibi yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını karşılamaktır.

İlgili geminin ~ 650 saatlik bir seferinin verisi incelenmiştir. Gemi seferi boyunca açık deniz seyri, demirleme ve limana yanaşma olmak üzere 3 ana seyir durumunda bulunmaktadır. Seyir durumunun 1 olması açık deniz seyrine, 2 olması limana yanaşmaya, 3 olması ise demirlemeye karşılık gelmektedir. Çalışmaya konu olan simülasyonları gerçekleştirebilmek için, geminin bu seferini yansıtacak bir simülasyon modeli oluşturulmuştur. Ele alınan

geminin ve gemi sistemlerinin teknik özellikleri Tablo 1’de gösterilmektedir:

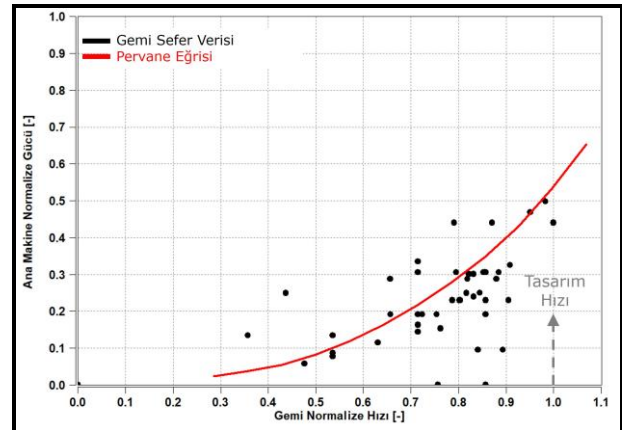
Tablo 1: Gemi ve Gemi Sistemlerinin Teknik Özellikleri

Gemi özellikleri	
Gemi Tipi [-]	Tanker
Dedveyt (DWT) [t]	8500
Tasarım Hızı [knot]	14
Pervane Tipi [-]	Sabit hatveli pervane
Ana Makine Özellikleri	
Yakıt Tipi [-]	HFO/MDO
Motor Hacmi [L]	895
Maksimum Güç [kW]	5230
Maksimum Hız [rpm]	167
Ana Makine Sayısı [-]	1
Yardımcı Makine Özellikleri	
Yakıt Tipi [-]	MDO
Motor Hacmi [L]	16
Maksimum Güç [kW]	440
Frekans [Hz]	50
Yardımcı Makine Sayısı [-]	3

3. Simülasyon Modelinin Oluşturulması ve Simülasyon Senaryoları

3.1. Simülasyon Modelinin Oluşturulması

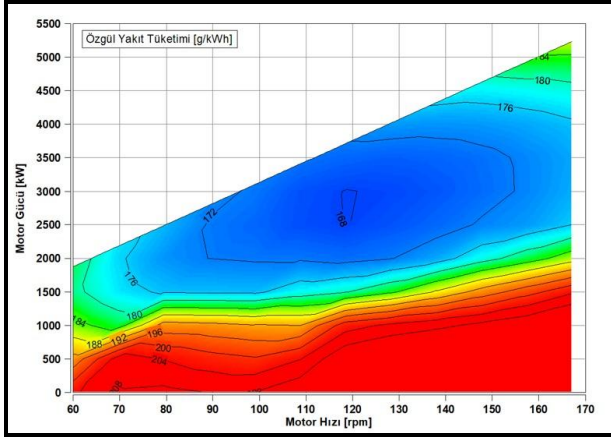
Simülasyon modeli oluşturulurken öncelikle geminin belli bir hızda seyredebilmesi için gerekli olan tahrik gücünü temsil eden pervane eğrisi oluşturulmuş ve simülasyon modeline girdi olarak verilmiştir. Sefer verisinden elde edilen pervane eğrisi Şekil 1’de gösterilmiştir:



Şekil 1: Pervane Eğrisi

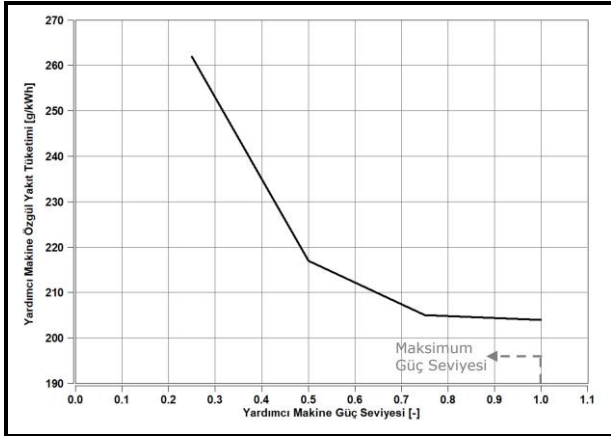
İstenilen gemi hızına karşılık gelen tahrik gücü ana makine ile sağlanmaktadır. Ana makine bu tahrik gücünü karşıladığında ortaya çıkacak yakıt tüketimini belirleyebilmek için bir içten yanmalı motor modeli kurulmuştur. Bu model

üzerinde yapılan termodinamik simülasyonlar sonucunda motorun özgül yakıt tüketimi (BSFC) haritası motor devrine ve motor gücüne bağlı olarak elde edilmiştir. Ana makinenin BSFC haritası aşağıdaki Şekil 2’de verilmiştir:



Şekil 2: Ana Makinenin BSFC Haritası

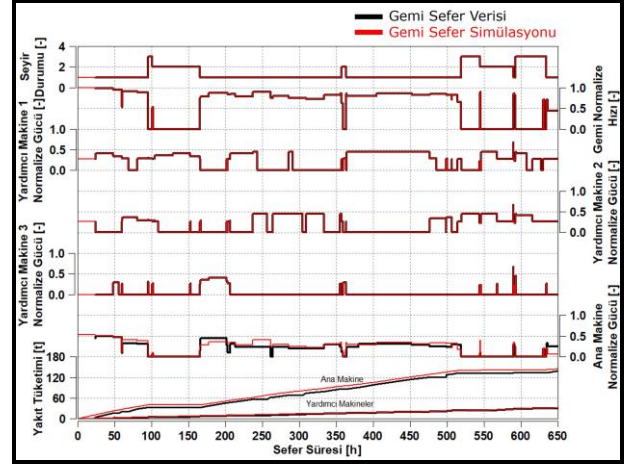
Geminin yardımcı makinelerinin yakıt tüketimini belirleyebilmek için, benzer bir motorun yakıt tüketimi eğrisi kullanılmıştır [13]. Yardımcı makinelerin sabit hızda çalışan motorlar olması sebebiyle, yakıt tüketimi karakteristikleri güç seviyesine bağlı olarak tanımlanmıştır. Yardımcı makinelerinin BSFC eğrileri Şekil 3’te gösterilmiştir:



Şekil 3: Yardımcı Makinelerin BSFC Eğrisi

3.2. Simülasyon Modelinin Korelasyonu

Pervane eğrisi, ana makine ve yardımcı makinelerin BSFC karakteristikleri oluşturulduktan sonra, sefer verisindeki gemi hızı, yardımcı makinelerin güç profilleri ve sefer durumu simülasyon modeline beslenmiştir. Sefer verisindeki yakıt tüketimi simülasyon sonucu ile karşılaştırılarak modelin veri ile tutarlılığı incelenmiştir. Şekil 4’te, sefer verisi ile simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir:



Şekil 4: Sefer Verisi ile Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırması

Simülasyon sonuçları incelendiğinde ana makine ve yardımcı makinelerinin güç profillerinin veri ile tutarlı olduğu görülmüştür. Ana makine ve yardımcı makinelerinin yakıt tüketimi eğilimlerinin de simülasyonda isabetli bir şekilde yansıtıldığı görülmüştür. Sefer verisindeki ve simülasyon sonucundaki yakıt tüketimi değerleri Tablo 2’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir:

Tablo 2: Sefer Verisi ve Simülasyon Yakıt Tüketimi Karşılaştırması

	Sefer Verisi	Simülasyon	Sapma
Ana Makine Yakıt Tüketimi [t]	145.75	147.01	% 0.9
Yardımcı Makinelerin Toplam Yakıt Tüketimi [t]	33.42	32.71	% 2.1

Simülasyon sonuçlarının sefer verisi ile tutarlı olduğu görülmesinin ardından, aynı gemi seferi için geminin yakıt tüketimini iyileştirecek simülasyon senaryoları oluşturulmuştur.

3.3. Simülasyon Senaryoları

3.3.1. Senaryo 1

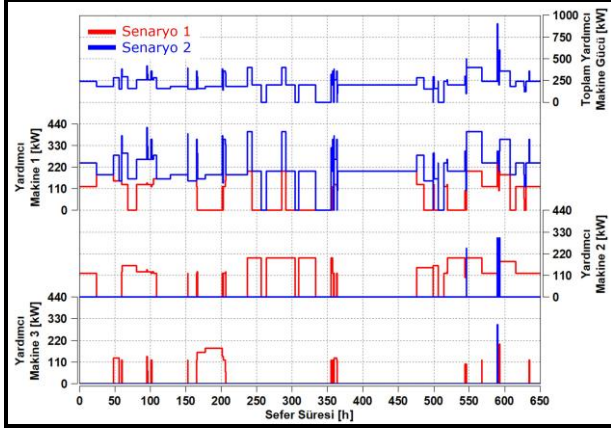
Bu senaryo, gemi sefer verisinden yola çıkılarak kurulan ve bir önceki bölümde tutarlılığı veri ile karşılaştırılan ilk simülasyon modeline karşılık gelmektedir.

3.3.2. Senaryo 2

Bu senaryoda yardımcı makine güç profilleri, yardımcı makinelerin toplam yakıt tüketimini azaltmak amacıyla optimize edilip tekrar düzenlenmiştir. Bu optimizasyonun çıkış noktası, senaryo 1 simülasyonunun sonucunda yardımcı makinelerin genellikle düşük yükte çalıştığı görülmüştür. Yardımcı makinelerin düşük yükte çalışması, yakıt tüketimini artırıcı yönde bir etki yaratmaktadır.

Yardımcı makinelerin güç profilleri optimize edilirken öncelikle toplam yardımcı makine güç ihtiyacı hesaplanmıştır.

Toplam yardımcı makine güç ihtiyacı, 440 kW'tan düşük ise, ihtiyaç tek bir yardımcı makineden sağlanmaktadır. Toplam yardımcı makine güç ihtiyacının 440 kW ve 880 kW arasında olması durumunda, ihtiyaç iki yardımcı makineden eşit şekilde sağlanmaktadır. Toplam yardımcı makine güç ihtiyacının 880 kW'tan yüksek olması durumunda, ihtiyaç üç yardımcı makineden eşit şekilde sağlanmaktadır. İki senaryonun yardımcı makine güç profilleri Şekil 5'te karşılaştırmalı olarak verilmiştir:



Şekil 5: Yardımcı Makine Güç Profillerinin Karşılaştırması - Senaryo 1 ve 2

3.3.3. Senaryo 3

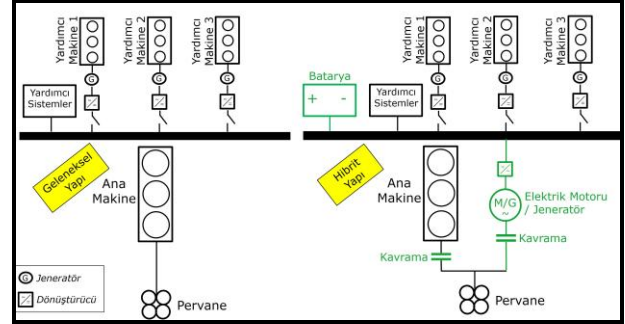
Bu senaryoda hibrit bir tahrik yapısı oluşturulmuştur. Hibrit tahrik yapısının amacı, demirleme ve limana yanaşma seyir modlarında ihtiyaç duyulan tahrik gücünü bir elektrik motoru ile karşılamaktır. Tahrik gücünün elektrik motoru ile karşılanması, limana yakın bölgelerde emisyonlu tahrike imkan sağlamaktadır. Elektrik motoru ile tahrik için gereken enerji bir batarya ile sağlanmaktadır. Söz konusu batarya, açık deniz seyri esnasında ana makine vasıtasıyla şarj edilmektedir.

Bu yapıda ana makine, bataryayı şarj etmeye ek olarak yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını karşılamak amacıyla da kullanılmaktadır. Senaryo 1 simülasyonu sonucunda, ana makinenin genellikle yüksek verim bölgesine karşılık gelen güç seviyesinden daha düşük güç seviyelerinde çalıştığı görülmüştür. Ana makineyi daha yüksek bir güç seviyesinde çalıştırmak ana makinenin birim güç başına yakıt tüketimini azaltacak ve tahrik için gereken gücün üzerinde bir güç çıkışı sağlayacaktır. Elde edilen bu güç, hibrit yapıda bulunan bataryayı şarj etmeye veya yardımcı sistemlerin güç ihtiyacının ana makine tarafından karşılanmasına olanak sağlamaktadır. Ana makinenin yüksek verimde çalıştırılacağı güç seviyesi, motorun en verimli çalıştığı güç seviyesi ile sınırlandırılmıştır.

Elektrik motoru hem istenen durumlarda geminin tahrik ihtiyacını karşılayabilmekte, hem de jeneratör olarak çalışıp bataryayı şarj edebilmektedir. Elektrik motorunun gücünün işaretinin pozitif olması tahrik durumunu gösterirken, negatif olması bataryayı şarj etme durumunu göstermektedir. Elektrik motorunun verimi sabit olarak %95 alınmıştır.

Hibrit modelde kullanılan batarya 4220 kWh kapasitesindedir. Seri bağlanan hücre sayısı 210 iken, paralel bağlanan hücre sayısı 700'dür. Tek bir hücrenin nominal

voltajı 3.5 V'tur ve maksimum şarj kapasitesi 8 Ah'tır. Geminin sistemlerinin geleneksel yapıdaki ve hibrit yapıdaki karşılaştırması Şekil 6'da verilmiştir:

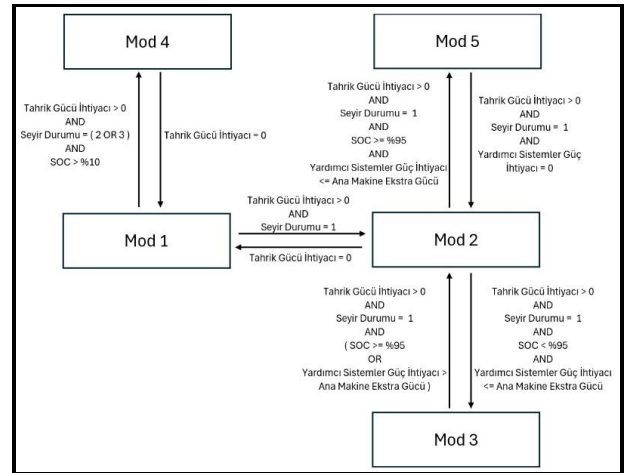


Şekil 6: Geleneksel ve Hibrit Yapının Karşılaştırması

Hibrit yapı, kural tabanlı bir kontrol stratejisi içermektedir. Kontrol algoritması 5 ana hibrit çalışma modunu içermektedir:

- Mod 1: Tahrik gücü ihtiyacının olmadığı, yardımcı sistemlerin güç ihtiyacının yardımcı makineler ile karşılandığı hibrit çalışma modu.
- Mod 2: Ana makinenin sadece tahriki gerçekleştirdiği hibrit çalışma modu.
- Mod 3: Ana makinenin tahriki gerçekleştirdiği, yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını karşıladığı ve batarya doluluk oranı (SOC) %95'in altındaysa bataryayı şarj ettiği hibrit çalışma modu.
- Mod 4: Tahrikin elektrik motoru ile gerçekleştirildiği, yardımcı sistemlerin güç ihtiyacının yardımcı makineler ile karşılandığı hibrit çalışma modu.
- Mod 5: Ana makinenin tahriki gerçekleştirdiği ve yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını karşıladığı hibrit çalışma modu.

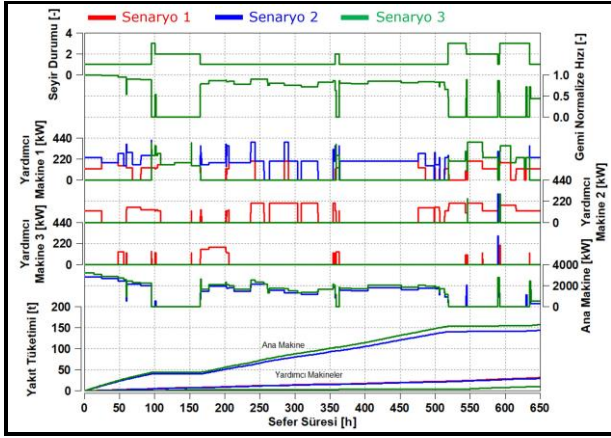
Bu algoritmanın akış şeması Şekil 7'de gösterilmiştir:



Şekil 7: Kural Bazlı Kontrol Algoritması

4. Simülasyon Sonuçlarının İncelenmesi

3 senaryonun simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak incelendiğinde, geleneksel yapının korunduğu ve yardımcı makine güç profillerinin optimize edildiği senaryoda (Senaryo 2) geminin toplam yakıt tüketiminin azaltılabildiği görülmüştür. Kural tabanlı kontrollü hibrit yapının oluşturulduğu ve ana makinenin, yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını da karşılayabildiği senaryoda (Senaryo 3) ana makinenin yakıt tüketimi artsa da, yardımcı makinelerin yakıt tüketimindeki azalmanın daha baskın olması sebebiyle toplam yakıt tüketiminin daha da iyileştirilebildiği görülmüştür. Şekil 8’de, 3 senaryonun simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir:



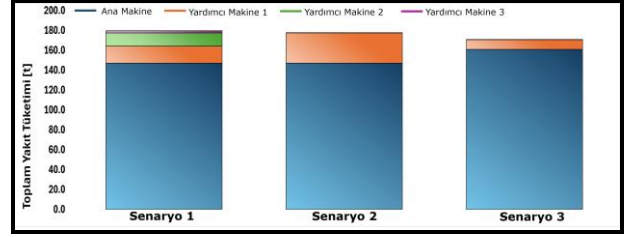
Şekil 8: Simülasyon Sonuçları - Senaryo 1, 2 ve 3

Tablo 3’te, 3 senaryonun simülasyon sonuçları yakıt tüketimi anlamında özetlenmiştir:

Tablo 3: Yakıt Tüketimi - Senaryo 1,2 ve 3

	Senaryo 1	Senaryo 2	Senaryo 3
Ana Makine Yakıt Tüketimi [t]	147.01	147.01	160.94
Yardımcı Makinelerin Toplam Yakıt Tüketimi [t]	32.71	30.54	9.76
Toplam Yakıt Tüketimi [t]	179.72	177.55	170.70
Toplam Yakıt Tüketimindeki İyileşme [%]	-	1.2	5.0

Toplam yakıt tüketiminin ana makine ve her bir yardımcı makine için olan kırılganlığı aşağıdaki Şekil 9’da karşılaştırmalı olarak verilmiştir:

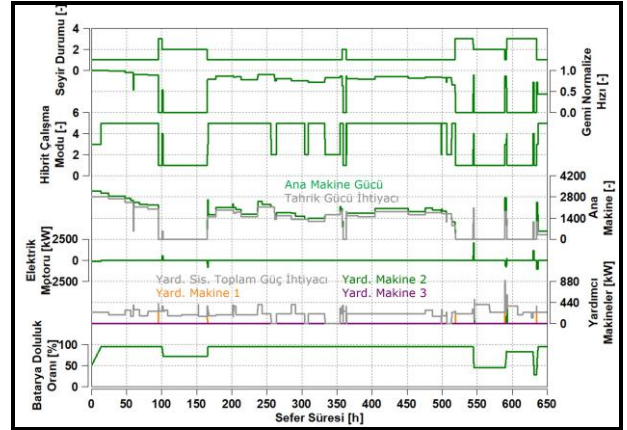


Şekil 9: Ana Makine ve Yardımcı Makinelerin Yakıt Tüketimi Kırılganlıkları

Senaryo 3’ün simülasyon sonuçları incelendiğinde, açık deniz seyri esnasında ana makinenin tahrik için ihtiyaç duyulan gücü sağlamanın yanında, yardımcı sistemlerin toplam güç ihtiyacını da sağlayabildiği görülmüştür. Ek olarak, ihtiyaç duyulan durumlarda batarya da ana makine vasıtasıyla şarj edilebilmektedir.

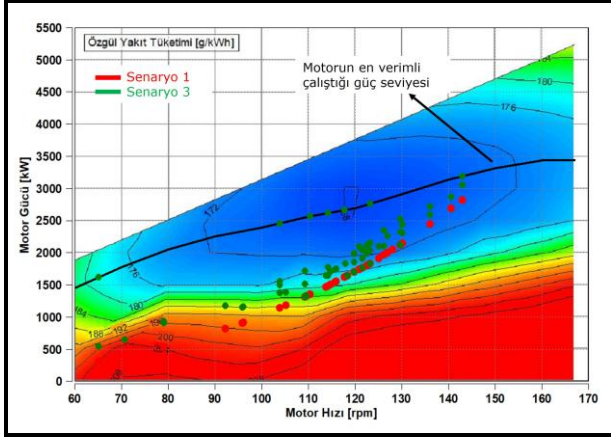
Limana yakın bölgelerde ve demirleme esnasında ise tahrik, elektrik motoru ile yapılabilmektedir. Yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını sağlayabilmek amacıyla devreye giren yardımcı makine sayısının en fazla 2 olduğu görülmüştür. Başka bir deyişle, 3. yardımcı makineye ihtiyaç kalmadığı anlaşılmıştır.

Senaryo 3’ün simülasyon sonuçları Şekil 10’da gösterilmiştir:



Şekil 10: Senaryo 3 Simülasyon Sonuçları ve Hibrit Çalışma Modları

Ana makinenin çalışma noktalarının, daha yüksek güçte çalışmaya bağlı olarak nasıl değiştiği Şekil 11’de BSFC haritası üzerinde gösterilmiştir. Şekilde görülebileceği üzere ana makine senaryo 3’te, senaryo 1’e kıyasla daha yüksek güç seviyelerine çıkarılmakta ve bu sayede daha verimli çalıştırılmaktadır.



Şekil 11: Ana Makinenin Çalışma Noktaları - Senaryo 1 ve 3

Motorun en verimli çalıştığı güç seviyesi eğrisinin altında kalan güç bölgelerinde, güç arttıkça motorun daha verimli çalıştığı bölgeye geçtiği ve özgül yakıt tüketiminde (BSFC) azalma sağladığı Şekil 11’de görülmektedir (ana makine kırmızı noktalar yerine yeşil noktalarda çalışmaktadır).

5. Sonuç

Yapılan çalışmada ticari bir geminin sefer verisi incelenmiştir. Geminin bu seferini yansıtabilecek bir simülasyon modeli oluşturulmuştur. Geminin yakıt tüketimini iyileştirebilmek adına öncelikle yardımcı makinelerin güç profilleri optimize edilmiş, sonrasında kural bazlı kontrollü hibrit bir tahrik yapısı oluşturulmuştur. Çalışmadan elde edilen başlıca çıktılar aşağıdaki gibidir:

- Yardımcı makinelerin güç profillerinin optimizasyonu ile yardımcı makinelerin toplam yakıt tüketimi % 6.6 iyileştirilmiştir. Yardımcı makinelerin toplam yakıt tüketimindeki bu iyileşme, geminin toplam yakıt tüketimine % 1.2 olarak yansımıştır.
- Tanımlanan kural bazlı kontrol yapısı oluşturulan hibrit yapı, yardımcı makinelerin toplam yakıt tüketimini % 70.2 azaltırken, ana makinenin yakıt tüketimini % 9.5 arttırmıştır. Bu etkiler, geminin toplam yakıt tüketimine % 5 iyileşme olarak yansımıştır.
- Hibrit yapı ile açık deniz seyri süresince yardımcı sistemlerin güç ihtiyacını karşılamının ve ihtiyaç durumunda bataryayı şarj etmenin mümkün olduğu görülmüştür. Bu sayede, geminin yardımcı makine sayısının azaltılabileceği anlaşılmıştır.
- Limana yakın bölgelerde geminin tahriki elektrik motoru ile sağlanabilmektedir.

Sonraki çalışmalarda hibrit yapıya ECMS, PSO gibi farklı kontrol stratejilerinin uygulanması ve bu stratejilerin yakıt tüketimine etkilerinin incelenmesi planlanmaktadır.

Kaynakça

- [1] K. Kim, K. Park, J. Lee, K. Chun and S. -H. Lee, "Analysis of Battery/Generator Hybrid Container Ship

for CO₂ Reduction," in *IEEE Access*, vol. 6, pp. 14537-14543, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2814635

- [2] IMO, "Revised GHG reduction strategy for global shipping adopted", International Maritime Organization, Tem. 07, 2023. [Çevrim içi]. Erişim: Tem. 10, 2025. <https://www.imo.org/en/mediacentre/pressbriefings/pages/revised-ghg-reduction-strategy-for-global-shipping-adopted-.aspx#:~:text=The%20revised%20IMO%20GHG%20Strategy,points%20for%202030%20and%202040.>
- [3] X. Wang, U. Shipurkar, A. Haseltalab, H. Polinder, F. Claeys and R. R. Negenborn, "Sizing and Control of a Hybrid Ship Propulsion System Using Multi-Objective Double-Layer Optimization," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 72587-72601, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3080195
- [4] A. Bordianu and G. Samoilescu, "Electric and Hybrid Propulsion in the Naval Industry," *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*, Bucharest, Romania, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ATEE.2019.8725022
- [5] R. Zhang, H. Li, X. Zhang, F. Ye, Q. Xiong, Research on energy management strategy and simulation of hybrid power system for ocean-going ships, CIMAC 2023, Paper no: 293
- [6] R. Strasser, M. Schönbacher, N. Flagmeier, Optimizing Marine Hybrid Propulsion Systems by Multi-Domain System Simulation, CIMAC 2019, Paper no: 263
- [7] Z. Zhang, D. Chen, G. Li, C. Zhang, Investigation on matching design and strategy optimization of ship hybrid power system, CIMAC 2023, Paper no: 413
- [8] S. Deng and Z. Mi, "A review on carbon emissions of global shipping," *Mar. Dev.*, vol. 1, no. 4, 2023. doi: 10.1007/s44312-023-00001-2.
- [9] R.D. Geertsma, R.R. Negenborn, K. Visser, J.J. Hopman, Design and control of hybrid power and propulsion systems for smart ships: A review of developments, *Applied Energy*, Volume 194, 2017, Pages 30-54, ISSN 0306-2619, <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2017.02.060>.
- [10] O. B. Inal, J-F. Charpentier, C. Deniz, Hybrid power and propulsion systems for ships: Current status and future challenges, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Volume 156, 2022, 111965, ISSN 1364-0321, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2021.111965>.
- [11] DNV, "Life Cycle Assessment of Batteries in Maritime Sector.", Eyl. 30, 2016. [Çevrim içi]. Erişim: Eyl. 2, 2025. https://www.nho.no/siteassets/nox-fondet/rapporteur/2018/life-cycle-analysis-for-batteries-in-maritime-sector_final_v_0.1.pdf
- [12] K. Kim, J. An, K. Park, G. Roh, and K. Chun, "Analysis of a Supercapacitor/Battery Hybrid Power System for a Bulk Carrier," *Appl. Sci.*, vol. 9, no. 8, p. 1547, 2019. doi: 10.3390/app9081547.
- [13] Eleftherios K. Dedes, Dominic A. Hudson, Stephen R. Turnock, Investigation of Diesel Hybrid systems for fuel oil reduction in slow speed ocean going ships, *Energy*, Volume 114, 2016, Pages 444-456, ISSN 0360-5442, <https://doi.org/10.1016/j.energy.2016.07.121>.

IMU Tabanlı Gimbal Sistemlerinde Basit Kalman ve Genişletilmiş Kalman Filtresi Performans Karşılaştırması

Performance Comparison of Simple Kalman and Extended Kalman Filters in IMU-Based Gimbal Systems

Hüseyin Adanalı¹, Ömer Faruk Akkaş¹, Abdurrahman Deniz¹, Zeki Atlı¹, Aykut Beke², Fethi Candan³

¹Uçak Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi, Kayseri

{1140110454, 1140110446, 1140110429, 1140110458}@erciyes.edu.tr

²Kontrol Sistemleri Tasarımı Bölümü
ASELSAN, Ankara
beke@aselsan.com.tr

³Yapay Zeka ve Veri Mühendisliği Bölümü
Ankara Üniversitesi, Ankara
fethicandan@ankara.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, Ataletsel Ölçüm Birimi (IMU) sensörlerinden elde edilen verilerin doğruluğunu artırmak amacıyla Basit Kalman Filtresi (KF) ve Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) algoritmalarının performansını analiz etmektedir. Gimbal sistemi üzerine yerleştirilen IMU sensöründen alınan açısız konum verileri, potansiyometrelerden elde edilen referans verilerle karşılaştırılmıştır. Üç eksenli gimbal sistemi, yüksek hassasiyetli rulmanlarla desteklenmiş ve sensör verilerinin doğru şekilde değerlendirilmesi için Arduino tabanlı bir platform oluşturulmuştur. Deneysel analizlerde çeşitli Q (süreç gürültüsü) ve R (ölçüm gürültüsü) parametre setleri kullanılarak farklı senaryolar test edilmiş, EKF'nin özellikle dinamik hareketler sırasında daha düşük sapma ile daha yüksek doğruluk sağladığı gözlemlenmiştir. Bu çalışma, otonom sistemlerde stabilizasyon, yönelim ve konum belirlemenin iyileştirilmesi adına önemli katkılar sunmaktadır.

Abstract

This study analyses the performance of Simple Kalman Filter (KF) and Extended Kalman Filter (EKF) algorithms to enhance the accuracy of data obtained from Inertial Measurement Unit (IMU) sensor. Angular position data collected from IMU mounted on a gimbal system were compared with reference values obtained from potentiometers. A three-axis gimbal platform equipped with high-precision bearings and an Arduino-based data acquisition setup was implemented. Various test scenarios were conducted using different Q (process noise) and R (measurement noise) parameter sets. Results indicate that EKF provides significantly more accurate estimations, particularly under dynamic motion conditions.

This study offers valuable insights for improving orientation, stabilization, and position estimation in autonomous systems.

1. Giriş

Havacılık ve uzay teknolojilerinde hassas konumlandırma ve hareket kestirimi, uçuş güvenliği ve performansı açısından kritik bir öneme sahiptir. Modern hava araçlarında, konum, hız ve ivme bilgilerini elde etmek için Atalet Ölçüm Birimi (IMU-Inertial Measurement Unit) sensörleri yaygın olarak kullanılmaktadır. IMU sensörleri, jiroskop, ivmeölçer ve bazen manyetometre gibi bileşenlerden oluşur ve bu sayede aracın açısız ve doğrusal hareketlerini belirlemeye yardımcı olur. Ancak, bu sensörler zamanla hata birikimine (drift) maruz kalabilir; çevresel faktörler ve titreşimler nedeniyle gürültülü veriler üretebilir[1]. Bu hatalar, sistemin genel performansını olumsuz yönde etkileyerek navigasyon doğruluğunu düşürmekte ve güvenli uçuşu riske atmaktadır[2].

Bu gibi durumlarda, IMU verilerinin daha güvenilir hale getirilmesi için Kalman Filtresi gibi kestirim algoritmaları devreye girer. Kalman filtresi, 1960 yılında Rudolf E. Kalman tarafından geliştirilmiş olup, özellikle gürültülü ortamlarda en iyi kestirimi yapmak için kullanılan bir matematiksel yöntemdir. Kalman filtresi hem sistemin dinamik modeline hem de sensör ölçümlerine dayalı olarak bir durum kestirimi gerçekleştirir. Bu yöntem, mevcut ve geçmiş ölçüm verilerini kullanarak sistemin gerçek durumunu minimum hata ile tahmin eder. Ayrıca, ölçüm gürültüsü ve modelleme hatalarını istatistiksel olarak dikkate alarak kestirimin doğruluğunu artırır[3]. Bu sayede, IMU sensöründen alınan ham verilerin gürültüsü azaltılır ve daha doğru sonuçlar elde edilir.

Kalman filtresinin farklı türleri bulunmaktadır. Basit Kalman Filtresi (KF), lineer sistemler için etkili bir çözüm

sunarken, doğrusal olmayan sistemler için Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) ve Kokusuz Kalman Filtresi (UKF) gibi gelişmiş versiyonları kullanılmaktadır. Havacılık uygulamalarında, özellikle otonom uçuş sistemleri, uçuş kontrol sistemleri ve navigasyon çözümleri gibi alanlarda bu filtreleme teknikleri yaygın olarak tercih edilmektedir. Kalman filtresinin uygulanması, kamera stabilizasyonunun iyileştirilmesini, titreşimlerin azaltılmasını ve görüntü kalitesinin artırılmasını sağlar[4].

Bu proje kapsamında, IMU sensörlerinden elde edilen veriler Kalman filtresi ve Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) ile işlenerek daha doğru ve güvenilir kestirimler yapılması ve bu yöntemlerin doğruluklarının test edilmesi amaçlanmaktadır. Böylece hava araçlarının yönlendirme, stabilizasyon ve navigasyon sistemlerinde hassasiyet artırılarak uçuş güvenliği ve performansına katkı sağlanacak, geliştirilen algoritmanın kontrol sistemlerine entegre edilmesiyle otonom uçuş teknolojileri ve insansız hava araçları (İHA) gibi alanlarda da kullanım potansiyeli ortaya çıkacaktır.

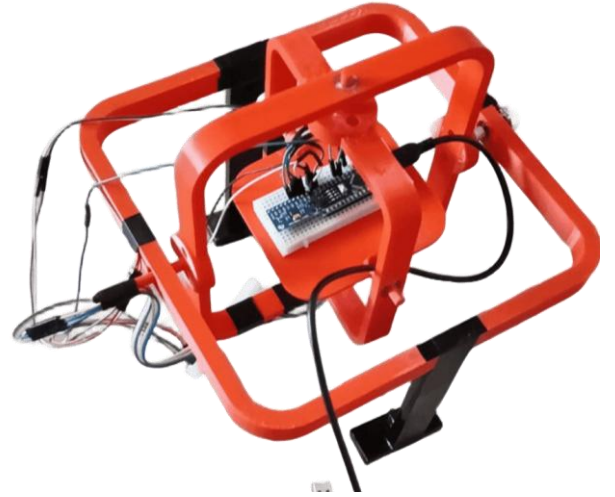
1.1. Problem Tanımı ve Amaç

IMU sensörleri, sistemin konum, hız ve yönelim bilgilerini belirlemek için kritik öneme sahiptir[5]. Ancak, bu sensörlerden alınan veriler, üretim hataları, yazılım eksiklikleri ve çalışma ortamındaki çeşitli etkenler nedeniyle hatalı ölçümler içerebilir. Bu hatalı veriler, sistemin güvenilirliğini ve doğruluğunu olumsuz etkileyerek uçuş sırasında navigasyon hatalarına yol açabilir. Bu problemi gidermek adına, IMU verilerinin belirli matematiksel modeller kullanılarak işlenmesi ve hataların minimize edilmesi gerekmektedir. Bu doğrultuda lineer sistemler için basit kalman filtresi lineer olmayan sistemler için genişletilmiş kalman filtresi kullanılır. Amacımız bu filtreleri kullanarak IMU verilerini işleyip potansiyometre destekli gimbal sistemini kullanarak iki filtrenin karşılaştırma ve testlerini yapmaktır.

2. Metodoloji

2.1. Katı Model Tasarımı

Gimbal sistemleri belirli eksenler etrafında serbestçe dönebilen sistemlerdir. Özellikle havacılık, robotik, uzay teknolojilerinde sıklıkla kullanılmaktadır. En yaygın konfigürasyon, üç adet döner çerçevenin birbirine dik olacak şekilde monte edildiği üç eksenli (Yaw, Pitch, Roll) Gimbal'dır. Bu eksenler sayesinde, sistem üzerindeki yük (örneğin bir kamera veya sensör), taşıyıcı platformun hareketlerinden etkilenmeksizin belirli bir oryantasyonda tutulabilir veya istenen yöne doğru hassas bir şekilde hareket ettirilebilir. Bu modelde iç içe geçmiş üç çerçeve bulunmaktadır. Platformun veya sensörün konumunu ve yönelimini bağımsız olarak sabitlemek veya değiştirmek için tasarlanmıştır.

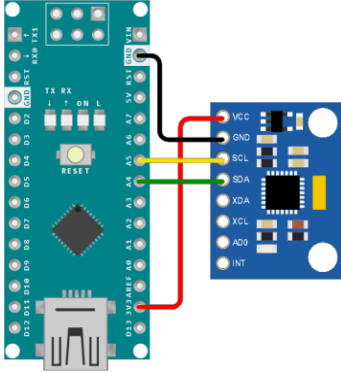


Şekil 1: Gimbal Tasarımı

Şekil 1'de gimbal tasarımı sayesinde test düzeneğinin 3 ekseninde rahatça dönüşü sağlanacaktır. Çerçeveler ile miller arasına iki yönlü rulman yerleşimi sağlanacak böylelikle dönme işlemi gerçekleştirilecektir. Bu rulmanlar, sürtünmeyi en aza indirerek ve yükü dengeli bir şekilde dağıtarak çerçevelerinin serbestçe dönmelerini mümkün kılar. İki yönlü rulmanların kullanılması, hem radyal (dikey) hem de eksenel (yatay) kuvvetlere karşı dayanıklılık sağlayarak dönme işleminin güvenilirliğini artırır. İç çerçeve elektronik bileşenlerin yerleştirileceği platformdur.

Sistem tasarımında sensör hassasiyetleri ile stabilite kriterleri göz önünde bulundurularak tüm eksenler orijinde hizalanmıştır. Millerin tasarımı yapılırken fazla serbestlik derecesi oluşmaması ve sistem dengesi bozulmaması adına tek parça bir şekilde oluşturulmuştur. Rulmanların sabitlenmesi için tasarım yapılacak bu da katı model tasarımına entegre edilecektir. Bu detaylı tasarım yaklaşımı sayesinde, dış çerçeve sadece bir taşıyıcı olmaktan öte, gimbalın üç ekseninde de tam kontrolünü sağlayan ve sistemin genel performansını doğrudan etkileyen bir bileşen haline gelmektedir. Bu sayede gimbal, havacılık, robotik ve uzay teknolojileri gibi alanlarda beklenen üst düzey hassasiyet ve stabiliteyi sunabilecektir.

Bu çalışmada, veri toplama ve doğrulama süreçlerini gerçekleştirmek amacıyla Arduino Nano mikrodenetleyici kullanılmıştır. Üç eksenli ivmeölçer, jiroskop ve manyetometre birimlerini içeren MPU9250 IMU sensörü, Arduino Nano'ya I2C haberleşme protokolü ile bağlanmış ve Gimbal sisteminin merkezine yerleştirilmiştir. Bu bağlantıda sensörün SCL pini Arduino Nano'nun A5, SDA pini ise A4 pinine bağlanmıştır. Enerji beslemesi için MPU9250'nin VCC ve GND pinleri sırasıyla Arduino'nun 5V ve GND pinlerine bağlanmıştır. MPU9250'den alınan sensör verileri, Arduino Nano aracılığıyla seri port üzerinden bilgisayara aktarılmış ve bu veriler üzerinde Basit Kalman Filtresi ile EKF uygulanmıştır.



Şekil 1: Arduino Nano ile MPU9250 Bağlantısı

Öte yandan, Gimbal sistemine yerleştirilen üç adet potansiyometreden elde edilen referans konum verileri, Arduino Nano'nun analog giriş pinleri olan A0, A1 ve A2 pinlerine bağlanarak ölçülmüş ve seri port yardımıyla bilgisayara aktarılmıştır. Bu veriler, filtrelerin doğruluğunu değerlendirmek amacıyla karşılaştırmalarda referans veri olarak kullanılmıştır. Böylece, her iki filtreleme yönteminin sensör verilerini ne ölçüde doğru ve kararlı biçimde temsil ettiği analiz edilmiştir[6].

2.2. Matematiksel Modelleme

Bu çalışmada kullanılan IMU tabanlı Gimbal sisteminin dinamiklerini temsil edebilmek amacıyla Basit Kalman Filtresi ve Genişletilmiş Kalman Filtresi algoritmalarına dayalı matematiksel modeller geliştirilmiştir[7]. Sistem doğrusal ve doğrusal olmayan alt bileşenler içermektedir; bu nedenle hem klasik KF hem de EKF yaklaşımları değerlendirilmiştir[8].

2.2.1. Basit Kalman Filtresi (KF) – Doğrusal Modelleme

KF, sistemin durumunu zaman içinde izleyebilmek için doğrusal dinamik modellerle çalışan bir kestirim algoritmasıdır. Bu bağlamda IMU sensörlerinden elde edilen jiroskop ve ivmeölçer verileri, sistemin durum vektörünü güncellemek amacıyla kullanılmıştır.

Doğrusal sistem için durum uzayı aşağıdaki şekilde tanımlanır[9]:

- Durum vektörü (x_k): Sistemin Euler açılarını (ϕ, θ, ψ) ve varsa ilgili türevlerini içerir.
- Durum geçiş modeli (A): Zamanla sistemin nasıl evrileceğini gösterir.
- Giriş matrisi (B) ve kontrol girdisi (u_k): Jiroskop ölçümleri gibi harici etkiler.
- Süreç gürültüsü (w_k): Genellikle Gauss dağılımlı, sıfır ortalamalı bir rastgele değişken.
- Ölçüm modeli (H): İvmeölçer ve manyetometre gibi sensörlerden alınan verileri sistem durumuna bağlar.
- Ölçüm gürültüsü (v_k): Sensör hatalarını temsil eder.

KF algoritması iki ana adımda çalışır:

1– Öngörü (Prediction)

$$\hat{x}_{k|k-1} = A_k \hat{x}_{k-1|k-1} + B_k u_k \quad (1)$$

$$P_{k|k-1} = A_k P_{k-1|k-1} A_k^T + Q_k \quad (2)$$

2– Düzeltme (Uptade):

$$K_k = P_{k|k-1} H_k^T (H_k P_{k|k-1} H_k^T + R_k)^{-1} \quad (3)$$

$$\hat{x}_{k|k} = \hat{x}_{k|k-1} + K_k (z_k - H_k \hat{x}_{k|k-1}) \quad (4)$$

$$P_{k|k} = (I - K_k H_k) P_{k|k-1} \quad (5)$$

2.2.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) – Doğrusal Olmayan Sistemler

Sistem dinamiklerinin ve sensör ölçümlerinin doğrusal olmaması durumunda EKF yöntemi uygulanır. EKF, sistem fonksiyonlarını birinci dereceden Taylor açılımıyla doğrusallaştırılarak Kalman Filtresi çerçevesini genişletir[10]. Doğrusal olmayan durum geçiş fonksiyonu:

$$x_k = f(x_{k-1}, u_k) + w_k \quad (6)$$

Doğrusal Olmayan Ölçüm Modeli:

$$z_k = h(x_k) + v_k \quad (7)$$

Bu modelin uygulanmasında, sistemin ve ölçümün Jacobian matrisleri hesaplanarak filtreleme adımlarına dahil edilir:

Sistem Jacobianı (F_k) ve **Ölçüm Jacobianı (H_k)**, sırasıyla $f()$ ve $h()$ fonksiyonlarının k noktası etrafındaki türevlerinden oluşur.

EKF'nin öngörü ve düzeltme adımları KF'ye benzer olup bu kez lineerleştirilmiş matrislerle hesaplanır.

2.2.3 IMU Tabanlı Gimbal Sistemine Uygulama

IMU'nun Euler açılarının (ϕ, θ, ψ) jiroskop ölçümleri ile nasıl değiştiğini tanımlayan sistem dinamiği modeli aşağıdaki gibi ifade edilir:

Durum vektörü:

$$x = [\phi, \theta, \psi, b_{\omega_x}, b_{\omega_y}, b_{\omega_z}] \quad (8)$$

Burada $b_{\omega_x}, b_{\omega_y}, b_{\omega_z}$ jiroskop biaslarını temsil eder.

Süreç modeli:

$$\dot{x} = f(x, u) + w_k = \begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \\ b_{\omega_x} \\ b_{\omega_y} \\ b_{\omega_z} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \frac{\sin \phi}{\cos \theta} & \frac{\cos \phi}{\cos \theta} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x - b_{\omega_x} \\ \omega_y - b_{\omega_y} \\ \omega_z - b_{\omega_z} \end{bmatrix} + w_k$$

Ölçüm modeli:

- İvmeölçer ile Pitch ve Roll ölçülür:

$$z_{acc} = h_{acc}(\phi, \theta) \quad (10)$$

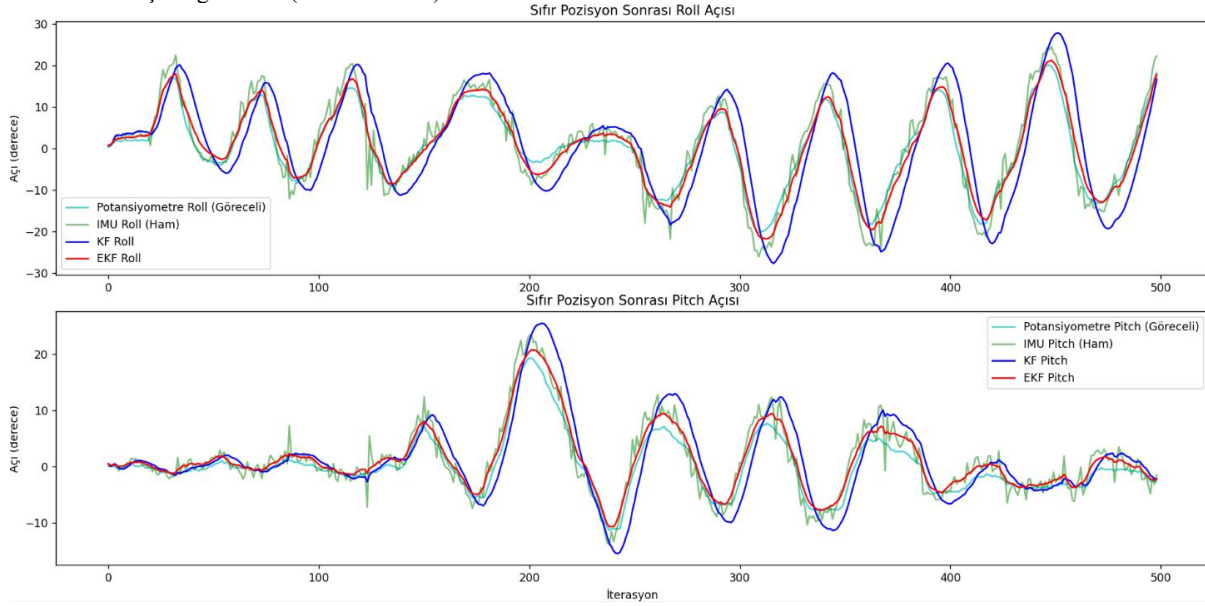
- Manyetometre ile Yaw ölçülür:

$$z_{mag} = h_{mag}(\psi) \quad (11)$$

3. Deneyisel Analizler

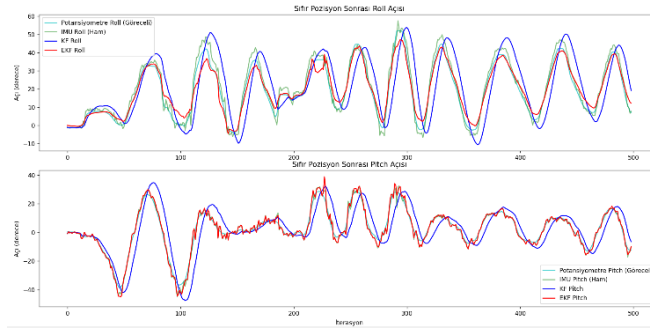
Bu çalışmada, potansiyometrelerden elde edilen Roll ve Pitch açıları, IMU Basit Kalman Filtresi ve EKF ile işlenmiş verilerle karşılaştırılmıştır. Potansiyometre Roll ve Pitch verileri referans değerler olarak kullanılmıştır. Potansiyometre ile ölçülen referans açı değerlerini (Roll ve Pitch) IMU sensör

verileri ve farklı parametrelerle uygulanan EKF sonuçlarıyla karşılaştırdık. Üç farklı Q ve R parametre seti aynı açı değerinde kullanılarak elde edilen sonuçlar analiz edilmiştir.



Şekil 6: Test Senaryo Grafiği

Şekil 6'daki veri seti için Q değeri 0,01 ve R değeri 0,25 olarak ayarlanmış ve çıkan sonuçlarda EKF'nin potansiyometre değerine (doğru kabul edilen değer) IMU sensöründen daha yakın olduğu gözlemlenmiştir. IMU sensörünün ortalama olarak 0,5° hatalı verisine rağmen EKF ham verileri 0,25° ortalama da hataya düşürmektedir ve azaltılmış sapma vermektedir.



Şekil 7: 2. Test Senaryosu Grafiği

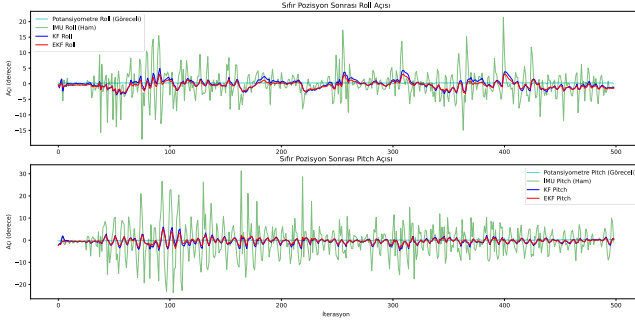
Şekil 7'de ki grafikte Q değeri 1 R değeri 25 olarak seçilmiştir. Bu senaryo da sensöre (ölçüm verilerine) fazla güvenilmiştir. Grafikte de gözüktüğü üzere EKF sensör verileriyle çok yakın değerler vermektedir. Sensöre bağlı olarak bu durum kullanılabilir.



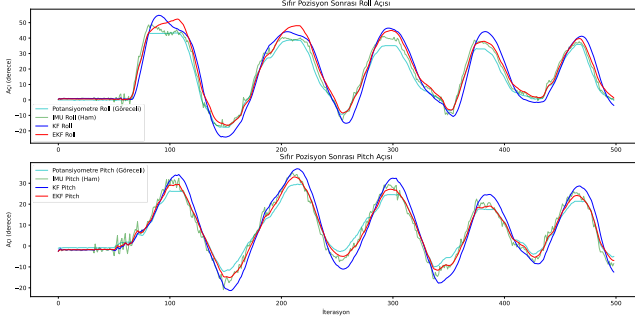
Şekil 8: 3. Test Senaryo Grafiği

Şekil 8'deki grafikte EKF için Q değeri 0.0001 ve R değeri 0.0025 değerleri kullanılmıştır. Grafikte görüldüğü gibi EKF sensör verisine çok yakın veriler işlemiştir fakat sensörün sapmalarını azaltmıştır.

Ayrıca Şekil 9 ve 10'da farklı senaryolar ile yapılan diğer testler sonucuna bu sistem için en uygun Q ve R katsayısı belirlenmiştir. R için 0,01; Q için 0,25 değerleri kullanılarak grafikler oluşturulmuştur.



Şekil 9: En uygun katsayılar kullanılarak yapılan test grafiği



Şekil 10: En uygun katsayılar kullanılarak yapılan test grafiği

IMU'nun ham verileri, her iki açı değeri için de potansiyometreye kıyasla daha gürültülü çıkmıştır. Bu durum, IMU'nun çevresel etkilere daha duyarlı olmasından kaynaklanmaktadır. Basit Kalman Filtresi uygulandığında hem Roll hem de Pitch verilerindeki gürültü azaltılmış ve potansiyometre verilerine yakın sonuçlar elde edilmiştir. EKF ise özellikle dinamik hareketlerde daha yüksek doğruluk sağlamış ve her iki açı için de referans değerlerle en uyumlu sonuçları üretmiştir.

Sonuç olarak, potansiyometre verileri IMU, KF ve EKF sonuçlarının doğruluğunu değerlendirmek için bir referans olmuştur. EKF'nin, özellikle dinamik koşullarda, en yüksek doğruluk ve tutarlılığı sağladığı gözlemlenmiştir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, IMU tabanlı üç eksenli bir Gimbal sisteminde, KF ve EKF algoritmalarının performansları karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Gerçekleştirilen deneysel analizlerde, potansiyometrelerden elde edilen referans veriler, IMU sensör verileriyle kıyaslanmış ve her iki filtreleme yaklaşımının kestirim doğruluğu değerlendirilmiştir.

Elde edilen bulgular doğrultusunda şu sonuçlara ulaşılmıştır:

- IMU sensörlerinden alınan ham veriler, çevresel gürültüler ve sensör içi sapmalar nedeniyle düzeyde hatalı ölçümler içermektedir.
- KF, doğrusal sistem varsayımı altında sensör verilerindeki gürültüyü önemli ölçüde azaltmakta, ancak özellikle ani yönelim değişimlerinin olduğu dinamik koşullarda sapmalar gözlemlenmektedir.

- EKF, sistemin doğrusal olmayan yapısını dikkate alarak daha gerçekçi bir modelleme sunmakta ve bu nedenle özellikle yüksek frekanslı hareketler sırasında daha yüksek doğruluk sağlamaktadır.
- Deneysel olarak test edilen Q ve R parametrelerinin optimizasyonu, filtrelerin genel performansı üzerinde kritik bir etkiye sahiptir. Bu çalışmada en verimli sonuçlar $Q = 0.01$ ve $R = 0.25$ değerlerinde elde edilmiştir.

Sonuç olarak, IMU verilerinin gerçek zamanlı işlenmesi ve sistem durumunun doğru biçimde kestirilebilmesi için EKF algoritması, doğrusal modele dayalı KF'ye kıyasla daha üstün bir performans sergilemiştir. Bu bulgu, özellikle otonom sistemler, İHA'lar ve robotik uygulamalar gibi yüksek hassasiyetli yönelim kestiriminin gerekli olduğu alanlarda EKF'nin tercih edilmesini önermektedir. Geliştirilen sistem, modüler yapısı ve düşük maliyetli bileşenleriyle hem akademik çalışmalar hem de endüstriyel prototipleme için etkili bir platform sunmaktadır.

Kaynakça

- [1] Y. Zhu, J. Zhang, W. Chen, C. Zhu, S. Yan, and Q. Chen, 'ResT-IMU: A Two-Stage ResNet-Transformer Framework for Inertial Measurement Unit Localization', *Sensors*, vol. 25, no. 11, p. 3441, 2025.
- [2] Hashim, A. A.; Gross, J. N., 'Tightly-Coupled UWB/IMU Fusion via Nonlinear Stochastic Filtering on the Lie Group $SE_2(3)$ ', arXiv:2308.13393, 2023.
- [3] H. Ahmed *et al.*, 'Adaptive filtering on GPS-aided MEMS-IMU for optimal estimation of ground vehicle trajectory', *Sensors*, vol. 19, no. 24, p. 5357, 2019.
- [4] J. L. Crassidis and J. L. Junkins, *Optimal Estimation of Dynamic Systems*, 2nd edn. New York: Chapman and Hall/CRC, 2011. doi: 10.1201/b11154.
- [5] 'Unscented Kalman filter for a low-cost GNSS/IMU-based mobile mapping application under demanding conditions'. Accessed: Sept. 02, 2025. [Online]. Available: <https://www.sciopen.com/article/10.1016/j.geog.2023.05.001>
- [6] M. M. Bachtar, I. K. Wibowo, Y. RifaatTM, D. P. Subagia, and N. A. Syahrirah, 'Estimation of Axis Roll Pitch of GY-91 IMU Sensor Reading Using Kalman Filter', *Int. J. Artif. Intell. Robot. IJAIR*, vol. 5, no. 2, pp. 63–70, Nov. 2023, doi: 10.25139/ijair.v5i2.7179.
- [7] Y. Yin, J. Zhang, M. Guo, X. Ning, Y. Wang, and J. Lu, 'Sensor Fusion of GNSS and IMU Data for Robust Localization via Smoothed Error State Kalman Filter', *Sensors*, vol. 23, no. 7, p. 3676, Jan. 2023, doi: 10.3390/s23073676.
- [8] S. C. Navisa, M. N. Cahyadi, and T. Asfihani, 'Analysis of GNSS and IMU Sensor Data Fusion Using the Unscented Kalman Filter Method on Medical Drones in Open Air', *IOP Conf. Ser. Earth Environ. Sci.*, vol. 1250, no. 1, p. 012019, Oct. 2023, doi: 10.1088/1755-1315/1250/1/012019.
- [9] A. J. A. Tavares Jr. and N. M. F. Oliveira, 'A Novel Approach for Kalman Filter Tuning for Direct and Indirect Inertial Navigation System/Global Navigation Satellite System Integration', *Sensors*, vol. 24, no. 22, p. 7331, Jan. 2024, doi: 10.3390/s24227331.

- [10] L. Ding and C. Wen, ‘High-Order Extended Kalman Filter for State Estimation of Nonlinear Systems’, *Symmetry*, vol. 16, p. 617, May 2024, doi: 10.3390/sym16050617.

Kalman Destekli QUEST Yönelim Kestirimi ile Kararlı LQR Denetimi: Bir Uydu Uygulaması

Stable LQR Control with Kalman-Aided QUEST Orientation Estimation: A Satellite Application

Burak Altunsu¹, Fikret Çalışkan²

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği
İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik Elektronik Fakültesi

¹altunsu19@itu.edu.tr

²caliskanf@itu.edu.tr

1. Giriş

Özetçe

Bu çalışma, düşük maliyetli atalet ölçü birimleri (IMU) kullanan modüler, kararlı ve yüksek doğruluğa sahip bir Yönelim Belirleme ve Kontrol Sistemi (YBKS) sunmaktadır. Önerilen sistem, iki aşamalı bir kestirim yöntemi kullanılarak kurulmuştur. Kuaterniyon Tahminleyici (QUEST) algoritması, ilk aşamada manyetometre ve ivmeölçer verilerini kullanarak yönelim bilgisini yeniden yapılandırır. İkinci aşamada Kalman filtresi bu kestirimi iyileştirerek daha güvenilir hale getirir. Doğru yönelim bilgisi, kuaterniyon tabanlı doğrusal hale getirilmiş uydu modeline uygulanan Lineer Karesel Regülatör (LQR) kontrolör ile hedef yöneline yaklaştırmak için kullanılır. MATLAB/ Simulink ortamında gerçekleştirilen simülasyonlar; sistemin IMU' dan kaynaklanan sapma, dış bozucu ve gürültülere karşı oldukça düşük hatalı ve kararlı sonuçlar ortaya koyduğunu göstermektedir. Özellikle düşük yörüngeli uydular (DYU) için önerilen yöntem, hesaplama yükünü azaltır ve gerçek zamanlı uygulamalara uygun etkili bir kontrol stratejisi sunar.

Abstract

This study presents a modular, stable, and highly accurate Orientation Determination and Control System (ADC) using low-cost inertial measurement units (IMUs). The proposed system is implemented using a two-stage estimation method. In the first stage, the Quaternion Estimator (QUEST) algorithm reconstructs the orientation information using magnetometer and accelerometer data. In the second stage, a Kalman filter improves this estimation, making it more reliable. The accurate orientation information is used to approximate the target orientation using a Linear Quadratic Regulator (LQR) controller applied to the quaternion-based linearized satellite model. Simulations performed in the MATLAB/Simulink environment show that the system produces very low-error and stable results against IMU-induced drift, external disturbances, and noise. Especially for low-orbit satellites (LORs), the proposed method reduces the computational load and provides an effective control strategy suitable for real-time applications.

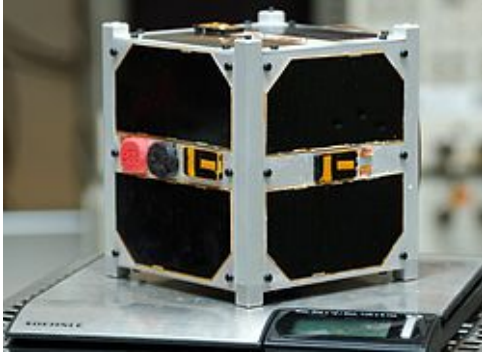
Yönelim kontrolü, uydu sistemlerinde görev başarımını doğrudan etkileyen görev bileşenlerindendir. Uydunun istenen yöne çevrilmesi ve çevrilen yönelimde sabit kalması; haberleşme antenlerinin hedeflenmesi, dünya gözlemi, güneş panellerinin yöneltmesi ve veri aktarımı gibi birçok alt sistemin işlevsel çalışması açısından kritik öneme sahiptir. Bu amaçla geliştirilen Yönelim Belirleme ve Kontrol Sistemleri (YBKS), hem yönelimin aktif kontrolünü hem de yönelim bilgisinin kestirim ile elde edilmesini sağlayan entegre yapılardır [1].

Bir uydunun uzaydaki fiziksel konumunun ve döndüğünde hangi yöne baktığının belirlenmesi ve istenen hedefe doğru yönelimin sağlanması süreci yönelim belirleme ve kontrolü olarak tanımlanır. Yönelim kontrolü sayesinde, uydular çevresel hedeflere hassas şekilde yönlenebilir, kendi ekseninde sabit kalabilir veya istendiğinde hedef noktaya dönebilir. Bir uydunun görev ömrü boyunca başarılı çalışmasını belirleyen temel bileşenler; kontrolcü yapılar ve sabit yönlendirme-dinamik yön takibi algoritmalarıdır. Bu nedenlerle; kontrol tepkisinde hassasiyet ve yönelim kestiriminde şeffaflık, sistemin genel performansını belirleyen unsurlar arasındadır [2].

Yönelim kontrol sistemleri görev doğruluğunu sağlamaya ek olarak aynı zamanda görevlerin güvenilirliğini, enerji etkinliğini ve tekrarlanabilirliğini doğrudan etkiler. Uydu platformunun yönelim hassasiyetinde herhangi bir bozulma olması; görüntüleme fonksiyonlarında bulanıklığa, güneş panellerini konumlandırırken enerji verimliliğinin düşmesine ve iletişim fonksiyonlarında bağlantı kaybına sebep olabilir. Bu nedenle, yönelim belirleme ve kontrol altyapısı, uydunun görev yüküyle doğrudan bağlantılı ve hayati öneme sahip bir altyapı katmanıdır.

Şekil 1' deki gibi küçük uydular (örneğin CubeSat ve nanosat gibi) son yıllarda, uzay görevlilerinin ucuz ve hızlı geliştirme döngüleriyle yürütüldüğü bir paradigma olan Yeni Uzay Yaklaşımı ile birlikte öne çıkmıştır. Bu uydular sınırlı bütçe, enerji kısıtları ve düşük donanım gücü gereksinimi ile çalıştığı için bu uydularda sensör olarak genelde hassasiyet gücü düşük, ticari amaçlı kullanılan IMU sensörler tercih edilmektedir. Ancak bu sensörler; düşük çözünürlük, sıcaklık etkileri, rastgele gürültüler ve ölçüm sapmaları gibi kronik sorunlara sahiptir. Bu gibi sorunlar, yönelim kestiriminde önemli hatalara ve dolaylı olarak görev başarısında düşüşlere neden olabilir. Ayrıca bu hatalar kontrol sistemine direkt etki ederek kontrol torklarının sapma-

sına, düzensiz yönelim davranışlarına ve gereksiz enerji tüketimine neden olabilmektedir [3].



Şekil 1: Cubesat uydusu.

Bu doğrultuda; yönelim kestirimi ile alakalı literatürde çok sayıda çözüm önerisi mevcuttur. Örneğin Shuster ve Oh (1981) tarafından geliştirilen QUEST algoritması, iki veya daha fazla bilinen vektör ölçümünden optimal kuaterniyon çözümünü bulmasıyla öne çıkmaktadır. Özellikle düşük donanım gücüne sahip sistemlerde hızlı ve etkili sonuçlar sunması hasebiyle QUEST algoritması sıklıkla tercih edilmektedir. TRIAD (Markley, 1993) gibi vektör tabanlı diğer algoritmalar da benzer yaklaşımlar sunmaktadır. Ayrıca Kalman Filtresi (Kalman, 1960) ve onun türevleri olan Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) ve Üçüncü Mertebe Kalman Filtreleri (UKF), gözlemlerdeki rastgele hataları azaltmak için yönelim kestiriminde yaygın olarak tercih edilmektedir. Crassidis ve Markley' in (2003) çalışmaları, bahsedilen filtreleme yöntemlerine manyetometre/ ivmeölçer entegrasyonları yaparak yönelim sistemlerindeki başarımları detaylandırmıştır.

Bununla birlikte, yalnızca yönelim tahminini başarılı şekilde yapmak yeterli değildir. Elde edilen tahminin hedeflenen yönelimle uyumlu hale getirilmesine ek olarak sistemin kararlılık koşulları altında kontrol edilmesi de gerekmektedir. Lineer Kuadratik Regülatör (LQR) yöntemi, kontrol sistemlerinde sistemin kararlı davranmasını sağlarken enerji tüketimini de gözetken kontrol sinyalleri üretebilmesiyle öne çıkar. Bryson ve Ho (1975) tarafından geliştirilen bu yöntem, uzay uygulamalarında başarıyla kullanılmakta ve doğrusal hale getirilmiş sistemlerde sıklıkla tercih edilmektedir.

Bu çalışmalara rağmen bu algoritmaların kontrol süreciyle uçtan uca entegre çalıştığı uygulama sayısı sınırlıdır. Özellikle Kalman filtresinin kararlılığını, QUEST algoritmasının sadeliğini ve LQR kontrolörünün optimal karakteristiğini birleştiren sistemler, pratikte uygulanabilirliği yüksek kompakt çözümler olarak ortaya çıkmaktadır. Bu tür hibrit (bütünleşik) yapılar hem test edilebilirlik hem geliştirilebilirlik açısından gerek akademik çalışmalar (örn. Psiaki, 2005; Lovera & Astolfi 2004), gerek endüstriyel görevlerde birçok avantaj sağlamaktadır. Sistemin üç aşamalı olması, her bir katmanın ayrı ayrı analiz edilmesini ve geliştirilmesini mümkün kılarak modüler tasarım açısından da önemli bir avantaj sağlar.

Söz konusu sistemlerin başarısı yalnızca kuramsal olarak doğrulanması ile değil, aynı zamanda simülasyon ortamlarında gerçekleştirilerek sistematik olarak test edilmeleriyle de ölçülebilir. MATLAB/ Simulink gibi platformlar, bu tür çok katmanlı ya-

pıların hem fiziksel hem de algoritmik düzeyde modellenmesine ve test edilmesine olanak tanır. Simülasyon ortamları; sistem tasarım sürecinde ortaya çıkabilecek hata kaynakları, sınır durumlar, doygunluk etkileri ve sensör bozulmaları hakkında kapsamlı bir araştırma yapmak için kullanılabilir. Bu durum, geliştirilen yaklaşımın teorisine ek olarak pratik düzlemde de uygulanabilirliğini artırır [4].

Bu çalışma, düşük maliyetli sensörler ve sınırlı hesaplama kaynakları (düşük kapasiteye sahip işlemciler) kullanan bir küçük uydudaki platformu için üç katmanlı bir yönelim kestirim ve kontrol yapısı önermektedir. İlk katmanda, QUEST algoritması ivmeölçer ve manyetometre verilerini kullanarak yönelim bilgisini elde eder. Sonraki katmanda Kalman filtresi, QUEST algoritması ile elde edilen yönelim bilgisini daha gürültüsüz ve kararlı hale getirir. Son aşamada, elde edilmiş doğru durum bilgisi LQR denetleyiciye verilerek hedef yönlendirme sağlanır. Bu katmanlı mimarinin avantajı, hesaplama yükü açısından basit olmasına rağmen performans ve güvenilirlik kriterlerini bir arada sağlayabilmesidir. Ek olarak önerilen yapı; kontrol yeteneği, modülerlik, donanım entegrasyonu ve sistematik tasarlanabilirlik açısından yeni nesil küçük uydudaki görevlerine doğrudan katkıda bulunabilir [5].

Bu bildiride kuaterniyon temelli yönelim temsili, uydudaki dinamiği, ilk katman olan QUEST algoritması, ikinci katman olan Kalman filtresi ve son aşama olan LQR kontrolör sırayla ele alınacaktır. Ardından, geliştirilen Simulink modeli sunulacak ve simülasyon sonuçları ile sistemin başarımları değerlendirilecektir. Son bölümde genel bir değerlendirme ve ilerideki çalışmalara yönelik önerilere yer verilecektir.

2. Yönelim Temsili ve Kuaterniyonlar

Bir cismin üç boyutlu uzaydaki konumunu başka bir referans çerçevesine göre ifade eden kavrama “yönelim” denir. Uydudaki sistemlerinde gereken yönelim bilgisi, genellikle Dünya’ ya, ataletsel çerçeveye veya yıldıza göre ifade edilir. Bir uydunun sensörlerini, antenlerini ya da iticilerini doğru yöne sabitlemesi için yönelim kontrolü en temel gerekliliklerdendir [6].

Yönelimi tanımlarken geleneksel olarak Euler açıları kullanılır ancak bu yaklaşımın bazı sınırlamaları bulunmaktadır. Euler açıları yönelimi, dönüş sırasına bağlı olan üç ayrı açının (yaw, pitch, roll) birleşimiyle tanımlar. Ancak bu yaklaşımda, sistemin yönelimini benzersiz şekilde temsil etmeyi engelleyen bazı tekillikler oluşur. Bazı açısız konumlarda gerçekleşen bu tekilliklere “gimbal kilitlemesi” denir. Ayrıca Euler açıları pürüzsüz ve sürekli yönelim geçişleri için yetersiz kalabilir.

Yukarıda bahsedilen nedenlerle çalışmada, yönelimi temsil etmek için kuaterniyonlar tercih edilmiştir. Kuaterniyonlar, üç boyutlu uzaydaki rotasyonları tekillik içermeyen ifade edebilen dört bileşenli (bir skaler ve üç vektör) bir yapıya sahiptir. Birim kuaterniyon (1) numaralı denklemdeki gibi ifade edilir.

$$q = q_0 + q_1i + q_2j + q_3k \quad \text{veya} \quad \mathbf{q} = [q_0 \quad q_1 \quad q_2 \quad q_3]^T \quad (1)$$

Kuaterniyonlar, yönelim değişimini ifade eden dinamik denklemlerde üç eksenli açısız hızı $\mathbf{w} = [w_x, w_y, w_z]^T$ kullanır. Kuaterniyonun zamana göre türevi (2) numaralı denklemdeki gibi ifade edilir.

$$\dot{\mathbf{q}} = \frac{1}{2} \mathbf{q} \otimes \boldsymbol{\omega} \quad (2)$$

(3) numaralı denklemdeki ifade, kuaterniyonun açısal hız vektörüyle çarpılması ile güncellenmesini sağlar. Çalışmada kullanılan uydu yönelim dinamikler ve kontrol algoritmalarının kuaterniyon temelli şekillendirilmesinde matematiksel olarak tekillik içermemesi ve hesaplama açısından verimli olması gibi avantajlar bulunmaktadır [7].

$$\dot{q} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix} \cdot q \quad (3)$$

3. Uydu Yönelim Dinamiği

Yönelim kontrolü, bir platformun uzayda belirli bir doğrultuda sabitlenmesi veya hedeflenen bir yönelime yönlendirilmesi sürecidir. Bu süreç, sistemin genel stabilitesi ve görev yüklerinin işlevsel olarak çalışabilmesi için çok önemlidir. Özellikle gö-rüntüleme yapmak için kullanılan uydularda Dünya'ya bakan kameraların odak noktalarının sabit kalması, Güneş panellerinin enerji verimliliği açısından faydalı olması için sürekli güneşe yöneltmesi ve haberleşme uydularındaki antenlerin yer-yüzündeki yer istasyonlarına hizalanması bu sürecin başarısına direkt bağlıdır. Tüm bu nedenlerle, yönelim kontrolünün sistemin görevlerini başarılı bir şekilde yerine getirmede en önemli faktörlerden biri olacağı barizdir.

Uydular, uzay ortamında neredeyse tamamen kendi başlarına hareket etmeleri ve dış referans noktalarına erişimlerinin sınırlı olması göz önüne alındığında; sistem içi hesaplamalarla yönelimlerini başarılı şekilde kontrol etmek zorundadırlar. Sonuç olarak, yönelim kontrol sistemleri için matematiksel bir dinamik model kullanılır. Bu model, uydunun uzaydaki hareketlerini tanımlayan fiziksel prensiplere dayanmaktadır. Uydu dinamiği genellikle rijit cisim mekaniği çerçevesinde incelenir ve uydunun yönelim hareketleri Newton-Euler dinamiği ile gösterilir. Bu kuramsal yaklaşımda, açısal momentumun türevi uygulanan dış torklara eşittir. Bununla birlikte bu denklemler, özellikle küçük uydularda kontrol algoritmalarına entegre edilebilmesi için daha basitleştirilmiş halleriyle kullanılır.

Bu çalışmada kullanılan dinamik model, dönme nedeniyle meydana gelen doğrusal olmayan etkilerin yanı sıra çapraz çarpım terimlerinin de ihmal edildiği sadeleştirilmiş Euler moment denklemlerine dayanır. Uydu dinamiği bu çalışmada Euler moment denklemlerinin sadeleştirilmiş hali ile; w açısal hız vektörü, J eylemsizlik matrisi, T uygulanan kontrol torku olmak üzere (4) numaralı denklemdeki gibi tanımlanmıştır [8].

$$J\dot{\omega} = \tau \quad (4)$$

Bu model, J matrisinin simetrik, sabit ve pozitif tanımlı olduğunu varsaymaktadır. Mühendislik açısından; eylemsizlik matrisinin çoğu zaman köşegen ve çapraz terimsiz olarak kabul edilmesi, gerçek uygulamalarda özellikle küp uydular gibi kompakt yapıya sahip platformlarda yaygın bir basitleştirme değildir. Bu ifade, hem kontrol sinyallerinin daha doğru hesaplanmasını hem de kestirim algoritmalarının daha basit hale getirilmesini sağlar.

Yukarıdaki fiziksel modeli algoritmik sistemlerde kullanabilmek için sistemin bir durum uzay modeli olarak yeniden ifade edilmesi gerekmektedir. Bu çalışmada kuaterniyon, yönelimi temsil etmektedir. Kuaterniyonlar dört parçadan oluşur ve uzaydaki dönüşleri tekillilik içermeyen sürekli bir şekilde tanımlamaya olanak tanıyan yapılardır.

Bu amaçla vektörel üç kuaterniyon bileşeni (q_1, q_2, q_3) ve üç açısal hız bileşeni kullanılarak (5) numaralı denklemdeki gibi bir durum vektörü tanımlanır.

$$\mathbf{x} = [q_1, q_2, q_3, \omega_x, \omega_y, \omega_z]^T \quad (5)$$

Bu vektör, yönelim bilgisini ve açısal hareket durumunu tek bir çatı altında ifade ettiği için kestirim ve kontrol algoritmalarına doğrudan entegre edilebilir; hem sürekli hem de ayrık zamanlı sistem analizlerine de sistemi uygun hale getirir.

$u = [T_x, T_y, T_z]^T$ kontrol torkları, A ve B ise sistemin durum ve giriş matrislerini temsil etmek üzere (5) numaralı denklemdeki vektör için doğrusal zamanla değişmeyen (LTI) sistem (6) numaralı denklemdeki gibi ifade edilir.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (6)$$

Euler moment denklemleri ve kuaterniyon kinematiklerinden elde edilen doğrusal yaklaşımlar bu modeli oluşturmak için kullanılan tekniklerdendir. Sistemin iç dinamikleri ve yönelim- açısal hız geçişleri A matrisi ile ifade edilirken, uygulanan kontrol sinyallerinin (torklarının) durum değişkenleri üzerindeki etkileri B matrisi ile tanımlanır.

Kalman filtresi gibi kestirim yapılarının uygulanabilmesi ve LQR (Lineer-Karesel-Regülatör) gibi optimal kontrol stratejilerinin tasarlanması lineerleştirilmiş bu modele dayanmaktadır. Model, Simulink ortamında hem blok tabanlı benzetim hem de sayısal çözümleme için rahatlıkla kullanılabilir şekilde kurulmuştur. Bu yöntem sayesinde ayrıca, sistem parametreleri (sapma, gürültü etkileri ve eylemsizlik değişimi) kolayca değiştirilebilir ve performans analizleri için esnek bir test ortamı sunar.

Bu modelleme yaklaşımı, özellikle kaynakları ve hesaplama yetenekleri kısıtlı olan küçük uydular için önemli avantajlar sunmaktadır. Bu sistem, sensör geri beslemesi için uygun kestirim yapılarının ve enerji verimli kontrol tekniklerinin yapıya rahatça entegre edilmesine imkan tanır. Dolayısıyla, bu şekilde yönelim dinamiğinin modellenmesi; uydu görevlerinin sürdürülebilirliği, sistemin gerçek zamanlı kontrolü ve algoritmaların doğruluğu açısından kritik öneme sahiptir [9].

4. QUEST Algoritması ile Yönelim Rekonstrüksiyonu

Bir cismin referans koordinat sistemine göre uzaydaki konumunun hesaplanması "yönelim kestirimi" olarak ifade edilir. Doğrultu (vektör) gözlemlerine dayalı olarak, ölçüm verilerinden en uygun kuaterniyon temelli yönelim çözümünü sağlamak için QUEST (Quaternion Tahminleyicisi) algoritması kullanılır. Bu algoritma özellikle en az iki adet doğrultu vektörü olduğunda, bu vektörler arasındaki açısal uyumu en az hata ile sağlayacak birim kuaterniyonu hesaplamaya yarar.

Bu algoritmada temel veri olarak vektörlerin sensörler üzerinden uydu gövdesi koordinat sisteminde ölçülen karşılıkları (v_i^B) ve yer koordinat sisteminde bilinen referans vektörleri (v_i^I) kullanılır. w_i ağırlık katsayıları olmak üzere vektör gözlemlerinden " B " adı verilen irtifa profil matrisi (7) numaralı denklemdeki gibi tanımlanır [10].

$$\mathbf{B} = \sum_{i=1}^n w_i \mathbf{v}_i^B (\mathbf{v}_i^I)^T \quad (7)$$

(9) ve (10) numaralı denklemlerdeki matrislerden yola çıkarak Davenport Matrisi (M) (8) numaralı denklemdeki gibi ifade edilir.

$$\mathcal{M} = \begin{bmatrix} \text{tr}(\mathbf{B}) & \mathbf{z}^T \\ \mathbf{z} & \mathbf{S} - \text{tr}(\mathbf{B})\mathbf{I}_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{S} = \mathbf{B} + \mathbf{B}^T \quad (9)$$

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} B_{23} - B_{32} \\ B_{31} - B_{13} \\ B_{12} - B_{21} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Sistemdeki yönelim kestirimi açısından optimum çözümü, 4x4 boyutlu simetrik M matrisin en büyük özdeğerine (λ_{maks}) karşılık gelir. Bu özdeğer, yönelimi doğrudan tanımlar ve birim kuaterniyonu doğrudan temsil eder. Elde edilen kuaterniyon ilk olarak Kalman filtresi için bir ölçüm verisi olarak kullanılır ve sonrasında nihai kestirim sonucunu elde etmek için işlenmektedir. Sensör eksenlerinin hizalanması gerekmemesi ve yalnızca vektör yönlerini kullanması QUEST algoritmasının en büyük avantajıdır [11].

QUEST algoritması, yönelim kestirimi problemi için vektör gözlemlerinden en uygun kuaterniyonu bulmak için tasarlanmış deterministik bir metoddur. Algoritma, hem gerçek zamanlı kullanım hem de hesaplama verimliliği açısından oldukça avantajlıdır çünkü matematiksel olarak özdeğer problemine indirgenmiştir. Algoritmanın uygulama adımları Tablo 1’de sıralanmaktadır.

Tablo 1: QUEST algoritmasının sayısal uygulama adımları

Adım	Matematiksel Gösterim
1) Vektörlerin ölçülmesi	\mathbf{v}_i^I : Atalet koordinat sisteminde bilinen referans vektörler \mathbf{v}_i^B : Gövde koordinat sisteminde ölçülen vektörler
2) \mathbf{B} 'nin (irtifa matrisi) hesaplanması	$\mathbf{B} = \sum_{i=1}^n w_i \mathbf{v}_i^B (\mathbf{v}_i^I)^T$
3) Yardımcı matrislerin ve vektörlerin eldesi	$\mathbf{S} = \mathbf{B} + \mathbf{B}^T$ $\mathbf{z} = \begin{bmatrix} B_{23} - B_{32} \\ B_{31} - B_{13} \\ B_{12} - B_{21} \end{bmatrix}$
4) \mathcal{M} 'nin (Davenport matrisi) oluşturulması	$\mathcal{M} = \begin{bmatrix} \text{tr}(\mathbf{B}) & \mathbf{z}^T \\ \mathbf{z} & \mathbf{S} - \text{tr}(\mathbf{B})\mathbf{I}_3 \end{bmatrix}$
5) En büyük özdeğerin ve ona karşılık gelen özvektörün hesaplanması	$\mathcal{M}\mathbf{q} = \lambda\mathbf{q}$ (En büyük özdeğer: λ_{maks})
6) Kuaterniyonun normalize edilmesi	$\mathbf{q}_{\text{norm}} = \frac{\mathbf{q}}{\ \mathbf{q}\ }$
7) Sonucun Kalman filtresine ölçüm olarak aktarılması	$\mathbf{y}_k = \mathbf{q}_{\text{norm}}$

Tablodaki adımlar, algoritmanın hem uygulama bazında hem de matematiksel olarak sistematik bir şekilde çalışmasını sağlar. Kalman filtresi ile özellikle sensör verilerinin gürültülü ve sapmalı olması durumunda kuaterniyonun iyileştirilmesi mümkün hale gelebilir [12].

5. Kontrol Sistemi Tasarımı

QUEST algoritması sayesinde elde edilen yönelim kestirimi sensör sapmaları ve ölçüm kaynaklı gürültüler içerdiğinden sistemi daha kararlı bir hale getirmek ve daha doğru bir şekilde güncelleyebilmek için Kalman filtresi ile fazladan bir iyileştirme katmanı uygulanmıştır. Kalman filtresi, gözlem ve model bilgilerini dinamik bir sistemde birleştirerek en olası durumu istatistiksel olarak tahmin eden bir optimal kestirim algoritmasıdır [13].

5.1. Durum Uzayı Modeli

x_k sistemin durum vektörü $[q_1, q_2, q_3, \omega_x, \omega_y, \omega_z]^T$, u_k kontrol girişleri (tork), y_k ölçülen gözlemler (QUEST algoritması çıktısı), w_k model (süreç) gürültüsü, v_k ölçüm gürültüsü, F-G-H sürekli zamandaki durum katsayı matrislerinin (A, B, C) ayrık zamanlı dönüştürülmüş hali olmak üzere bu çalışmada kullanılan ayrık zamanlı lineer sistem modeli (11) numaralı denklemdeki gibi tanımlanır.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{F}\mathbf{x}_k + \mathbf{G}\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{H}\mathbf{x}_k + \mathbf{v}_k \end{aligned} \quad (11)$$

5.2. Öngörü ve Güncelleme Adımları

$\hat{\mathbf{x}}$ tahmini durum, P hata kovaryans matrisi, K Kalman kazanç matrisi, $\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}$ Kalman filtresinin öngörü adımında bir önceki tahmin sonucu kullanılarak k anı için yapılan ön tahmin, $P_{k|k-1}$ bu ön tahmine karşılık gelen ön hata kovaryans matrisi (sistemin modeline göre tahmin edilen belirsizlik düzeyi), $\hat{\mathbf{x}}_{k|k}$ ölçüm geldikten sonra Kalman kazancı ile düzeltme yapıldıktan sonra elde edilen düzenlenmiş tahmin, $P_{k|k}$ yeni duruma karşılık gelen sonraki adım hata kovaryans matrisi (ölçümün ardından yapılan tahminin güvenilirlik belirtisi), $P_{k-1|k-1}$ bir önceki zamanda yapılan tahminin ardından güncellenmiş hata kovaryans matrisi olmak üzere Kalman filtresi (12) numaralı denklemdeki “Öngörü adımı” ve (13) numaralı denklemdeki “Güncelleme adımı” olmak üzere iki temel adımdan oluşur.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} &= \mathbf{F}\hat{\mathbf{x}}_{k-1|k-1} + \mathbf{G}\mathbf{u}_{k-1} \\ \mathbf{P}_{k|k-1} &= \mathbf{F}\mathbf{P}_{k-1|k-1}\mathbf{F}^T + \mathbf{Q} \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_k &= \mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{H}^T (\mathbf{H}\mathbf{P}_{k|k-1}\mathbf{H}^T + \mathbf{R})^{-1} \\ \hat{\mathbf{x}}_{k|k} &= \hat{\mathbf{x}}_{k|k-1} + \mathbf{K}_k (\mathbf{y}_k - \mathbf{H}\hat{\mathbf{x}}_{k|k-1}) \\ \mathbf{P}_{k|k} &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_k\mathbf{H})\mathbf{P}_{k|k-1} \end{aligned} \quad (13)$$

5.3. Gürültü Kovaryans Matrisleri

Sistem ve ölçüm gürültülerini ifade eden kovaryans matrisleri, Kalman filtresinin performansını önemli ölçüde etkiler. Q süreç (model) gürültüsü kovaryansı olmak üzere modelin güvenilirliğini, R ölçüm gürültüsü kovaryansı olmak üzere sensör verilerinin güvenilirliğini ifade eder. Bu çalışmada ilgili kovaryans matrisleri belirlenirken düşük maliyetli sensörlerdeki yüksek hata potansiyelinden sebep ölçümlere daha az, modele daha çok güvenilmiştir [14].

5.4. LQR Denetleyici Tasarımı

Uydunun istenilen yönelime ulaşabilmesi için, yönelim kestiriminden elde edilen durum bilgisi kontrol edilmelidir. Bu çalışmada, doğrusal hale getirilmiş durum-uzay modeli üzerinde; durum hatası ile kontrol enerjisi arasında denge kurarak optimal geri besleme kazancı üreten Lineer-Kuadratik Regülatör (LQR) kullanılmıştır [15]. x durum vektörü, x_{ref} referans yönelim durumu, K geri besleme kazanç matrisi olmak üzere sistem (14) numaralı denklemdeki gibi modellenmiştir.

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \Rightarrow \mathbf{u}(t) = -\mathbf{K}(\mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{ref}) \quad (14)$$

Q durum hatasına verilen önem (hassasiyet), R kontrol girişine verilen ceza (enerji kullanımı) matrisini ifade etmek üzere kazanç matrisi; (15) numaralı denklemdeki maliyet fonksiyonunu minimize edilmesiyle elde edilir.

$$J = \int_0^{\infty} \left((\mathbf{x} - \mathbf{x}_{ref})^T \mathbf{Q} (\mathbf{x} - \mathbf{x}_{ref}) + \mathbf{u}^T \mathbf{R} \mathbf{u} \right) dt \quad (15)$$

Kontrolör tasarımı yapılırken durum hatasına yüksek öncelik verilerek, açılma hız bileşenleri öne çıkarılmıştır. (15) numaralı denklemdeki matrisler ile kurulan yapı sayesinde, sistem hem yönelim hem de açılma hız bileşenleri açısından kararlı ve hızlı bir tepki göstermiştir. Geri besleme kazançları (K matrisi), Riccati denklemi çözülerek elde edilmiş ve kontrol torklarının hem etkin biçimde hem de enerji açısından sınırlı çalıştığı doğrulanmıştır [16].

6. Simülasyon Modeli ve Sonuçları

Bu çalışma için geliştirilmiş yönelim kestirimi ve kontrol mimarisi, modüler bir yapıyla Simulink ortamında modellenmiş bir uydü modelinde uygulanmıştır. Simülasyon modeli; sensör verilerinin üretimi, yönelimin kestirimi, gereken kontrol torkunun oluşturulması ve sistemin dinamik tepkisinin simüle edildiği simülasyon adımları birbirini entegre şekilde takip edecek biçimde yapılandırılmıştır. Şekil 2' deki Simulink modelinde; QUEST algoritması, Kalman filtresi, sensör blokları ve LQR kontrol birimi ayrı alt sistemler olarak modellenmiştir. Kuaterniyon (yönelim bilgisi) ve açılma hız bileşenleri göz önüne alınarak kuaterniyon dinamiğiyle kontrol döngüsü de gerçekleştirilmiştir. Bu yapı sayesinde gerçek hayattaki uydularda karşılaşılan ölçüm belirsizlikleri, sensör hataları ve modelleme sapmaları gibi birçok faktörün dikkate alınması mümkün hale gelmektedir.

6.1. Simülasyon modeli

Tasarlanan kontrol ve yönelim kestirimi yapısı MATLAB/ Simulink ortamında modellenmiş ve simüle edilmiştir. Model içerisinde; LQR denetleyici, Kalman filtresi, QUEST algoritması ve düşük maliyetli IMU sensörlerinden (ivmeölçer, manyetometre, jiroskop) oluşan tam donanımlı bir YBKS geliştirilmiştir. Uydü dinamiği rijit cisim modeli göz önüne alınarak durum uzay modeli olarak modele entegre edilmiştir.

Sistemin başlangıçtaki açılma hızları “0rad/s” olarak alınmış ve simülasyon süresi 50 saniye olarak belirlenmiştir. Sensör modellerine uygulamanın gerçekçi sonuçlar yansıtması için sapma ve gürültü parametreleri eklenmiştir. Jiroskop sensörü için gürültü değeri [0,015; 0,02; 0,03]rad/s, sapma değeri [0,02; 0,03; 0,01] rad/s olarak kullanılmıştır. Benzer şekilde manyetometre ve ivmeölçer için de ilgili değerler sisteme entegre edilmiştir.

6.2. Simülasyon başarımı

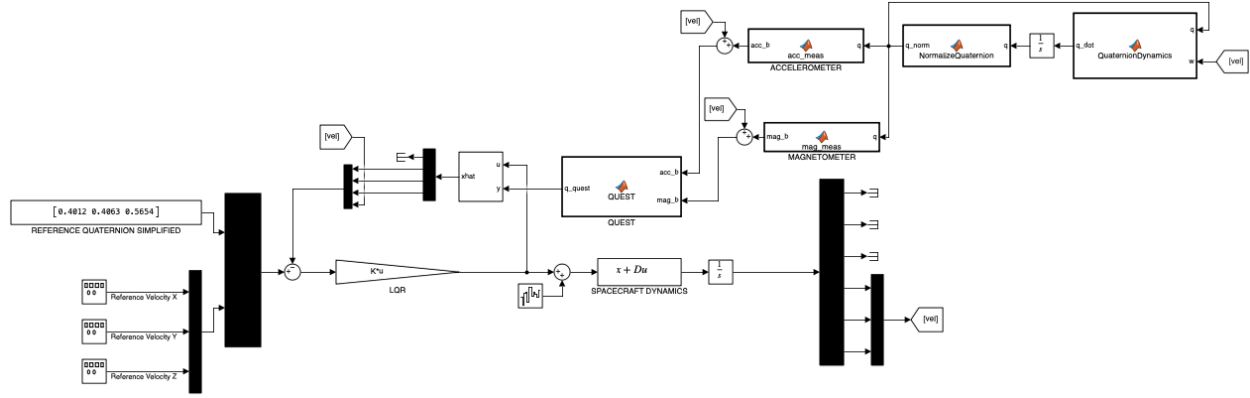
Bu değerlerle ilk olarak QUEST algoritması gürültülü sensör verilerinden yönelim bilgisini yaklaşık olarak kestirir, sonrasında ise Kalman filtresi bu kestirimi iyileştirerek yönelim bilgisini daha kararlı hale getirir. LQR kontrolcü, mevcut durum ile referans yönelimi kıyaslayarak optimal kontrol torklarını üretmiş ve bu torkları sisteme uygulayarak referans yönelime doğru yönlendirme yapmıştır.

Simülasyon sonuçları, tasarlanan sistemin başarısını ve kararlılığını ortaya koymaktadır. Kararlı halde kuaterniyon bileşenlerindeki hata değerleri $q_0 = -0,0106$, $q_1 = -0,0143$, $q_2 = 0,0317$, $q_3 = 0,0270$ olarak ölçülmüştür. Açılma hızları, referans sinyallere sönümlü ve hızlı bir şekilde yaklaşarak sistemin dengeye gelme başarısını ve kontrol edilebilirliğini ortaya koymuştur. Düşük maliyetli sensörlerle güvenilir ve enerji açısından etkin bir yönelim kontrolü başarılmıştır. Kalman filtresindeki gürültü matrisleri $Q = 0,02 \cdot I_{4 \times 4}$, $R = 0,1 \cdot I_{4 \times 4}$ olarak seçilerek sensör hatalarına karşı daha başarılı bir yönelim tahmini elde edilmiştir. R ' nin büyük seçilmesinde düşük maliyetli sensörlere rağmen QUEST algoritmasının başarısı (yöneliminin doğru olması) etkili olmuştur.

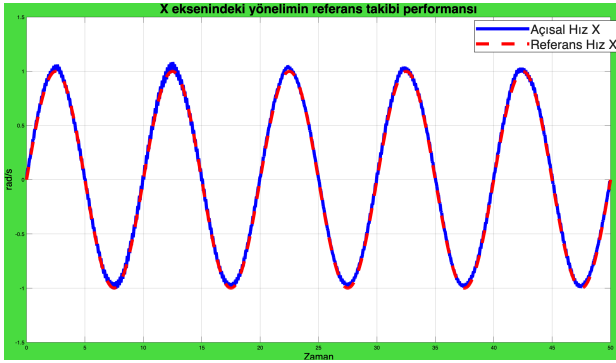
Elde edilen sonuçlar, tasarlanan kontrol sisteminin düşük maliyetli donanımlarla bile başarılı bir YBKS performansı göstereceğini ortaya koymaktadır. Gelecek çalışmalarda, tasarlanan sistemin hesaplama yükünün azaltılması, gerçek zamanlı donanım uygulamaları için optimize edilmesi ve gerçek uçuş donanımlarıyla entegre edilmesi hedeflenmektedir.

6.3. Simülasyon sonuçları

X, Y ve Z eksenlerinin hız olarak referans izleme performansı, önerilen sistemin hem kontrol hem de kestirim katmanlarının başarıyla bütünleştiğini göstermektedir. X eksen hızının referans takibinin gösterildiği Şekil 3' de sistemin neredeyse sıfır faz farkı ve çok düşük genlik hatasıyla yaklaşık $\pm 1 \text{ rad/s}$ genliğe sahip sinüzoidal referans sinyalini takip ettiği görülmektedir. Özellikle kontrolörün etkinliği, mavi sistem yanıtı ile kırmızı referans eğrisi arasındaki kesişimden anlaşılabilir. Buna ek olarak bu eksenlerdeki izleme doğruluğu, yönelim kestirimi yapılırken oluşan sapmaların kontrolcü performansına minimum etki ettiği ve sistemin doğru bir kontrol cevabı verdiğini göstermektedir.

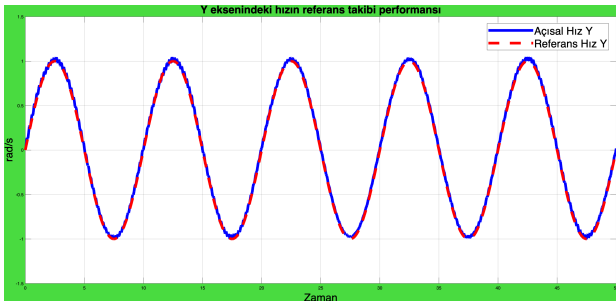


Şekil 2: Simulink modeli.



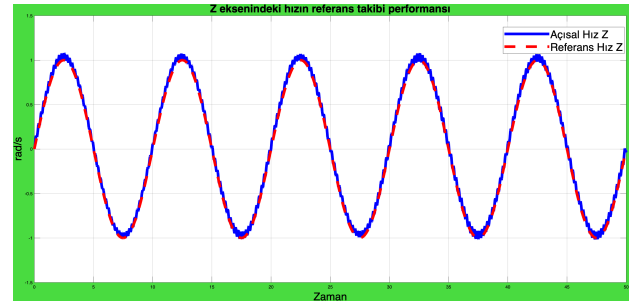
Şekil 3: X eksenindeki hızın referans takibi performansı.

Benzer şekilde, Şekil 4' de gösterildiği gibi Y eksen verileri yüksek başarımlı bir referans takibi sunmaktadır. Sinyalin ilk periyodunda görülebilecek küçük bir geçici rejim hatası dışında sistem izleyici referans salınımını faz hatası olmadan takip eder ve kısa sürede dengeye gelir. Bu durum, kontrol işaretlerinin kararlılığı bozmayacak şekilde üretildiği ve özellikle Kalman filtresi ile elde edilen kestirimin denetleyiciye doğru şekilde aktarıldığını göstermektedir. Bu başarı, sistemin gürültülü sensör koşullarında bile referans izleme başarısını sürdürdüğünü göstermektedir.



Şekil 4: Y eksenindeki hızın referans takibi performansı.

Şekil 5' de Z ekseninin takip performansı gözükmektedir. Bu eksen de sistem düşük faz farkı ve yüksek genlik doğruluğu ile referans sinyali önceki eksenlere benzer şekilde takip etmektedir. Tüm eksenlerde bu şekilde tutarlı davranış gözlenmesi; tasarlanan kontrol sistemi ve önerilen yönelim kestiriminin eksenlerden bağımsız doğruluk ve kararlılık sunduğunu kanıtlamaktadır. Grafiklerdeki genel profil, sistemin beklenen referanslara hızlı geçiş sağladığını ve yüksek frekanslı değişimlere bile hızlı tepki verdiğini göstermektedir. Ek olarak, düşük genlikli gürültü sinyallerinin bile sistem performansını ciddi ölçüde etkilememesi Kalman filtresi katmanının katkısı doğrulamaktadır.



Şekil 5: Z eksenindeki hızın referans takibi performansı.

Genel olarak bakıldığında Tablo 2' de de görüldüğü üzere; her üç eksen de gözlemlenen referans izleme performansı önerilen kontrol stratejisinin hızlı tepkisi, kararlı ve sensör belirsizliklerine dayanıklı bir performans sunduğu görülmektedir. Bu başarımlı, düşük maliyetli IMU sensörlerinin kullanıldığı sistemlerde dahi yüksek düzeyde yönelim kontrolünün mümkün olduğunu göstermektedir. Ayrıca bu yapı, küçük uydular platformlarında (özellikle CubeSat sınıfı) kolayca uygulanabilir. Grafiklerden elde edilen sonuçlar, sistemin hem geçici hem kararlı rejimleri başarılı bir şekilde izlediğini göstermektedir. Ayrıca literatürdeki benzer yöntemlerle karşılaştırıldığında daha basit ancak etkili bir yapı sunmaktadır.

Tablo 2: Referans izleme hatası istatistikleri

Eksen	Maksimum Hata	Hata Enerjisi	RMS
X	0,084 rad	0,032 rad	0,025 rad ² · s
Y	0,066 rad	0,030 rad	0,024 rad ² · s
Z	0,093 rad	0,081 rad	0,040 rad ² · s

7. Sonuçlar

Bu çalışma, maliyeti düşük IMU sensörleri kullanılarak geliştirilen üç katmanlı bir Yönelim Belirleme ve Kontrol Sistemi (YBKS) sunmaktadır. Sistem; LQR denetleyici, Kalman filtresi ve QUEST algoritmasının bir araya gelmesi ile oluşan hiyerarşik bir yapı ile hem kontrol uygulamasını hem de yönelim kestirimini bir arada sağlamaktadır. Kalman filtresi, QUEST algoritmasının sensör verilerinden yaklaşık yönelim bilgisini istatistiksel olarak geliştirerek daha kararlı hale getirmiştir. Daha sonra LQR kontrolörü, hedeflenen yönelime ulaşmak için gerekli kontrol sinyallerini üretmiştir.

Simulink aracılığıyla yapılan simülasyonlar, sistemin her üç ekseninde de düşük sapma değerlerine ve yüksek izleme doğruluğuna sahip olduğunu göstermektedir. X, Y ve Z eksenleri için gözlemlenen referans takibi başarısı; önerilen bütünleşik yapının kontrol ve kestirim açısından başarılı bir strateji sunduğunu göstermektedir. Kalman filtresi katmanının ölçüm gürültüsünü etkili bir şekilde azalttığı ve sistemin genel kararlılığını artırdığı kanıtlanmıştır. LQR kontrolör ise, açısal hızların sönümlü ve hızlı bir şekilde referans değerlere ulaşmasını sağlamıştır.

Literatürde yaygın olarak kullanılan genişletilmiş Kalman filtresi (EKF) ve kokusuz Kalman filtresi (UKF) ile karşılaştırıldığında, önerilen yaklaşım aynı koşullar altında incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara göre, önerilen yaklaşımın hem hesaplama maliyeti hem de ortalama hata ve RMS değerleri EKF ve UKF'ye kıyasla önemli ölçüde daha düşüktür. Örneğin, X–Y–Z eksenlerindeki RMS hata değerleri, EKF için "0,066; 0,065; 0,018" rad² · s ve UKF için "0,067; 0,066; 0,019" rad² · s iken, önerilen yöntemle "0,025; 0,024; 0,040" rad² · s elde edildi. Bu bulgular, önerilen yöntemin hem doğruluk hem de verimlilik açısından EKF ve UKF'den daha iyi olduğunu göstermektedir. Yapısal olarak daha modüler olduğu için bu yöntem, sınırlı kaynaklara sahip küçük uydularına (örneğin CubeSat) entegrasyon için daha uygundur.

Bu başarımların, yüksek doğruluğa ek olarak düşük hesaplama maliyeti ve modülerlik açısından da önemli avantajlar sunduğu belirtilmelidir. Çalışma, özellikle sınırlı kaynaklara sahip CubeSat gibi küçük çaplı uydular için pratik bir çözüm önermektedir. Gelecek çalışmalarda, önerilen sistemin gerçek zamanlı gömülü platformlarda model tabanlı şekilde test edilmesi ve başarılması durumunda entegrasyonunun sağlanması hedeflenmektedir. Ek olarak, uyduya özel çevresel bozucuların ve daha karmaşık yörünge senaryolarının sisteme dahil edilmesiyle genel performansın daha da artırılması mümkündür.

8. Kaynakça

- [1] F. L. Markley, & J. L. Crassidis, *Fundamentals of Spacecraft Attitude Determination and Control*, Springer, 2014.
- [2] M. D. Shuster, *A survey of attitude representations*, Journal of the Astronautical Sciences, 41(4), 439–517, 1993.
- [3] M. Swartwout, *The first one hundred CubeSats: A statistical look*, Journal of Small Satellites, 2(2), 213–233, 2013.
- [4] I. Y. Bar-Itzhack, *New method for extracting the quaternion from a rotation matrix*, Journal of Guidance, Control, and Dynamics, 23(6), 1085–1087, 2000.
- [5] J. Yang and E. Stoll, *Time-optimal Spacecraft Reorientation with Attitude Constraints Based on A Two-stage Strategy*, Proceedings of the 2018 AAS/AIAA Astrodynamics Specialist Conference, Snowbird, UT, U.S.A., August 2018.
- [6] J. B. Kuipers, *Quaternions and Rotation Sequences: A Primer with Applications to Orbits, Aerospace and Virtual Reality*, Princeton University Press, 1999.
- [7] D. H. Titterton and J. L. Weston, *Strapdown Inertial Navigation Technology*, 2nd ed., The Institution of Engineering and Technology (IET), 2004.
- [8] B. Wie, *Space Vehicle Dynamics and Control*, 2nd ed., American Institute of Aeronautics and Astronautics (AIAA), 2008.
- [9] H. Schaub and J. L. Junkins, *Analytical Mechanics of Space Systems*, AIAA Education Series, 2003.
- [10] M. D. Shuster, *A survey of attitude representations*, Journal of the Astronautical Sciences, vol. 41, no. 4, pp. 439–517, 1993.
- [11] D. Gebre-Egziabher, G. H. Elkaim, J. D. Powell, and B. W. Parkinson, *A gyro-free quaternion-based attitude determination system suitable for implementation using low cost sensors*, in Proceedings of the IEEE Position Location and Navigation Symposium, pp. 185–192, 2000.
- [12] J. Wu, Z. Zhou, B. Gao, R. Li, Y. Cheng, and H. Fourati, *Fast Linear Quaternion Attitude Estimator Using Vector Observations*, IEEE Trans. Autom. Sci. Eng., vol.15, no.1, pp.307–318, Jan.2018.
- [13] R. E. Kalman, *A new approach to linear filtering and prediction problems*, Journal of Basic Engineering, vol. 82, no. 1, pp. 35–45, 1960.
- [14] D. G. Luenberger, *Introduction to Dynamic Systems: Theory, Models, and Applications*, John Wiley & Sons, 1979.
- [15] B. D. O. Anderson and J. B. Moore, *Optimal Control: Linear Quadratic Methods*, Prentice-Hall, 1990.
- [16] F. L. Lewis, D. L. Vrabie, and V. L. Syrmos, *Optimal Control*, 3rd ed., John Wiley & Sons, 2012.

Otonom Havalimanı Taşıma Robotu

Autonomous Airport Transport Robot

Ahmet Ensar Altuntepe¹, Fahrettin Hashalıcı¹, Mehmet Sait Altıparmak¹, Taylan Uras², Sami Pekdemir¹

¹Uçak Mühendisliği Bölümü
Erciyes Üniversitesi, Kayseri

{[@1140110433](mailto:1140110433), [@1140110474](mailto:1140110474), [@1140110478](mailto:1140110478), samipekdemir@erciyes.edu.tr}

²Bilgisayar Bilimi Bölümü
Liverpool Üniversitesi, Liverpool, Birleşik Krallık
t.uras@liverpool.ac.uk

Özetçe

Bu proje, havalimanlarında bagaj taşıma sürecinde ekonomik verimliliği artırmak, zaman kaybını azaltmak ve insan gücüne olan ihtiyacı minimize etmek amacıyla geliştirilen otonom bir robottur. Gömülü sistem tasarımı dersi kapsamında Python programlama dili ile geliştirilen sistemde, PiBorg MonsterBorg robotu kullanılmıştır. Robotun hareketi dört tekerlekli bir yapı ile sağlanmakta olup, motor kontrolü L298N motor sürücüsü aracılığıyla gerçekleştirilmektedir. Robot, temel olarak ileri, geri ve durma hareketlerini gerçekleştirebilmekte; üzerine entegre edilen kamera ile çevrede yer alan QR kodlarını algılayarak sağa ve sola dönüş hareketlerini yerine getirebilmektedir. Fiziksel sistemde; Raspberry Pi 3 B+, DC motorlar, L298N motor sürücüsü, 12V 3S Li-Po batarya, çeşitli bağlantı kabloları ve 3 boyutlu yazıcıyla üretilmiş koruyucu bir kapak kullanılmıştır. Geliştirilen sistem, fiziksel testlerde yön tayinini başarıyla gerçekleştirerek otonom hareket kabiliyetini ortaya koymuştur.

Abstract

This project is an autonomous robot developed to increase economic efficiency, reduce time loss, and minimize the need for manpower in baggage handling at airports. The system, developed using the Python programming language as part of an embedded systems design course, utilized the PiBorg MonsterBorg robot. The robot's movement is provided by a four-wheeled structure, and the motor is controlled by an L298N motor driver. The robot can primarily perform forward, backward, and stop movements. It can also detect QR codes in the environment with an integrated camera, enabling it to turn left and right. The physical system comprises a Raspberry Pi 3 B+, DC motors, an L298N motor driver, a 12V 3S Li-Po battery, various connection cables, and a protective cover produced with a 3D printer. The developed system successfully demonstrated its autonomous movement capability by performing orientation determination in physical tests.

1. Giriş

Modern ulaşım sistemleri, operasyonel verimliliği artırmak ve kullanıcı deneyimini iyileştirmek adına giderek daha fazla otomasyon ve yapay zekâ destekli çözümlere yönelmektedir. Havalimanları gibi geniş ve karmaşık yapıya sahip alanlarda, yolcu ve bagaj taşıma süreçlerinin optimize edilmesi, havaalanı içi lojistiğin daha etkin hale getirilmesini gerektirmektedir. Ancak mevcut sistemler, insan gücüne olan bağımlılık, yüksek operasyonel maliyetler ve zaman kaybı gibi çeşitli kısıtlamalarla sınırlıdır. Bu bağlamda, otonom ve yapay zekâ destekli insansız ulaşım sistemleri, geleceğin havalimanı operasyonlarına yönelik yenilikçi bir çözüm olarak öne çıkmaktadır.

Bu proje, havalimanlarında insansız, otonom bir yolcu ve bagaj taşıma sistemi geliştirmeyi hedeflemektedir. Sistemin tasarımı, PiBorg MonsterBorg platformuna dayanmakta ve Python programlama dili kullanılarak geliştirilmiştir. Fiziksel sistemin çekirdeğini, veri işleme ve kontrol komutlarını yürüten bir Raspberry Pi 3 B+ kartı oluşturmaktadır. Hareket, bir L298N motor sürücüsü tarafından kontrol edilen DC motorlara sahip dört tekerlekli bir yapı ile sağlanmakta ve tüm sistem gücünü 12V 3S Li-Po bataryadan almaktadır. Navigasyon için robot, ortamdaki QR kodlarını algılayan bir kamera ile donatılmıştır; bu sayede sağa ve sola dönüşler yaparak temel ileri, geri ve durma hareketlerini tamamlamaktadır. Fiziksel geliştirmeyi desteklemek ve kontrol algoritmalarını test etmek amacıyla, Webots programında bir Pioneer 3-AT modeli kullanılarak bir simülasyon oluşturulmuştur.

Mevcut uygulama QR tabanlı navigasyona odaklanmış olsa da, bu sistem için başlangıçtaki vizyon daha gelişmiş yetenekleri içermektedir. Kamera sistemlerinin gelişmiş görüntü işleme teknikleriyle entegrasyonu, robotun çevresini analiz etmesine, nesneleri ve yolcuları tanımasına ve hareketli engelleri tespit ederek dinamik rota planlaması yapmasına olanak tanıyacaktır. Nihai hedef, yalnızca havalimanı operasyonlarını optimize

etmekle kalmayıp, aynı zamanda görüntü işleme ve yapay zekâ destekli otonom sistemlerin havalimanı lojistiğinde uygulanabilirliği için yeni bir referans modeli sunmaktadır.

2. Literatür Taraması

Son yıllarda havalimanlarında otonom taşıma sistemlerine yönelik çalışmalar artış göstermiştir. Bu sistemler, insan müdahalesi gerektirmeksizin belirli görevleri yerine getirebilen mobil robotlara dayanmaktadır. Literatürde, bu tür robotik uygulamalar genellikle diferansiyel tahrikli platformlar, görüntü işleme teknikleri ve yön belirleme amacıyla kullanılan QR kodlar gibi teknolojiler ile desteklenmektedir.

Örneğin, [1] numaralı çalışmada Raspberry Pi kullanılarak geliştirilen bir mobil robotun QR kodlar yardımıyla ortamda yön tayini yaptığı ve hedefe ulaşabildiği gösterilmiştir. Benzer şekilde [2], otonom araçların görüntü işleme ile yön belirleyerek engellerden kaçınmasını sağlayan bir sistem önermiştir. Ayrıca, L298N motor sürücüsü gibi düşük maliyetli donanımların [3] projelerde yaygın olarak kullanıldığı ve yeterli performans sunduğu belirtilmiştir.

Gömülü sistem tasarımı açısından bakıldığında, mikrodenetleyiciler yerine görece daha güçlü gömülü bilgisayarlar (örneğin Raspberry Pi) kullanılması, hem işlem gücünü hem de görüntü işleme yeteneklerini artırmaktadır [4]. Bu da projelerde daha karmaşık görevlerin yerine getirilmesini mümkün kılmaktadır.

QR kod tabanlı yönlendirme sistemleri özellikle kapalı alan navigasyonu için uygun çözümler sunmakta, sade uygulama yapısı ve güvenilirliği sayesinde tercih edilmektedir [5]. Ayrıca simülasyon ortamlarında test edilen sistemlerin gerçek dünyaya daha sağlıklı aktarılabilirdiği ve hata oranlarının önemli ölçüde azaltılabildiği görülmüştür [6].

Bu çalışma, literatürdeki bu yaklaşımları temel alarak; QR kod tabanlı yönlendirme, görüntü işleme ve gömülü sistem donanımlarıyla desteklenen otonom bir havalimanı taşıma aracı tasarımını hedeflemektedir.

3. Problem Tanımı

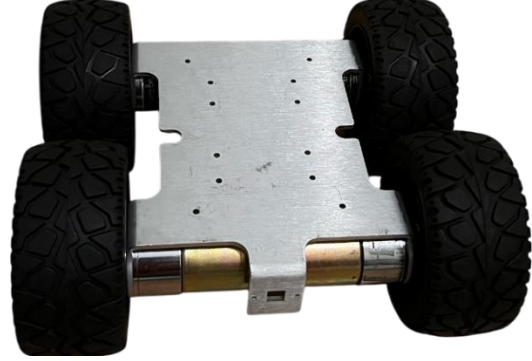
Geleneksel havaalanı bagaj taşıma sistemleri, valizlerin konveyör bantlardan uçaklara taşınması sürecinde çeşitli zorluklarla karşılaşmaktadır. Mevcut yöntemler, insan gücüne dayalı operasyonlar ve sabit bant sistemleri nedeniyle zaman kaybına, operasyonel verimsizliklere ve güvenlik risklerine yol açmaktadır. Özellikle yoğun uçuş saatlerinde valiz taşıma süreçlerinde meydana gelen aksaklıklar, yolcu memnuniyetini olumsuz etkileyebilmekte ve havaalanı lojistik sistemlerinde darboğazlara neden olabilmektedir. Ayrıca, manuel taşıma süreçlerinde iş gücü yükünün artması, operasyonel maliyetleri yükseltmekte ve çalışanlar için ergonomik olmayan çalışma koşulları yaratmaktadır.

4. Materyal ve Yöntem

Bu bölümde, otonom havalimanı taşıma robotunun fiziksel donanımı, elektronik bileşenlerin yerleşimi, simülasyon ortamı ve sistemin matematiksel modelleri detaylı şekilde incelenmektedir. Ayrıca, deney düzeni ve sistem yapısı, robotun gerçek ve simülasyon ortamındaki işleyişi ile ele alınmaktadır.

4.1. PiBorg Robotunun Fiziksel Yapısı

Projede temel olarak kullanılan mobil platform PiBorg robotudur. Robotun alt kısmında bulunan dört tekerlekli diferansiyel sürüş sistemine ait motorlar ve şasi yapısı aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 1. PiBorg Robotu

Bu görünüm, robotun hareket kabiliyetinin temelini oluşturan motorların konumlandırılması ve şasi yapısının dayanıklılığını göstermektedir.

Robotun kapaklı hali, elektronik bileşenlerin korunması ve kablo düzeninin sağlanması amacıyla tasarlanmıştır.



Şekil 2. Robotun montajlanmış hali

Kapaklı yapısı sayesinde sistem taşınabilirlik kazanmakta ve dış etkenlerden korunmaktadır.

4.2. Elektronik Bileşenlerin Yerleşimi

Robotun üst kısmında bulunan elektronik bileşenlerin yerleşimi, sistemin fonksiyonelliği açısından kritik önem taşımaktadır. Raspberry Pi 3 B+, L298N motor sürücü kartı ve kamera modülü aşağıdaki şekilde üstten bakışında görülmektedir.



Şekil 3. Elektronik Bileşenlerin Üstten Görünümü

4.3. Simülasyon Ortamı: Pioneer 3-AT

Gerçek robot sisteminin destekleyici unsuru olarak Webots simülasyon programında Pioneer 3-AT modeli kullanılmıştır. Simülasyon ortamında robot, fiziksel sistemle aynı kontrol algoritmalarıyla test edilmiştir.



Şekil 4. Pioneer 3-AT robotu

Simülasyon sonuçları, gerçek sistemle uyumlu hareket kabiliyeti ve yönlendirme başarısını ortaya koymaktadır.

4.4. Matematiksel Modeller

Projemizde kullanılan PiBorg MonsterBorg robotu, dört tekerlekli ve motor kontrollü bir platformdur. Robotun hareketi, diferansiyel tahrik prensibi temel alınarak modellenmiştir. Bu model, robotun doğrusal ve açısal hareketlerini sağ ve sol motorların hızları üzerinden tanımlar. Robotun doğrusal hızı (v), sağ ve sol motorların hızlarının ortalaması olarak ifade edilir:

$$\frac{dx}{dt} = v \cos(\theta) \quad (1)$$

Buradaki hızlar sırasıyla sağ ve sol motorların hızlarıdır.

Robotun açısal hızı (ω) ise motorların hızları arasındaki fark ve tekerlekler arası mesafe kullanılarak hesaplanır:

$$\omega = \frac{v_{sağ} - v_{sol}}{b} \quad (2)$$

Bu açısal hız robotun dönüş hızını ve yönünü belirler.

Robotun konum ve yönü, zamana bağlı olarak aşağıdaki diferansiyel denklemler ile güncellenir:

$$x_{t+1} = x_t + v \cdot \Delta t \cdot \cos(\theta_t) \quad (3)$$

$$y_{t+1} = y_t + v \cdot \Delta t \cdot \sin(\theta_t) \quad (4)$$

$$\theta_{t+1} = \theta_t + \omega \cdot \Delta t \quad (5)$$

Burada x_t , y_t robotun mevcut konumu, θ_t ise mevcut yön açısidir. Δt zaman aralığını belirtir.

Bu matematiksel model, robotun hareketinin temelini oluşturmakta ve kontrol algoritmalarının geliştirilmesinde kullanılmaktadır.

5. Deneysel Sonuçlar

5.1. QR Kod Algılama ve Yönlendirme

Robotun otonom navigasyonunda kritik rol oynayan QR kod algılama modülü, fiziksel ortamda çeşitli mesafe ve açılardan test edilmiştir. Algılama süreci genellikle güvenilir ve hızlıdır ancak düşük ışık koşulları ve QR kodların kısmi engellenmesi durumlarında algılama doğruluğunda azalma gözlemlenmiştir. Yazılımda yapılan ön işleme ve filtreleme teknikleri, bu tür durumlarda algılama başarısını artırmak için uygulanmıştır.



Şekil 5. Robotun QR kodu okuma anı

Simülasyon ortamında ise QR kod tanıma işlemi stabil ve tutarlı bir şekilde çalışmıştır. Bu durum, robotun yönlendirme mekanizmasının temelini sağlamaktadır.

Yönlendirme algoritması, QR kodlardan alınan bilgiler doğrultusunda motor hızlarını ayarlayarak robotun belirlenen rotada ilerlemesini sağlamaktadır.

5.2. Hareket Kontrolü ve Navigasyon Başarımı

Robotun hareket kontrolü, Raspberry Pi üzerinden L298N motor sürücü kartı aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. Düz ve dönüş hareketleri, belirlenen komutlara uygun olarak yapılmış, hareket esnasında oluşan sapmaların minimize edilmesi için kontrol algoritmaları optimize edilmiştir.

Gerçek ortamda, zemin koşulları ve motor özellikleri nedeniyle hafif sapmalar yaşanmış ancak genel olarak robot belirlenen rotayı takip edebilmiştir. Simülasyon ortamındaki hareket performansı, gerçek sisteme yakın sonuçlar vermiştir.

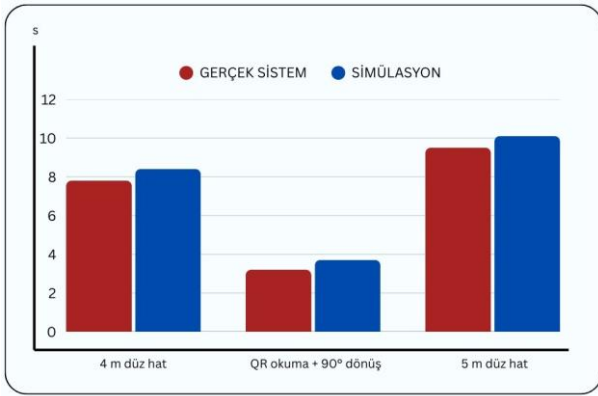
5.3. Simülasyon ve Gerçek Sistem Karşılaştırması

Webots simülasyon ortamında gerçekleştirilen testler ile fiziksel robot deneyleri karşılaştırılmıştır. Simülasyon ortamı, gerçek ortamda karşılaşılan çevresel faktörlerden arındırılmıştır ve bu nedenle robotun hareketi daha idealize edilmiştir.

Gerçek ortamda ise zemin yapısı ve donanım kaynaklı sınırlamalar nedeniyle simülasyondan farklılıklar gözlemlenmiştir. Özellikle dönüş manevralarında ve hızlanma süresinde küçük sapmalar meydana gelmiştir.

Sayısal olarak, 4 m düz hat üzerinde yapılan ilerleme senaryosunda simülasyon süresi 7.8 s iken, gerçek robotta bu süre 8.4 s olarak ölçülmüş ve fark +0.6 s (%7,7) olmuştur. QR kod algılama ile 90° dönüşün birleştirildiği senaryoda simülasyon süresi 3.2 s iken, gerçek sistemde 3.7 s ölçülmüş ve fark +0.5 s (%15,6) olarak belirlenmiştir. 5 m düz hat ilerleme senaryosunda ise simülasyon süresi 9.5 s, gerçek robotta 10.1 s olarak ölçülmüş ve fark +0.6 s (%6,3) olmuştur.

Aşağıdaki görsel, simülasyon ve gerçek sistem sürelerinin karşılaştırmasını göstermektedir:



Şekil 6. Sistem sürelerinin karşılaştırılması

5.4. Deneysel Zorluklar ve Çözüm Önerileri

Deneyler sırasında karşılaşılan başlıca zorluklar, düşük ışık koşullarında QR kod algılamadaki güçlükler ve motor sürücü kaynaklı hareket hassasiyeti sorunlarıdır. Bu problemlerin giderilmesi için ek sensör entegrasyonu (örneğin ışık sensörleri veya lidar) ve daha gelişmiş kontrol algoritmalarının geliştirilmesi önerilmektedir.

Ayrıca, robotun çevresel engellere karşı tepkisiz olması, kullanım alanını sınırlamaktadır. Bu kapsamda, engel algılama ve kaçınma sistemlerinin eklenmesi ileriye dönük önemli bir gelişme olacaktır.

6. Çıktılar

Bu bölümde, projenin sonunda elde edilen temel sonuçlar ve sistem performansı değerlendirilmiştir. Fiziksel deneyler ve simülasyon testleri ışığında robotun genel çalışma başarısı ve geliştirme potansiyelleri ele alınmıştır.

6.1. Performans ve Sistem Başarımı

Robot, QR kod algılama ve yönlendirme sistemi sayesinde belirlenen rotada otonom hareket kabiliyeti göstermiştir. Algılama ve kontrol algoritmaları, hareket sapmalarını minimize ederek stabil ve güvenilir çalışma sağlamıştır. Yazılım ve donanım bileşenleri arasındaki uyum, gerçek zamanlı veri işleme ve motor kontrolünde etkin sonuçlar vermiştir.

Simülasyon ortamında yapılan testler ile fiziksel sistem performansı arasında yüksek uyum bulunmuş, bu da simülasyonun geliştirme sürecinde önemli bir destek olduğunu göstermiştir.

6.2. Geliştirme Alanları ve Gelecek Çalışmalar

Projenin deneysel sonuçları ve başlangıçtaki hedefleri ışığında, geliştirilen prototipin daha sağlam ve işlevsel bir sisteme dönüştürülmesi için çeşitli geliştirme alanları bulunmaktadır. Sistemin mevcut hali, temel otonom navigasyon yeteneğini kanıtlamış olsa da, gerçek dünya senaryolarında tam potansiyeline ulaşması için önemli iyileştirmeler gerekmektedir.

Gelecekteki çalışmaların odaklanması gereken en öncelikli alanlardan biri, robotun çevresel farkındalığını ve engel algılama kapasitesini artırmaktır. Mevcut prototipin en büyük eksikliği, beklenmedik engellere tepki verememesidir. Bu sorunu aşmak için lidar veya ultrasonik sensörler gibi gelişmiş algılayıcıların sisteme entegre edilmesi planlanmaktadır. Bu donanımlar sayesinde robot, çevresini gerçek zamanlı olarak tarayarak engelleri tespit edebilecek ve bu engellerden otonom olarak kaçınabilecektir. Bu yetenek, özellikle havalimanları gibi dinamik ve kalabalık ortamlarda güvenli ve verimli bir navigasyon için kritik öneme sahiptir ve robota dinamik rota planlama kabiliyeti kazandıracaktır.

Bir diğer önemli geliştirme alanı ise projenin başlangıç vizyonunda yer alan ileri düzey görüntü işleme ve nesne tanıma yeteneklerinin hayata geçirilmesidir. Sistemin, basit QR kod okumanın ötesine geçerek derin öğrenme tabanlı nesne tanıma algoritmaları ile donatılması hedeflenmektedir. Projenin kaynakçasında da atıfta bulunulan YOLOv3 gibi modeller kullanılarak, robotun farklı bagaj türlerini ayırt etmesi ve hatta yolcuları tanıması sağlanabilir. Bu tür bir gelişme, robotun yalnızca bir taşıma aracı olmaktan çıkıp, belirli bir yolcuyla takip etme veya bagajları sahiplerine göre ayırma gibi akıllı görevleri yerine getirebilen interaktif bir yardımcıya dönüşmesini sağlayacaktır.

Son olarak, sistemin genel kontrol mekanizması ve sağlamlığının iyileştirilmesi gerekmektedir. Deneyler sırasında zemin koşulları ve motor özelliklerinden kaynaklanan küçük hareket sapmaları gözlemlenmiştir. Bu sapmaları en aza indirmek ve navigasyon hassasiyetini artırmak için daha gelişmiş kontrol algoritmaları geliştirilmelidir. Ayrıca, QR kodlarının düşük ışık koşullarında tespit edilmesindeki zorluklar gibi operasyonel sorunlar, daha yüksek çözünürlüklü kameralar veya ek aydınlatma sensörleri ile giderilebilir. Sisteme eklenecek kablosuz kontrol özellikleri ise robotun uzaktan izlenmesine ve merkezi bir lojistik ağına entegre edilmesine olanak tanıyarak operasyonel esnekliği artıracaktır.

7. Sonuç

Bu çalışmada, otonom havalimanı taşıma robotu tasarımı, geliştirilmesi ve test edilmesi süreci detaylı olarak ele alınmıştır. Robotun temel hareket ve yönlendirme kabiliyetleri, QR kod tabanlı otonom navigasyon sistemiyle desteklenmiş ve hem fiziksel donanım hem de simülasyon ortamında başarılı sonuçlar elde edilmiştir.

Deneysel çalışmalar, robotun belirlenen güzergâh üzerinde güvenilir ve kararlı bir şekilde hareket edebildiğini göstermiştir. Simülasyon sonuçları, gerçek sistemle yüksek düzeyde uyum sağlayarak geliştirilen kontrol algoritmalarının doğruluğunu pekiştirmiştir.

Bununla birlikte, sistemde karşılaşılan bazı zorluklar, ileriye dönük çalışmalar için önemli geliştirme alanları sunmaktadır. Özellikle çevresel engellerin algılanması ve bunlara otonom tepkiler verilmesi, sistemin pratik kullanım alanını genişletecektir.

Sonuç olarak, bu proje, otonom taşımacılık alanında uygulanabilir ve geliştirilebilir bir temel sistem ortaya koymuş olup, gelecekte yapılacak iyileştirmelerle daha kapsamlı ve karmaşık görevlerin üstesinden gelebilecek potansiyele sahiptir.

Kaynakça

- [1] Webots, *Webots Documentation*. [Online]. Available: <https://cyberbotics.com/doc/guide/index>. Accessed: Apr. 8, 2025.
- [2] PiBorg, *ThunderBorg Motor Driver Documentation*. [Online]. Available: <https://www.piborg.com/thunderborg>. Accessed: Apr. 8, 2025.
- [3] S. J. McNally, *Robotics Engineering: An Integrated Approach*. Cham, Switzerland: Springer, 2020.
- [4] S. H. Song, "Robot Kinematics and Motion Control," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 18, no. 3, pp. 145–156, 2017.
- [5] F. A. B. Khan, "Design and Simulation of Autonomous Robots," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, 2019, pp. 112–118.
- [6] R. E. Author, "Optimization of Robot Control Algorithms," in *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation*, 2024, pp. 56–60.
- [7] G. Bradski and A. Kaehler, *Learning OpenCV: Computer Vision with the OpenCV Library*, 1st ed. Sebastopol, CA, USA: O'Reilly Media, 2008.
- [8] B. Siciliano and O. Khatib, Eds., *Springer Handbook of Robotics*, 2nd ed. Cham, Switzerland: Springer, 2016.
- [9] J. Redmon and A. Farhadi, "YOLOv3: An Incremental Improvement," *arXiv preprint* arXiv:1804.02767, Apr. 2018. [Online]. Available: <https://arxiv.org/abs/1804.02767>
- [10] D. Fox, W. Burgard, and S. Thrun, "The dynamic window approach to collision avoidance," *IEEE Robotics & Automation Magazine*, vol. 4, no. 1, pp. 23–33, Mar. 1997.
- [11] PiBorg, "MonsterBorg – Ultimate Raspberry Pi Robot Platform," [Online]. Available: <https://www.piborg.org/monsterborg>. Accessed: Jun. 20, 2025.
- [12] Raspberry Pi Foundation, "Raspberry Pi 3 Model B+ Technical Specifications," [Online]. Available: <https://www.raspberrypi.com/products/raspberry-pi-3-model-b-plus/>. Accessed: Jun. 20, 2025.
- [13] L298N Motor Driver Module Data Sheet. [Online]. Available: <https://components101.com/modules/l298n-motor-driver-module>. Accessed: Jun. 20, 2025.
- [14] OpenCV Docs, "QR Code Detection with OpenCV," [Online]. Available: <https://docs.opencv.org/>. Accessed: Jun. 20, 2025.
- [15] Microsoft, "Word Equation Editor User Guide," [Online]. Available: <https://support.microsoft.com/>. Accessed: Jun. 20, 2025.
- [16] Inkscape Project, "Inkscape Free Vector Graphics Editor," [Online]. Available: <https://inkscape.org/>. Accessed: Jun. 20, 2025.

Kooperatif Sinir Ağları ile Akıllı Direksiyon Kontrolcüsü Geliştirme Developing Intelligent Steering Controller with Cooperative Neural Networks

Erkin Dinçmen

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, Davutpaşa, İstanbul

erkin.dincmen@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada iki yapay sinir ağından oluşan bir direksiyon kontrol sistemi tanıtılmıştır. İki yapay sinir ağı yapı sayesinde kontrol edilen sistemde var olan veya sonradan oluşabilecek bozulalara, düzgünsüzlüklere, sinyal gecikmelerine dayanıklı bir kontrol sistemi elde edilmiştir. Yapay sinir ağlarından birincisi sistemin dinamiğini öğrenmekte, ikincisi ise birinci ağı yardımcı ile kendini sürekli eğiterek kontrol girişlerini üretmektedir. Bu şekilde kendini devamlı yenileyen akıllı bir kontrol sistemi sunulmuştur. Sistemin performansı benzetim çalışmaları ile test edilmiştir. Ayrıca kontrol sisteminin Lyapunov kararlılık analizi bildirinin eki kısmında verilmiştir.

Abstract

In this study, a steering control system consisting of two artificial neural networks is introduced. The two-neural network structure provides a control system robust to existing or future disturbances, non-linearities, and signal delays within the controlled system. The first neural network learns the dynamics of the system, while the second, using the first network, continuously trains itself to generate control inputs. Thus, a continuously self-adapting intelligent control system is presented. The system's performance is tested through simulations. A Lyapunov stability analysis of the control system is also presented in the appendix.

1. Giriş

Otonom araç teknolojisi sayesinde insan hatalarından bağımsız, daha güvenli ve daha verimli bir ulaşım ekosistemi oluşturulması amaçlanmaktadır. Bu teknolojiye tekil araçların otonom olarak hareket etmesi söz konusu olduğu gibi ayrıca otonom konvoylarda belirli sayıda araç grubunun koordineli bir şekilde ilerlemesi, böylece trafikte tıkanmaların engellenerek gecikmelerin minimize edilmesi amaçlanmaktadır. Bu teknolojiye aracı ve/veya araçları yönlendiren direksiyon kontrolcülerinin performansı, gerek bireysel otonom araçların kararlılığı gerekse konvoy kararlılığı için hayati önemdedir. Örneğin direksiyon sisteminde zamanla oluşabilecek davranış farklılıkları, bozucular, düzensizlikler, kontrol sinyallerinde ve sensör sinyallerinde oluşabilecek gecikmeler kontrolcünün performansını etkileyebilir

ve bunun sonucunda otonom araçların trafikte tehlikeli davranışlar göstermelerine sebep olabilir.

Literatürde bu amaçla çeşitli direksiyon kontrol algoritmaları geliştirilmektedir: [1]'de otonom bir araçta parametrik belirsizlikler ve değişken araç hızını göz önüne alan model öngörülü direksiyon kontrolcüsü önerilmiştir. [2]'de modelleme belirsizliklerinin ve bozucuların dikkate alındığı öğrenme tabanlı bir direksiyon kontrolcüsü önerilmiştir. [3]'te direksiyon mekanizmasında boşluk bulunan otonom bir araç için uyarlamalı bir direksiyon kontrolcüsü önerilmiştir. [4]'te otonom aracın direksiyon sisteminde var olan boşluk ile başa çıkmak için değişken kazançlı kayma kipli kontrolör önerilmiştir. [5]'te ağ gecikmesinin neden olduğu direksiyon açısı salınımları ile başa çıkmak için model öngörülü otonom araç direksiyon kontrolcüsü geliştirilmiştir. [6]'da ağ gecikmesine sahip otonom araçların direksiyon kontrolü için olay tetiklemeli hataya dayanıklı kontrol algoritması önerilmiştir. [7]'de önerilen kontrol algoritması direksiyon sinyali gecikmesini göz önüne almaktadır. Bu amaçla bir model öngörülü kontrol algoritması kullanılmıştır. [8]'de direksiyon eyleyicisinde gecikme olan otonom araçların direksiyon kontrolü için doğrusal parametre değişken H_∞ kontrol algoritması önerilmiştir. [9]'da direksiyon saturasyonu ve yol eğriliği kısıtları altında hareket kontrolü sağlayan kayma kipli kontrol algoritması sunulmuştur.

Bu bildiride iki yapay sinir ağından oluşan bir direksiyon kontrol sistemi sunulmuş ve direksiyon eyleyicisinde sinyal gecikmesi olan bir araç modeline uygulanmıştır. [10]'da sunulan çalışma genişletilerek daha gerçekçi bir yol profili takibi için ve direksiyon sisteminde daha büyük sinyal gecikmesi olması durumu için analiz yapılmıştır. Kontrol algoritmasında ilk olarak model ağı ile aracın dinamikleri öğrenilmektedir. Daha sonra kontrolör ağı aracı kontrol etmeye başlamakta, araç kontrol edilirken aynı zamanda kontrolör ağı model ağı ile işbirliği yaparak kendini devamlı eğitmekte böylece kontrol performansını sürekli iyileştirmeye çalışmaktadır. Bu şekilde kontrol süreci sırasında kendisini devamlı uyarlayan akıllı bir kontrol yapısı elde edilmiştir. Bu çalışma, direksiyon sisteminde sinyal gecikmesi olan otonom bir aracın bir sinir ağının diğer bir sinir ağı ile işbirliği yaparak kontrol edildiği literatürdeki ilk kontrol yapısıdır. [5] veya [7]'de sunulan model öngörülü kontrol yöntemlerinin performansı kontrol ufkü, kestirim ufkü gibi parametrelerin ve amaç fonksiyonlarının başlangıçtaki seçimlerine bağlıdır. Bunların yanlış seçimi kontrol performansını olumsuz etkileyecektir. Benzer şekilde [3] veya [8] 'de sunulan ve durum-uzay

modeli temelli yöntemlerin performansları da seçilen durum-uzay modellerinin parametrelerinin ve yapılarının doğruluğuna bağlıdır. Bu bildiride önerilen yöntemde ise kestirim ufku, kontrol ufku, amaç fonksiyonu, durum uzay modeli parametreleri ve yapısı gibi seçimler bulunmamaktadır. Kontrol sistemi hem aracın dinamiğini öğrenmekte hem de kontrol süreci boyunca en uygun kontrol girişlerini üretmek için kendini devamlı eğitmektedir. Bu şekilde kendini aracın dinamiğine uyarlayan ve kontrol performansını iyileştirme yönünde devamlı hareket eden akıllı bir kontrol sistemi sunulmuştur.

2. Kontrol Sistemi Yapısı

Kontrol sisteminin yapısı Şekil 1'de görülmektedir. İstenen bir yörtünge takibi için gereken referans sapma hızı r_{ref} kontrol sisteminin girişidir. Kontrolör ağı giriş sapma hızı hatası $e_r = r_{ref} - r$ dir. Burada r aracın sapma hızı değeridir. Kontrolör ağı çıkışı ise direksiyon açısı kontrol girişi δ 'dır. Model ağı giriş direksiyon açısı, çıkışı ise ağı tarafından hesaplanan sapma hızı r_{NN} dir. Model ağı, direksiyon girişine karşılık aracın verdiği sapma hızı dinamiğini modellemektedir. Kontrol algoritmasında ilk önce model ağı eğitimi gerçekleştirilir. Böylece bu ağı direksiyon girişlerine karşılık aracın sapma hızı davranışını öğrenmiş olur. Bu ağı eğitimi tamamlandıktan sonra kontrolör ağı aracı kontrol etmeye başlar. Kontrolör ağı görevi aracın referans sapma hızı değerlerini takip edebilmesi için gerekli direksiyon girişlerini üretmektir. Kontrol sürecinde kontrolör ağı aynı zamanda devamlı olarak kendini eğitir. Amaç, kontrolör ağı en uygun kontrol girişlerini üretebilmesi böylece sapma hızı hatasının minimize edilmesidir. Fakat kontrolör ağı çıkışı sapma hızı hatası değil direksiyon girişi olduğu için geri yayılım algoritmasının uygulanabilmesi için model ağı yardımı gerekmektedir. Şekil 1'de kesikli çizgili ok ile temsil edildiği gibi model ağı çıkışındaki sapma hızı hatası geri yayılım ile kontrolör ağına çıkışına getirilir ve buradan da kontrolör ağı ağırlıklarının eğitiminde kullanılır. Bir başka deyişle kontrolör ağı aracı kontrol ederken devamlı olarak eğitilmekte, sapma hızı hatasını minimize etmek için gereken direksiyon komutlarını üretmek için ağırlıkları devamlı olarak model ağı yardımı ile güncellenmektedir. Bu süreçte, yani kontrolör ağı aracı kontrol ederken ve ağırlıkları güncellenirken model ağı ağırlıkları sabit tutulmaktadır. Şekil 1'de ayrıca görüldüğü gibi kontrol edilen araç modelinin direksiyon sisteminde sinyal gecikmesi olduğu durum göz önüne alınmıştır. Bir başka deyişle kontrolör ağı çıkışı olan direksiyon açısı komutu direksiyon eyleyicisinde gecikme ile gerçekleşmektedir.

2.1. Model Ağı

İlk olarak model ağı girişlerinin ne olması gerektiğine karar verilmiştir. Bu amaçla tek izli doğrusal araç modeli ele alınmıştır. Aracın yanal kayma açısı β 'nın küçük değerler aldığı kabul edilerek ihmal edilirse sapma hızı ile araç direksiyon girişi arasında şu bağıntı yazılabilir:

$$\dot{r} \approx \frac{-(C_f l_f^2 + C_r l_r^2)}{I_z u} r + \frac{C_f l_f}{I_z} \delta. \quad (1)$$

Burada C_f ve C_r ön aks ve arka aksta kullanılan doğrusal tekerlek modellerinin çapraz hareket sertliği değerleri, l_f ve l_r aracın ağırlık merkezinin sırasıyla ön aksa ve arka aksa

olan mesafeleri, I_z aracın sapma eksenindeki atalet momenti, u ise aracın boylamsal hızıdır. Yukarıdaki denklem birinci mertebe bir diferansiyel denklem olduğu için sapma hızı değerleri, bir önceki sapma hızı değerine ve direksiyon girişine bağlıdır. Bu nedenle sapma hızı ile direksiyon açısı arasındaki dinamiği modellemek için kullanılan model ağı yapısında Şekil 1'de görüldüğü gibi girişler olarak direksiyon açısı ve bir önceki sapma hızı değeri seçilmiştir. Ayrıca birim girişten oluşan bir bias girişi de eklenmiştir. Ağı çıkışı ise hesaplanan sapma hızı değeridir. Model ağı gizli katmanında 9 nöron ve bir adet birim bias girişi bulunmaktadır. Model ağı çıkış katmanı ve gizli katmanındaki ağırlıklar şu şekildedir:

$$\mathbf{W}_0 = \begin{bmatrix} w_{01} \\ w_{02} \\ w_{03} \\ \vdots \\ w_{010} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & w_{13} \\ w_{21} & w_{22} & w_{23} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ w_{91} & w_{92} & w_{93} \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Burada örneğin w_{02} gizli katmanın ikinci nöronundan çıkış katmanına olan ağırlıktır. Yine örneğin w_{32} ağı ikinci girişinden gizli katmandaki üçüncü nörona olan ağırlıktır. Model ağı görevi araç dinamiğini öğrenmektir. Bu ağı eğitimi belirli periyotlarla tekrarlanacak, bir başka deyişle zaman içinde araç dinamiğinde oluşabilecek değişimlere karşı devamlı güncel tutulacaktır. Örneğin zaman içinde aracın parametrelerinde değişiklik gerçekleşebilir ve/veya araç dinamiğinde boşluk, ölü-bölge gibi doğrusal olmayan etkiler oluşabilir veya eyleyici/algılayıcılarda sinyal iletişim gecikmeleri ortaya çıkabilir. Model ağı periyodik olarak aracın davranışını modellemek üzere eğitileceği için devamlı aracın güncel davranış karakteristiğini temsil edecek, her zaman aracın dinamik davranışının gerçekçi bir modeli olması sağlanacaktır. Eğitim prosedürü Şekil 2'de görülmektedir. Araca bir direksiyon komutu girişi δ uygulanarak manevra yaptırılır, manevra sırasında aracın sapma hızı değerleri ölçülür, direksiyon girişi ve ölçülen sapma hızı değerleri ile bir eğitim kümesi oluşturulur ve bu eğitim kümesi ile model ağı eğitilir. Şekil 2'de model ağı eğitimi eğimli ok ile temsil edilmektedir. Çalışmada manevra olarak araca arka arkaya slalomlar yaptırılmış, bu manevralar sırasında araçtan alınan sapma hızı değerleri ile eğitim kümesi oluşturulmuştur. Araca uygulanan direksiyon girişi grafiği ile araçtan ölçülen sapma hızı r ile model ağı hesapladığı r_{NN} karşılaştırma grafikleri sayfa kısıtından dolayı burada verilememiştir. Ağırlıkların eğitimi için geri yayılım algoritması şu şekildedir:

$$\mathbf{W}_{0yeni} = \mathbf{W}_{0eski} - \eta_N \nabla_{\mathbf{W}_0} \mathbf{E}_N, \quad (3)$$

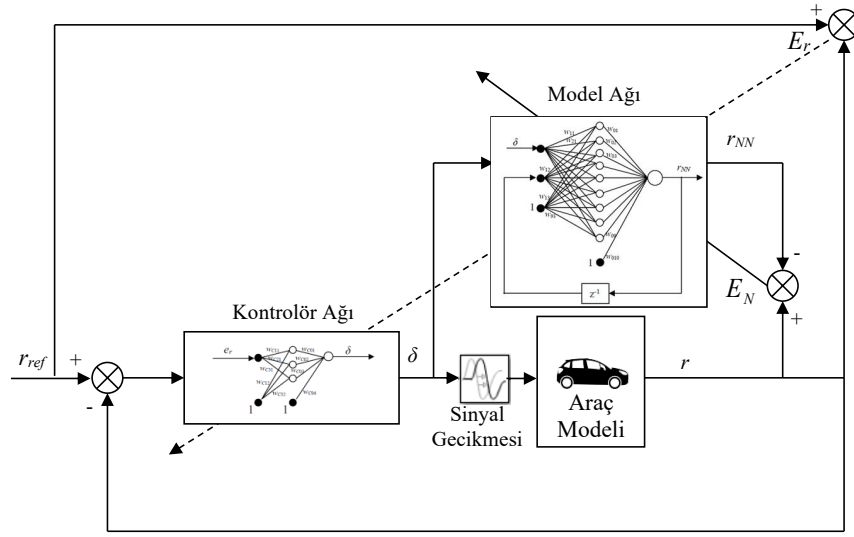
$$\mathbf{W}_{1yeni} = \mathbf{W}_{1eski} - \eta_N \nabla_{\mathbf{W}_1} \mathbf{E}_N. \quad (4)$$

Burada η_N öğrenme adımı büyüklüğü, \mathbf{E}_N ise ağı hesapladığı sapma hızı değerinin hata fonksiyonudur ve şu şekilde hesaplanmaktadır:

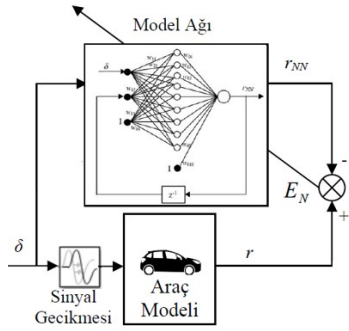
$$E_N = \frac{1}{2} (r - r_{NN})^2. \quad (5)$$

Burada r araçtan ölçülen sapma hızı değeri, r_{NN} ise ağı tarafından hesaplanan sapma hızı değeridir. (3) 'te görülen $\nabla_{\mathbf{W}_0} \mathbf{E}_N$ vektörünün elemanları şu şekildedir:

$$\nabla_{\mathbf{W}_0} \mathbf{E}_N = \left[\frac{\partial E_N}{\partial w_{01}}, \frac{\partial E_N}{\partial w_{02}}, \frac{\partial E_N}{\partial w_{03}}, \dots, \frac{\partial E_N}{\partial w_{010}} \right]. \quad (6)$$



Şekil 1: Kontrol sistemi yapısı.



Şekil 2: Model ağı eğitim prosedürü.

Buradaki kısmi türevler şu şekilde hesaplanmaktadır ($i=1,2,\dots,9$),

$$\frac{\partial E_N}{\partial w_{0i}} = -y_{1i}(r - r_{NN}), \quad (7)$$

ve son ağırlık için,

$$\frac{\partial E_N}{\partial w_{010}} = -(r - r_{NN}). \quad (8)$$

Bu ifadelerde y_{1i} değerleri ağı gizli katmanındaki nöronların çıkış değerleridir. Örneğin y_{13} gizli katmandaki üçüncü nöronun çıkış değeridir. Nöronlarda lineer aktivasyon fonksiyonları kullanılmıştır. (4) 'te görülen $\nabla_{\mathbf{w}_1} \mathbf{E}_N$ matrisi elemanları ise şu şekildedir:

$$\nabla_{\mathbf{w}_1} \mathbf{E}_N = \begin{bmatrix} \frac{\partial E_N}{\partial w_{11}} & \frac{\partial E_N}{\partial w_{12}} & \frac{\partial E_N}{\partial w_{13}} \\ \frac{\partial E_N}{\partial w_{21}} & \frac{\partial E_N}{\partial w_{22}} & \frac{\partial E_N}{\partial w_{23}} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{\partial E_N}{\partial w_{91}} & \frac{\partial E_N}{\partial w_{92}} & \frac{\partial E_N}{\partial w_{93}} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Buradaki kısmi türev değerleri şu şekilde hesaplanmaktadır ($i=1,2,\dots,9$),

$$\frac{\partial E_N}{\partial w_{i1}} = -x_1 w_{0i}(r - r_{NN}), \quad (10)$$

$$\frac{\partial E_N}{\partial w_{i2}} = -x_2 w_{0i}(r - r_{NN}), \quad (11)$$

ve,

$$\frac{\partial E_N}{\partial w_{i3}} = -w_{0i}(r - r_{NN}). \quad (12)$$

Bu ifadelerde x_1 ağı giriş katmanındaki birinci giriş, x_2 ise ikinci giriştir. Şekil 1'de görüldüğü gibi birinci giriş direksiyon açısı, ikinci giriş ise hesaplanan sapma hızı değerinin bir önceki değeridir.

2.2. Kontrolör Ağı

Kontrolör ağı giriş sapma hızı hatasıdır. Girişte ayrıca bir adet birim bias giriş te bulunmaktadır. Ağı çıkışı araca uygulanması gereken direksiyon açısı kontrol girişidir. Kontrolör ağı gizli katmanında üç nöron ve bir adet birim bias giriş bulunmaktadır. Ağı çıkış ve gizli katmanındaki ağırlıklar şu şekildedir:

$$\mathbf{W}_{C0} = \begin{bmatrix} w_{C01} \\ w_{C02} \\ w_{C03} \\ w_{C04} \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{W}_{C1} = \begin{bmatrix} w_{C11} & w_{C12} \\ w_{C21} & w_{C22} \\ w_{C31} & w_{C32} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Örneğin w_{C03} ağı gizli katmanındaki üçüncü nörondan çıkış katmanına olan ağırlık, w_{C21} ağı birinci girişinden gizli katmandaki ikinci nörona olan ağırlıktır. Kontrolör ağı kontrol süreci boyunca aynı zamanda devamlı eğitim altında olacaktır. Bir başka deyişle aracın referans sapma hızı değerlerini minimum hata ile takip edebilmesi için gerekli araç direksiyon komutu girişlerini hesaplamak için ağırlıkları devamlı eğitilmektedir. Ağırlıkların eğitimindeki kriter sapma hızı hatasının minimum olmasının sağlanmasıdır. Bu nedenle ağırlıkların eğitiminde minimize edilmeye çalışılan fonksiyon şu şekildedir:

$$E_r = \frac{1}{2} (r_{ref} - r)^2. \quad (14)$$

Bu fonksiyon ile ağırlıklar eğitilecektir fakat sapma hızı hatası ağı çıkışındaki değer değildir. Kontrolör ağı çıkışı direksiyon açısı olduğu için model ağı çıkışındaki E_r değeri geri

yayılım ile kontrolör ağına getirilir ve kontrolör ağının ağırlıkları bu şekilde E_r fonksiyonunu minimize edecek şekilde güncellenir. Ağırlıkların güncellenme kuralları şu şekildedir:

$$\mathbf{W}_{C0\text{yeni}} = \mathbf{W}_{C0\text{eski}} - \eta_C \nabla \mathbf{W}_{C0} \mathbf{E}_r, \quad (15)$$

$$\mathbf{W}_{C1\text{yeni}} = \mathbf{W}_{C1\text{eski}} - \eta_C \nabla \mathbf{W}_{C1} \mathbf{E}_r. \quad (16)$$

Burada η_C kontrolör ağı öğrenme adımı büyüklüğüdür. (15)'teki $\nabla \mathbf{W}_{C0} \mathbf{E}_r$ vektörü elemanları şu şekildedir:

$$\nabla \mathbf{W}_{C0} \mathbf{E}_r = \left[\frac{\partial E_r}{\partial w_{C01}}, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C02}}, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C03}}, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C04}} \right]. \quad (17)$$

Buradaki elemanlar şu şekilde hesaplanır ($m = 1, 2, 3$):

$$\frac{\partial E_r}{\partial w_{C0m}} = - \sum_{i=1}^9 y_{C1m} w_{i1} w_{0i} (r_{ref} - r), \quad (18)$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial w_{C04}} = - \sum_{i=1}^9 w_{i1} w_{0i} (r_{ref} - r). \quad (19)$$

Bu ifadelerde y_{C1m} kontrolör ağının gizli katmanındaki m 'nci nöronun çıkış değeri, w_{i1} model ağın birinci girişinden gizli katmanındaki i 'nci nöronuna olan ağırlık değeri, w_{0i} ise model ağın çıkış katmanındaki i 'nci ağırlık değeridir. Gizli katmandaki ağırlıklar için ise hata gradyeni şu şekilde yazılır:

$$\nabla \mathbf{W}_{C1} \mathbf{E}_r = \begin{bmatrix} \frac{\partial E_r}{\partial w_{C11}} & \frac{\partial E_r}{\partial w_{C12}} \\ \frac{\partial E_r}{\partial w_{C21}} & \frac{\partial E_r}{\partial w_{C22}} \\ \frac{\partial E_r}{\partial w_{C31}} & \frac{\partial E_r}{\partial w_{C32}} \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Matrisin elemanları şu şekilde hesaplanır ($m = 1, 2, 3$):

$$\frac{\partial E_r}{\partial w_{Cm1}} = -e_r \sum_{i=1}^9 w_{C0m} w_{i1} w_{0i} (r_{ref} - r), \quad (21)$$

$$\frac{\partial E_r}{\partial w_{Cm2}} = - \sum_{i=1}^9 w_{C0m} w_{i1} w_{0i} (r_{ref} - r). \quad (22)$$

Kontrolör ağı aracı kontrol ederken aynı zamanda (15) ve (16) kuralları ile ağırlıkları her bir örnekleme adımında güncellenir, bir başka deyişle kontrol performansını iyileştirmek için ağ devamlı kendini uyarlar.

3. Benzetim Çalışması

Sunulan kontrol algoritmasının benzetim çalışması ile performansı analiz edilmiştir. Şekil 1'deki araç modeli bloğu olarak çift izli, süspansiyon içeren bir tam araç modeli kullanılmıştır. Araç gövdesi akslar üzerinde yalpa, yunuslama ve dikey hareket serbestlik derecelerine sahiptir. Araç modelinde boylamsal ve yanal tekerlek kuvvetlerinin hesaplanmasında Pacejka tekerlek modeli kullanılmıştır. Araç modelinin detayları [10]'da görülebilir. Araç kontrol edilirken manevralar sırasında hız düşüşünü engellemek için PID tipi bir hız kontrolcüsü de modele eklenmiştir. Bu hız kontrolcüsü tekerleklerle tahrik momentlerini üretmektedir. Benzetim çalışmasında aracın sinüzoidal bir yörüngeyi takip etme senaryosu gerçekleştirilmiştir. Yol profili şu şekildedir:

$$y(x) = M \sin\left(\frac{2\pi}{s} x\right). \quad (23)$$

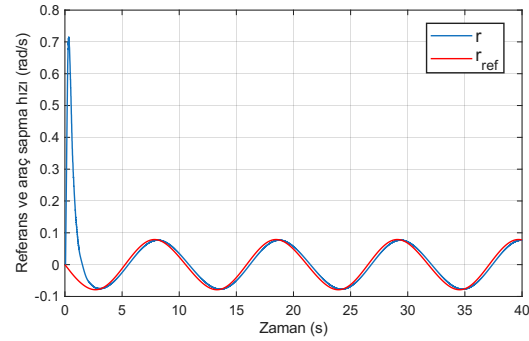
Burada x boylamsal konum, y yanal konum, M sinüzoidal yol profilinin genliği, s yol profilinin uzunluğudur. Benzetim çalışmasında sayısal değerler şu şekilde alınmıştır: $M = 2$ m, $s = 100$ m. Aracın yol profilini takip etmesi için gerekli referans sapma hızı değerleri şu şekilde hesaplanır:

$$r_{ref} = u \cdot \rho. \quad (24)$$

Burada u boylamsal hız, ρ yörüngenin eğriligidir ve şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$\rho = \frac{y''}{(1 + y'^2)^{3/2}}. \quad (25)$$

Burada, $y' = M \frac{2\pi}{s} \cos(\frac{2\pi}{s} x)$, $y'' = -M (\frac{2\pi}{s})^2 \sin(\frac{2\pi}{s} x)$ dir. (23)'te verilen yol profilini takip etmek için gerekli referans sapma hızı (24)'ten hesaplandıktan sonra kontrol sistemi bu referans sapma hızını takip edecek şekilde aracı kontrol etmeye başlar. Kontrol sisteminin performansı Şekil 3'te görülmektedir. Direksiyon sisteminde 50 ms sinyal gecikmesi olduğu durum ele alınmıştır. Benzetim çalışmalarında örnekleme zamanı olarak 0.01 s seçilmiştir.

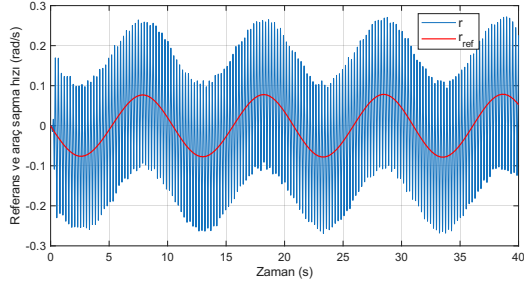


Şekil 3: Önerilen kontrol sisteminin 50 ms sinyal gecikmesi olduğu durumda performansı.

Şekil 3'te mavi eğri aracın sapma hızı, kırmızı eğri ise referans sapma hızı değerleridir. Görüldüğü gibi kontrolör yapay sinir ağının ağırlıkları başta rastgele atıldığı için ağ uygun direksiyon girişi üretememekte ve aracın sapma hızı ile referans sapma hızı arasında ilk başta fark olmaktadır. Fakat ağ hızlı bir şekilde kendini eğiterek referans sapma hızını takip etmek için gerekli direksiyon girişlerini doğru şekilde üretmeye başlamaktadır. Şekil 3'te görülen kontrollü aracın referans sapma hızı izleme hatası verileri şu şekildedir: Ortalama mutlak hata MAE=0.0201, ortalama karesel hata MSE=0.0055, kök ortalama karesel hata RMSE=0.0741.

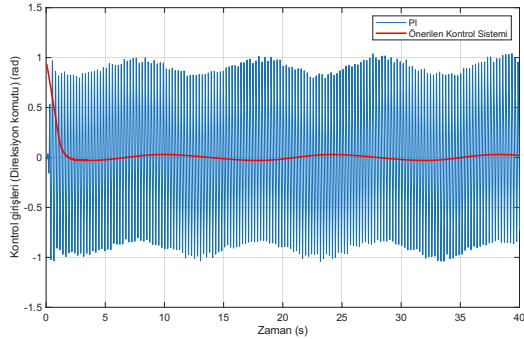
Karşılaştırma için araç modeli bir PI tipi direksiyon kontrolcüsü ile de kontrol edilmiştir. PI kontrolcüsünün girişi sapma hızı hatası $r_{ref} - r$, çıkışı ise direksiyon açısı komutu δ 'dır. PI kontrolcüsünün parametreleri şu şekilde ayarlanmıştır: Direksiyon sisteminde sinyal gecikmesi olmayan bir araç modeli ve MATLAB-Simulink'teki hazır PID bloğu ile kontrol sistemi kurulmuştur. PID bloğunun "Tune" özelliği ile başlangıç parametre değerleri hesaplatılmış, daha sonra ince ayar ile aracın referans sapma hızını hatasız takip etmesi için gerekli katsayılar belirlenmiştir. Kontrolör parametre değerleri $K_p=5$ ve $K_i=30$ 'dur. Daha sonra direksiyon sisteminde 50 ms gecikme

olduğu durum için PI direksiyon kontrolcüsünün performansı test edilmiştir. Bu benzetim çalışmasındaki amaç sinyal gecikmesi olmadığı durumda iyi performans gösteren PI direksiyon kontrolcüsünün zaman içerisinde aracın direksiyon sisteminde sinyal gecikmesi oluşması durumunda performansının nasıl değişeceğini gözlemlemektir. PI direksiyon kontrolcüsü sistemde gecikme olmadığı durumda iyi performans gösterirken Şekil 4'te görüldüğü gibi sinyal gecikmesi olduğu durumda yetersiz kalmaktadır. Önerilen kontrol algoritması ise kendini uyarlamakta, bir başka deyişle sistemi nasıl kontrol etmesi gerektiğini kendi kendine öğrenmektedir.



Şekil 4: PI kontrolörün 50 ms sinyal gecikmesi olduğu durumda performansı.

PI kontrol sistemi ve önerilen kontrol sisteminin kontrol girişleri yani direksiyon açısı komutu değerleri Şekil 5'te görülmektedir. Görüldüğü gibi PI kontrolcüsü kabul edilemez direksiyon girişleri üretirken önerilen kontrolcü kendini uyarladıktan sonra düşük genlikli ve salınımsız direksiyon girişleri ile aracı kontrol etmektedir.



Şekil 5: PI ve önerilen kontrol sisteminin 50 ms sinyal gecikmesi olduğu durumda kontrol girişleri.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada birbirleri ile işbirliği yapan iki yapay sinir ağından oluşan bir direksiyon kontrol sistemi sunulmuştur. Ağlardan birincisi sistem dinamiğini öğrenmekte, ikinci ağ ise birinci ağ yardımı ile kontrol süreci boyunca kendini devamlı güncelleyerek kontrol performansını iyileştirmektedir. Bu şekilde kendini devamlı uyarlayan, sistemde oluşabilecek doğrusal olmayan etkilere, bozuculara, sinyal gecikmelerine dayanıklı, kendi kendine öğrenen bir akıllı kontrol sistemi sunulmuştur. Benze-

tim çalışmasında görülmüştür ki bir PI tipi kontrolcü, aracın direksiyon eyleyicisinde sinyal gecikmesi olması durumunda sistemi kontrol edemez iken önerilen kontrol algoritması kendini devamlı eğiterek aracı nasıl kontrol etmesi gerektiğini kendi kendine öğrenmektedir.

5. Kaynakça

- [1] Shuo Cheng, Liang Li, Xiang Chen, Jian Wu, et al. Model-predictive-control-based path tracking controller of autonomous vehicle considering parametric uncertainties and velocity-varying. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(9):8698–8707, 2020.
- [2] Xuefang Li, Chengyuan Liu, Boli Chen, and Jingjing Jiang. Robust adaptive learning-based path tracking control of autonomous vehicles under uncertain driving environments. *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2022.
- [3] Xingyu Zhou, Zejiang Wang, Heran Shen, and Junmin Wang. Robust adaptive path-tracking control of autonomous ground vehicles with considerations of steering system backlash. *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, 2022.
- [4] Lubna Khasawneh and Manohar Das. A robust electric power steering angle controller for autonomous vehicles with disturbance rejection. *Electronics*, 11(9):1337, 2022.
- [5] Zhongkai Luan, Jinning Zhang, Wanzhong Zhao, and Chunyan Wang. Trajectory tracking control of autonomous vehicle with random network delay. *IEEE transactions on vehicular technology*, 69(8):8140–8150, 2020.
- [6] Jie Zhang, Bangji Zhang, Nong Zhang, Chenyang Wang, and Yuanchang Chen. A novel robust event-triggered fault tolerant automatic steering control approach of autonomous land vehicles under in-vehicle network delay. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, 31(7):2436–2464, 2021.
- [7] Jiaying Yu, Xuexun Guo, Xiaofei Pei, Zhenfu Chen, Wei Zhou, Maolin Zhu, and Chaoxian Wu. Path tracking control based on tube MPC and time delay motion prediction. *IET Intelligent Transport Systems*, 14(1):1–12, 2020.
- [8] Matteo Corno, Giulio Panzani, Federico Roselli, Michele Giorelli, Davide Azzolini, and Sergio M Savaresi. An LPV approach to autonomous vehicle path tracking in the presence of steering actuation nonlinearities. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 29(4):1766–1774, 2020.
- [9] Raghavendra M Shet, Girish V Lakhekar, Nalini C Iyer, and Sandeep D Hanwate. Robust fuzzy quasi-SMC-based steering control of autonomous vehicle subject to parametric uncertainties and disturbances. *International Journal of Automotive Technology*, pages 1–19, 2024.
- [10] Erkin Dinçmen. Neural network steering control algorithm for autonomous ground vehicles having signal time delay. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, 238(4):720–736, 2024.

EK - Kontrol Sistemi Kararlılık Analizi

Bu bölümde kontrolör ağı için Lyapunov kararlılık analizi sunulmuştur. Model ağı öğrenme süreci için kararlılık analizi sayfa kısıtından dolayı verilmemiştir. Kararlılık analizi ile (14)'te verilen E_r fonksiyonunun sıfıra yakınsaması şartı irdelenmiştir. Bu amaçla ayrık zamanlı Lyapunov fonksiyonu şu şekilde yazılmıştır:

$$V(k) = \frac{1}{2} (r_{ref}(k) - r(k))^2.$$

Burada k örnekleme anı, $V(k)$ ise k 'nci adımdaki Lyapunov fonksiyonu değeridir. Lyapunov fonksiyonundaki değişim şu şekilde formüle edilebilir:

$$\Delta V(k) = \Delta e_r(k) e_r(k) + \frac{1}{2} \Delta e_r^2(k). \quad (26)$$

Bu noktadan itibaren k parametresi denklemlerde görünüş sadeliği açısından gösterilmemiştir. Δe_r şu şekilde elde edilebilir:

$$\Delta e_r = \frac{\partial e_r}{\partial W_{C0}} \Delta W_{C0} + \frac{\partial e_r}{\partial W_{C1}} \Delta W_{C1}, \quad (27)$$

Kontrolör ağı aracı kontrol ettiği için bu ağıın ağırlıkları aracın çıkışını belirlemektedir. Bu nedenle (27) ifadesi (26)'ya yerleştirilirse,

$$\begin{aligned} \Delta V &= \frac{\partial e_r}{\partial W_{C0}} \Delta W_{C0} e_r + \frac{\partial e_r}{\partial W_{C1}} \Delta W_{C1} e_r \\ &+ \frac{1}{2} \left(\frac{\partial e_r}{\partial W_{C0}} \Delta W_{C0} \right)^2 + \frac{1}{2} \left(\frac{\partial e_r}{\partial W_{C1}} \Delta W_{C1} \right)^2 \\ &+ \frac{\partial e_r}{\partial W_{C0}} \Delta W_{C0} \frac{\partial e_r}{\partial W_{C1}} \Delta W_{C1}, \end{aligned} \quad (28)$$

elde edilir. Ayrıca $\frac{\partial e_r}{\partial W_{C0}} = \frac{\partial e_r}{\partial W_{C0}} \frac{\partial E_r}{\partial e_r}$ ve $\frac{\partial e_r}{\partial W_{C1}} = \frac{\partial e_r}{\partial W_{C1}} \frac{\partial E_r}{\partial e_r}$ ifadeleri kullanılarak şu yazılabilir,

$$\begin{aligned} \frac{\partial e_r}{\partial W_{C0}} &= \frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}}, \\ \frac{\partial e_r}{\partial W_{C1}} &= \frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}}. \end{aligned} \quad (29)$$

(29) denklemi (28) denkleminde eklenerek ve eğitim kuralları (15) ve (16) numaralı denklemler gözönüne alınırsa,

$$\begin{aligned} \Delta V &= \frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \left(-\eta_C \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}}^T \right) e_r \\ &+ \frac{1}{2} \left[\frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \left(-\eta_C \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}}^T \right) \right]^2 \\ &+ \frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \left(-\eta_C \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}}^T \right) e_r \\ &+ \frac{1}{2} \left[\frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \left(-\eta_C \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}}^T \right) \right]^2 \\ &+ \frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \left(-\eta_C \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}}^T \right) \\ &\cdot \frac{1}{e_r} \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \left(-\eta_C \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}}^T \right), \end{aligned} \quad (30)$$

yazılır. Burada,

$$\frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} = \left[\frac{\partial E_r}{\partial w_{C01}}, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C02}}, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C03}}, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C04}} \right],$$

ve,

$$\frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} = \left[\frac{\partial E_r}{\partial w_{C11}}, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C12}}, \dots, \frac{\partial E_r}{\partial w_{C132}} \right],$$

şekildedir. (30) numaralı denklemden aşağıdaki eşitlik yazılabilir:

$$\begin{aligned} \Delta V &= -\eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{e_r^2} \eta_C^2 \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|^4 \\ &- \eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|^2 + \frac{1}{2} \frac{1}{e_r^2} \eta_C^2 \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|^4 \\ &+ \frac{1}{e_r^2} \eta_C^2 \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|^2 \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|^2. \end{aligned} \quad (31)$$

(31) ifadesi düzenlenerek,

$$\begin{aligned} \Delta V &= -\eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|^2 \\ &\cdot \left[1 - \frac{1}{2e_r^2} \eta_C \left(\left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|^2 + 2 \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|^2 \right) \right] \\ &- \eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|^2 \left[1 - \frac{1}{2e_r^2} \eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|^2 \right], \end{aligned} \quad (32)$$

elde edilir. Gradyenler için üst sınırlar $\left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\| \leq \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|_{max}$ ve $\left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\| \leq \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|_{max}$ şeklinde ifade edilirse,

$$\begin{aligned} \Delta V &\leq -\eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|^2 \\ &\cdot \left[1 - \frac{1}{2e_r^2} \eta_C \left(\left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|_{max}^2 + 2 \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|_{max}^2 \right) \right] \\ &- \eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|^2 \left[1 - \frac{1}{2e_r^2} \eta_C \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|_{max}^2 \right] \end{aligned} \quad (33)$$

eşitsizliğine ulaşılır. Burada ΔV ifadesinin negatif olması için aşağıdaki koşulun sağlanması gerekmektedir:

$$\eta_C < \frac{2e_r^2}{\left(\left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C0}} \right\|_{max}^2 + 2 \left\| \frac{\partial E_r}{\partial W_{C1}} \right\|_{max}^2 \right)} \quad (34)$$

Gradyan matrisleri $\partial E_r / \partial W_{C0}$ ve $\partial E_r / \partial W_{C1}$ 'nin elemanları daha önce (18), (19), (21) ve (22) numaralı denklemlerde verilmişti. Kontrolör ağı için (34)'te görülen matris normları için üst sınır değerleri tahmin edilebilir ve böylece kontrolör ağıının öğrenme adımı büyüklüğü η_C değeri (34) şartını sağlayacak şekilde seçilirse ΔV negatif olur ve bunun da sonucu E_r 'nin sıfıra yakınsaması garanti edilmiş olunur.

Takvimsel ve Döngüsel Batarya Bozulmasının Elektrikli Araç Toplam Sahip Olma Maliyetine Farklı İklimlerdeki Etkisi

Effect of Calendar and Cyclic Battery Degradation in Electric Vehicle Total Cost of Ownership Across Different Climates

Berk Aşçıoğlu¹, Chiedozi Augustine Ike-Offiah², Nazif Hakan Yeniay³, Canraş Batunlu⁴

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik,
İstanbul, Türkiye
berk.ascioglu@avl.com

²Sürdürülebilir Çevre ve Enerji Sistemleri Bölümü,
Orta Doğu Teknik Üniversitesi Kuzey Kıbrıs Kampüsü, Mersin 10, Türkiye
chiedozi@metu.edu.tr

³AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik,
İstanbul, Türkiye
hakan.yeniay@avl.com

⁴Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü,
Orta Doğu Teknik Üniversitesi Kuzey Kıbrıs Kampüsü, Mersin 10, Türkiye
cbatunlu@metu.edu.tr

Özetçe

Son yıllarda, iklim değişikliği ve küresel ısınmada önemli etkiye sahip olan başlıca çevre kirliliği unsurlarından biri, fosil yakıtların ulaşım araçlarındaki kullanımıdır. Son bilimsel ve teknolojik gelişmelere göre, fosil yakıtların kullanımını azaltmak, çevresel kirlenmeyi önemli ölçüde azaltır ve halk sağlığını iyi yönde etkiler. Fosil yakıt tüketimini azaltmak için kullanılan bir yöntem ise, içten yanmalı motorlara sahip araçların yerine elektrikli araçların kullanımını artırmaktır. Ancak, elektrikli araç bataryalarının zamanla bozulması ve çalıştırılmasının tehlikeli hale gelmesi, başlıca zorluklardan biridir. Batarya bozulmasının yanı sıra, batarya maliyetlerinin de farklı yönlerden analiz edilmesi önemli bir rol oynamaktadır. Bu makale, batarya değiştirme maliyeti modellemesi ve enerji verimliliği kaybını sunar ve belli bölgeler arasındaki toplam sahip olma maliyeti (TCO) üzerindeki etkiyi tahmin eder. Bu çalışmada, toplam sahip olma maliyetini kullanarak elektrikli araçlar ve içten yanmalı motora sahip olan araçlar arasındaki tasarrufların farklı iklim koşullarına sahip bölgelerde kıyaslanması işlenmiştir.

Abstract

In recent years, one of the main environmental pollution factors that has a significant impact on climate change and global warming is the use of fossil fuels in transportation vehicles. Reducing the use of fossil fuels considerably lessens environmental deterioration and improves public health, according to recent scientific and technological researches. A

method used to reduce fossil fuel consumption is to increase the use of electric vehicles instead of vehicles with internal combustion engines. However, the fact that electric vehicle batteries degrade over time and become dangerous to operate is one of the primary challenges. In addition to battery degradation, analyzing battery costs from different aspects also plays an important role. This paper presents a replacement cost modelling and energy efficiency loss, and estimates the impact on total cost of ownership (TCO) across regions. This study presents a comparison of the savings between electric vehicles and internal combustion engine vehicles in regions with different climatic conditions using total cost of ownership.

1. Giriş

Elektrikli araçların bataryalarının kullanım ömürleri, depolama kapasitelerinin azalması ve güç çıkışındaki kademeli düşüş nedeniyle sınırlanır [1]. Kesintili yenilenebilir enerji kaynaklarının giderek artan kullanımı, güç sistemlerinin güvenilirliğini, istikrarını ve kalitesini artırmak bakımından zorluklar içermektedir. Bu nedenle, üretilen enerjiyi depolama önemli bir bileşen haline gelmiştir. Yüksek enerji yoğunluğu, artan kapasitesi, sağlamlığı ve ani güç dalgalanmalarına hızlı tepki süresi nedeniyle bataryalar, kullanılan en önemli depolama teknolojilerinden biridir [1-2]. Öte yandan, araçtan şebekeye (Vehicle-to-Grid, V2G) teknolojisi kullanılarak elektrikli araçların, elektrik şebekesi ve çeşitli yenilenebilir enerji sistemleriyle entegre olmasıyla, sürdürülebilirlik hedeflerine ulaşmayı iyileştiren kooperatif bir hibrit sistem oluşturulmaktadır [3-4]. İçten yanmalı motorlu araçlarla karşılaştırıldığında, elektrikli güç aktarma organlarını kullanan

araçlar, artan verimlilikleri sayesinde işletme maliyetlerini düşürürler. Batarya paketlerinin özellikleri, sürücü davranışı, sürüş mesafesi ve trafik koşulları gibi faktörler araç verimliliği üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. 2008'den bu yana yaşanan teknolojik gelişmeler ve politikalar, batarya menzili artırılmıştır ve maliyetleri dört katına çıkarmıştır [5]. Değişken işletme maliyetli geleneksel enerji depolama sistemlerinin aksine, yakıt tüketiminin az olması nedeniyle elektrikli araç bataryalarının bozulma maliyetlerinin tahmin edilmesi zordur.

Birçok çalışmada, dağıtım hedef fonksiyonu, batarya enerji depolama sistemlerinin batarya bozulma maliyetini göz ardı etmekte veya maliyet fonksiyonunun uygulanması için bir gerekçe sağlamada başarısız olmaktadır. Batarya enerji depolama sistemlerinin bozulma maliyetini hesaba katarak, güç sistemlerindeki optimizasyon çözümleri, batarya bozulmasının yaklaşık olarak döngü sayısı ile orantılı olduğu varsayımını yapar [6]. Batarya enerji depolama sistemlerinin uygulama ve çalışma koşulları, karlılığı üzerinde önemli bir etkiye sahiptir. Batarya enerji depolama sistemlerinin en yaygın kullanım alanı enerji arbitrajıdır ve fiyatlandırma mekanizmasına bağlı olarak karlılık önemli ölçüde değişebilir. Bu nedenle, farklı işletim stratejileri ve enerji fiyatlandırma planları altında kapsamlı bir tekno-ekonomik çerçevede vaka bazında bir analiz yapılması esastır [7]. Batarya bozulmasını yöntemlerinden biri, belirli bir laboratuvar verisinden sağlık durumu (State of Health, SOH) tahminini içeren veri odaklı bir yöntemdir; diğeri ise, bir elektrik bataryasının eşdeğer devre modelinden SOH tahminini içeren model tabanlı bir yöntemdir [6-8]. Çeşitli araştırmalar göre, batarya değiştirme maliyetini incelenmiş ve batarya ömrünü göz önünde bulundurarak batarya bozulmasını ölçmek için SOH'a dayalı modelleme çalışmaları yapılmıştır. Bu tür modeller, bataryanın yatırım maliyetini SOH'a bağlar ve bunu ΔSOH yoluyla azaltır; bu da döngü nedeniyle bataryanın ömrünü kısaltır [8-10].

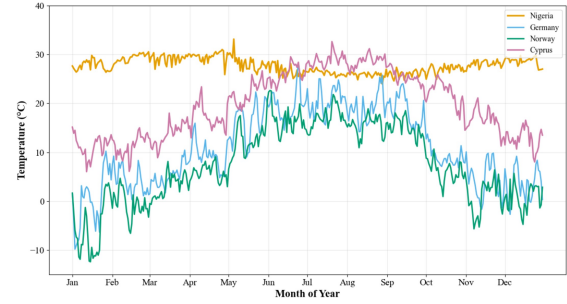
Tüm bu mali durumları etkileyen faktörler ile birlikte, elektrikli araçlar için toplam sahip olma maliyeti (TCO), geleneksel bir içten yanmalı motorlu araca sahip olmak yerine, aracın kullanım ömrü boyunca bir elektrikli araca sahip olmanın mantıklı olup olmadığını belirlemek için kullanılan bir parametredir [11]. TCO hesaplamaları, elektrikli araçların benimsenip benimsenmeyeceğine karar vermede önemli bir faktör olarak kabul edilen karbon emisyonlarını da kapsayacak şekilde genişletilebilir [12].

Bu çalışmada ilk olarak, Kuzey Kıbrıs, Almanya, Norveç ve Nijerya olmak üzere dört bölgedeki çeşitli sıcaklık profilleri ele alınmaktadır. İkinci olarak, bozulma sonuçlarının elde edildiği deneysel test türleri kısaca tartışıldıktan sonra, yukarıda belirtilen dört ülke için bozulma yöntemlerinin belirlenen parametreleri uygulanmaktadır. Son olarak, dört ülke için de TCO, etkileyen çeşitli parametreler de ele alınarak tanıtılmaktadır.

2. Metodoloji

2.1 Sıcaklık Profillerinin Analizi

Şekil 1'de, Kuzey Kıbrıs, Almanya, Norveç ve Nijerya'nın çeşitli sıcaklık profilleri görülebilir. Bu ülkeler, sahip oldukları çeşitli sıcaklık farkları nedeniyle seçilmiştir. Norveç nispeten daha soğuk bir bölgeyi temsil ederken, Kuzey Kıbrıs nispeten sıcak bir bölgeyi temsil eder. Nijerya da Kuzey Kıbrıs'tan daha sıcak bir bölgedir. Almanya, Norveç kadar soğuk olmayan, ancak Kuzey Kıbrıs veya Nijerya kadar da sıcak olmayan bir sıcaklık profiline sahiptir.



Şekil 1: Nijerya, Almanya, Norveç ve Kuzey Kıbrıs için yıllık sıcaklık değişimi

Daha önce de belirtildiği gibi, Nijerya'nın sıcaklık profilinin Norveç ve Kuzey Kıbrıs gibi ülkelerle karşılaştırıldığında yıl boyunca nispeten istikrarlı kaldığını görüyoruz. Kuzey Kıbrıs'ın sıcaklık profili, Orta Doğu Teknik Üniversitesi Kuzey Kıbrıs Kampüsü'ndeki meteoroloji istasyonundan, diğer ülkelerin sıcaklık değerleri ise METOSTAT'tan elde edilmiştir.

2.2 Batarya Bozulma Modellemesi

Deneysel olarak elde edilen verilerle birlikte hücre davranışını modellemek için eşitlik (1)'deki Arrhenius modeli uygulanmıştır.

$$K_{deg} = A \exp\left(-\frac{E_a}{R} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}}\right)\right) \quad (1)$$

K_{deg} , genellikle 0,6 ila 0,8 eV arasında olan sabit ve kimyasal reaksiyon oranıdır [13]. A , Arrhenius faktörü olarak adlandırılır. T sıcaklığı ifade ederken T_{ref} ise oda sıcaklığında olduğu varsayılan referans sıcaklığı ifade eder ve R ise 8,314 J/mol K değerine sahip gaz sabitidir.

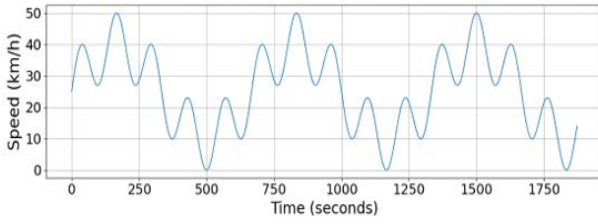
Çalışma boyunca yansıtılan zamana bağlı modelleme kullanılarak, SOH ile şarj durumu (State of Charge, SOC) arasındaki ilişki eşitlik (2)'de verildiği gibi kurulmuştur.

$$SOH(t) = 100\% - \int_0^t f(T(\tau), SOC(\tau)) d\tau \quad (2)$$

Mevcut standartlar, bir bataryanın ömrünün sonunun (End of Life, EOL), batarya kapasitesinin %80'ine ulaştığında gerçekleştiği konusunda hemfikirlerdir [14]. Tekrarlanan döngüler altında lityum iyon hücrelerinin kapasitesindeki gerçekçi bozulmayı yakalamak için deneysel test verilerinden bir döngüsel bozulma faktörü k_c çıkarılmıştır. Kaynak belgeler, çeşitli dört farklı test koşulu (Kombine bozulma testi, birinci döngüsel bozulma testi, ikinci döngüsel bozulma testi ve depolama bozulma testi) altında SOH'yi tam döngü eşdeğerlerine (Full Cycle Equivalents, FCEs) karşı gösteren bozulma grafiklerini göstermektedir. Döngüsel bozulma faktörü, eşitlik (3)'te gösterildiği gibi hesaplanır [15].

$$k_c = \frac{\Delta SOH}{100.100} \quad (3)$$

Dört testin ortalaması temsili bir değer olarak kullanılır ve 2.605×10^{-4} şeklinde hesaplanır. Bu çalışma boyunca FTP-75 sürücü döngüsü uygulandı. Döngü profili, ABD Çevre Koruma Ajansı tarafından geliştirilen ve küresel olarak araç davranışını ölçmek için bir ölçüt olarak kullanılan popüler kentsel sürücü döngüsünü temsil eder. [16]. Bahsedilen dört ülkenin tamamı



Şekil 2: Araç hızının zaman profiline dayalı FTP-75 sürücü döngüsü

için sürücü döngüsü uygulanmıştır. Sürücü döngüsü Şekil 2’de gösterilmektedir. Bu çalışmada, analiz için seçilen araç Tesla 3 modelidir. Tesla 3 modelinin ilgili özellikleri sırasıyla; 1.850 kg kütleye sahip olması, 9,81 m/s² yerçekimi ivmesine sahip olması, 2,22 m² ön cephe alanına sahip olması, 0,23 direnç katsayısına sahip olması, 1,225 kg/m³ hava yoğunluğuna sahip olması ve güç aktarma organlarında 0,9’luk bir verimliliğe sahip olmasıdır.

Batarya performans değerlendirme süreci, kritik batarya özelliklerini belirlemek için ayrıntılı bir test protokolü izlemiştir. Bu özellikler sırasıyla temel performans testi, ömür performans testi ve özel değerlendirme olarak üç farklı kategoriye ayrılabilir. Temel performans testi, açık devre gerilimi (Open Circuit Voltage, OCV) ile SOC ilişkileri, nominal kapasite ve doğru akım iç direnci (Direct Current Internal Resistance, DCIR) ölçümlerini içerir. Ömür performans testi, çeşitli kullanım ve çevre koşulları altında döngü testlerini içerir. Özel değerlendirme ise takvimsel bozulma değerlendirmelerini ve hızlı şarj yeteneği testlerini içerir.

Hücreden bataryaya yapılandırma ölçeklemesi için yapılandırma parametreleri ise sırasıyla; seri modüller 96, paralel modüller 46, toplam hücre sayısı 4.416, nominal gerilim 345,6 V, teorik kapasite 29.78 kWh, efektif kapasite 26.83 kWh ve DCIR ise 11,326 mΩ olarak alınmıştır. Ayrıca, soğutma sistemi olarak da sıvı soğutmalı sistem ile yapılandırılmıştır.

Bu çalışmada, ortam sıcaklığı ile batarya sıcaklığı arasında fark olduğunu belirtmek önemlidir. Batarya sıcaklığı, çalışma sıcaklığına ve ortam sıcaklığına bağlı olarak dinamik olarak hesaplanır. Bu fark, bataryadan geçen akımla doğru orantılı olan kendi kendini ısıtmadan kaynaklanır. Simülasyonda, ortam ve batarya arasında termal direnç nedeniyle sıcaklık dağılımı meydana geldiğinden, soğutma etkileri de dikkate alınır.

2.3 Toplam Sahip Olma Maliyeti

Birçok yazar, toplam sahip olma maliyetini oluşturan tüm parametreler konusunda fikir birliğine varamamış olsa da, çoğu yazar, satın alma fiyatının ve bataryanın kullanım ömrü boyunca değiştirme maliyetinin toplam sahip olma maliyetinin hesaplanmasına dahil edilmesi gerektiği konusunda hemfikirlerdir [11, 12]. Bu çalışmada, ilk satın alma fiyatı, kullanım ömrü boyunca batarya değiştirme maliyetleri, şarj giderleri ve bakımın toplamından kullanım ömrü sonundaki kalan değer çıkarılmasıyla hesaplanan basitleştirilmiş bir TCO modeli kullanılmıştır. Bu model, hem ön hem de uzun vadeli ekonomik taahhütleri kapsadığından, elektrikli araçları içten yanmalı motorlu araçlarla karşılaştırmak için önemlidir.

$$TCO_{EV} = P + \sum(B_{rn} \times C_{pack}) + C_h - R_v \quad (4)$$

Burada, P satın alma fiyatını, B_{rn} bataryanın ömür boyu değiştirme maliyetini, C_{pack} batarya takımı için şarj masraflarını, C_h bataryanın tahmini bakım maliyetini ve R_v ise bataryanın kullanım ömrü sonunda kalan değerini ifade eder. Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta, B_{rn} 'nin net bugünkü değer olarak hesaplanmasıdır, çünkü batarya ömrü sonunda değiştirilir.

$$B_{rn} = \sum \frac{B_r}{(1+r)^t} \quad (5)$$

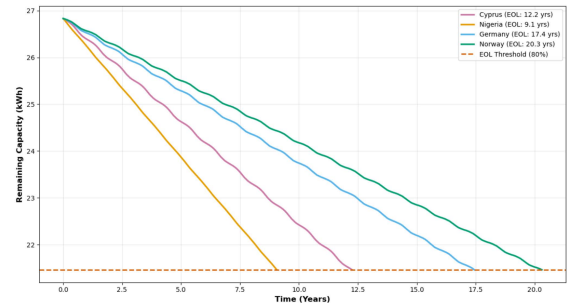
Burada ise, r iskonto oranını, t ise bataryanın değiştirilme zamanını yıl cinsinden ifade eder.

Bir sonraki bölümde, açıklanan bozulma algoritması ve toplam sahip olma maliyeti modeli kullanılarak elde edilen sonuçlar tartışılmaktadır.

3. Bulgular ve Tartışma

Şekil 3, dört ülke için bataryaların bozulmasını ve bunlara karşılık gelen batarya EOL değerlerini göstermektedir. Çeşitli ülkelerdeki bozulma oranları, ilgili ülkelerdeki ortam sıcaklıklarıyla oldukça uyumludur. Görüldüğü gibi, en hızlı bozulma en yüksek ortalama sıcaklığa sahip Nijerya’da gerçekleşirken, en yavaş bozulma en düşük ortalama sıcaklığa sahip Norveç’te gerçekleşmektedir. Daha önce de belirttiğimiz gibi, ölçeklendirmeden sonra batarya kapasitesi 26,83 kWh’dir. 20.3 değeri, çok yüksek bir EOL değeri olmasına rağmen, bataryanın deşarj derinliğine (Depth of Discharge, DoD) bağlı olarak ulaşabileceği bir değerdir [17]. Kodlama ile grafiği elde edilen algoritmada EOL değerleri hesaplanırken, soğuk sıcaklıkların bataryadaki bozulmayı güçlü bir şekilde baskılayabilmesi için yüksek bir aktivasyon enerjisi (0,7 eV) kullanılmıştır. Ayrıca, sıcaklık ivmelenme faktörü günlük olarak ortam sıcaklığından hesaplanmıştır. Bu, döngüsel bozulmayı takvimsel bozulma üstünde daha dominant hale getirmiştir ve soğuk iklimlerde daha belirgin hale gelen rejenerasyon eksikliğini fazlasıyla telafi etmiştir. Sonuç olarak daha iyimser ve uzun bir EOL elde edilmiştir.

Tablo 1 ve 2’de, Tesla 3 modelinin fiyatları ve elektrikli araç bataryalarının kWh başına fiyatları sırasıyla belirtilmiştir. Bu değerlerin doğrulama kaynaklarının çevrimiçi olarak kolayca bulunabileceğini ve değişime tabi oldukları için çok doğru olmayabileceğini belirtmek önemlidir. Ancak, bu fiyatlar arasındaki göreceli farkların makul tahminler dahilinde kalması ve gerçek dünya koşullarını yansıtmaları için özen gösterilmiştir. Aynı şekilde, Tablo 3, seçilen içten yanmalı motorlu aracın fiyatlarını yansıtmaktadır; bu araç bir Volkswagen Golf sınıfı modelidir. Fiyatlandırma tahmini ve varsayımlar, daha önce tartışıldığı gibi geçerlidir. Ayrıca, termal olarak hassas bir bozulma modeli kullandığımızı belirtmek gerekir. Ortam sıcaklığı, atmosfer sıcaklığı değildir.



Şekil 3: Bataryanın Kuzey Kıbrıs, Almanya, Norveç ve Nijerya için bir yıllık takvimsel ve döngüsel bozulması

Tablo 1: Tesla 3 modelinin ülkelere göre ayarlı fiyatları (Baz fiyat 40.000 \$ alınmıştır.)

Ülke	Ayarlı Fiyat (\$)	Temel Ayarlamalar	Doğrulama Kaynağı
Almanya	43.900	19% KDV	Tesla Germany Configurator
Kuzey Kıbrıs	49.200	10% İthalat Vergisi + 16% KDV	Cyprus Customs, Local Importers
Nijerya	58.000	35% İthalat Vergisi + 5% ek vergi + 7.5% KDV	Nigeria Customs, Local Dealers
Norveç	40.000	0% KDV / İthalat Vergisi (EV muafiyeti)	Tesla Norway, EV Policy

Tablo 2: Elektrikli araç bataryalarının ülkelere göre kWh başına ayarlı fiyatları

Ülke	Ayarlı Fiyat (\$/kWh)	Temel Ayarlamalar	Doğrulama Kaynağı
Almanya	135	0% EV bataryası için ithalat vergisi	EU Trade Policy
Kuzey Kıbrıs	163	10% İthalat vergisi + 16% KDV	TRNC Customs
Nijerya	178	35% ithalat vergisi + 5% ek vergi + 7.5% KDV + 10% bayi kar marjı	Nigeria Customs Tariff
Norveç	135	0% ithalat vergisi + KDV (EV komponent muafiyeti)	Norwegian Customs

Tablo 3: Volkswagen Golf sınıfı modelinin ülkelere göre baz ve ayarlı fiyatları

Ülke	Baz Fiyat (\$)	Ayarlı Fiyat (\$)	Ayarlama Faktörü
Almanya	30.000	27.000	-10% (yerel üretim)
Kuzey Kıbrıs	30.000	33.000	+10% ithalat vergisi
Nijerya	30.000	40.500	+35% ithalat vergisi
Norveç	30.000	37.500	+25% KDV

Tablo 4, km başına elektrikli araç bakım maliyeti, km başına içten yanmalı motorlu araç bakım maliyeti, elektrikli araç kalan değer yüzdesi (makul bir tahmin dahilinde), içten yanmalı motorlu araç kalan değer yüzdesi, iskonto oranı ve elektrikli araç verimliliği değerlerini göstermektedir. Tüm bu parametrelerin, batarya sisteminin kullanım ömrü sonuna (EOL) veya batarya ilk kez değiştirilene kadar hesaplandığını belirtmek önemlidir. Bu parametreler aşağıdaki gibi açıklanmaktadır:

- “Km başına elektrikli araç bakım maliyeti”, yazılım güncelleme maliyetleri, fren sistemi bakım maliyetleri ve lastik değiştirme maliyetleri dahil ancak bunlarla sınırlı olmamak üzere, aracın kilometre başına bakım maliyetini içerir.
- “Km başına içten yanmalı motorlu araç bakım maliyeti”, yağ değişimi, şanzıman sistemi bakımı ve yağ sistemi bakım maliyetlerini içerebilir. Bu maliyetlerin, nispeten daha fazla hareketli parçaya sahip olmaları nedeniyle genellikle elektrikli araçlara göre daha pahalı olduğunu belirtmek önemlidir. Bu yüksek maliyet, bu çalışmanın teknik analizine de yansımıştır.
- “Elektrikli araç kalan değer yüzdesi”, bataryanın ömrünün sonuna ulaştıktan sonra elektrikli aracın orijinal değerinin korunacağı tahmini yüzdeyi ifade eder. Bu, modelin tercih edilebilirliği, yerel elektrikli araç benimseme oranı (ülke başına benimseme oranları) ve elektrikli araçlarda ikincil pazarın olgunluğu gibi faktörlere bağlıdır.
- “İçten yanmalı motorlu araç kalan değer yüzdesi”, elektrikli araç bataryası ömür sonuna ulaştıktan sonra elektrikli araç muadilleri gibi korunan içten yanmalı motorlu araç orijinal değerini de ifade eder. Hem elektrikli araç hem de içten yanmalı motorlu araç kalan değer yüzdesinin ülkeye büyük ölçüde bağlı olduğunu belirtmek gerekir.
- “İskonto oranı” para birimi istikrarını yansıtır ve ekonomik istikrara göre değişir.
- “Elektrikli araç verimliliği” çoğunlukla kWh/km cinsinden enerji tüketimine bağlıdır ve sürüş agresifliğini açıklar. Bu parametre için kesin bir rakam vermek biraz zordur. Ancak, bir ülke ne kadar gelişmişse (yol kullanım kolaylığına bağlı olarak), elektrikli araç verimliliği parametresinin o kadar düşük olduğunu varsayabiliriz. Dolayısıyla, parametrenin en yüksek değerinin Nijerya’da olmasını beklenir.

Tablo 5 ve 6, bahsi geçen ülkelerdeki bataryaların EOL değerleri hesaba katıldığında, elektrikli araç ve içten yanmalı motor maliyet dağılımını ayrıntılı olarak açıklamaktadır. Şekil 3’te görüldüğü gibi, bu EOL değerleri Kuzey Kıbrıs, Nijerya, Almanya ve Norveç için sırasıyla 12,2 yıl, 9,1 yıl, 17,4 yıl ve 20,3 yıldır. Tablo 7, elektrikli araç toplam sahip olma maliyeti (TCO) ve içten yanmalı motorlu araç toplam sahip olma maliyeti (TCO) ile elde edilen tasarrufları özetlemektedir. Bu tasarruflar, elektrikli araç toplam sahip olma maliyetinin içten yanmalı motorlu araç toplam sahip olma maliyetinden (TCO) çıkarılmasıyla hesaplanır. Tablo 5, 6 ve 7’deki tüm değerler ABD doları cinsinden verilmiştir.

Norveç’in yaklaşık 40.000 dolarlık elektrikli araç tasarrufu, incelenen pazarlar arasında en yüksek seviyede olup, yalnızca politika avantajlarından değil, aynı zamanda alta yatan elektrokimyasal ilişkilerden de kaynaklanıyor olabilir. Bu çalışmada sürekli vurgulandığı gibi, soğuk iklimlerin lityum iyon

bozulmasını bastırdığını (EOL değeri 20,3 yıl) ve şebeke destekli ön koşullandırmanın yüksek gerilim alternatif akım yüklerini en aza indirdiğini (0,14 kWh/km verimlilik) anlıyoruz. Bu, Bjørn Nyland'ın gerçek dünya testinde de incelediği gibi ekonomik bir avantaj yaratır [18]. Tersine, Nijerya'nın yaklaşık 5.800 dolarlık açığı, 40°C ortam sıcaklıklarının kapasite azalmasını hızlandırabileceği (EOL 9,1 yıl) ve klima taleplerinin enerji tüketimini %27 (0,19 kWh/km) oranında artırabileceği termal bir kısır döngüyü ortaya çıkarır.

Bu iklim penaltısı, UNDP'nin Lagos taksi filolarını izlemesiyle doğrulanmaktadır. Bu uç noktalar arasında, Almanya'nın yaklaşık 1.800 dolarlık tasarrufu, teşviklerin ortalama iklim koşullarını nasıl telafi ettiğini gösterebilirken, Kuzey Kıbrıs'ın yaklaşık 5.100 dolarlık açığı, küçük pazarların genellikle birden fazla dezavantajdan nasıl muzdarip olabileceğini vurgular. Varsayılan %10 ithalat vergileri zaten yüksek olan batarya maliyetlerini daha da artırır (168 ABD doları/kWh).

Tablo 4: Almanya, Kuzey Kıbrıs, Nijerya ve Norveç için gerekli TCO parametreleri

Ülke\Parametre	Km başına elektrikli araç bakım maliyeti (\$)	Km başına içten yanmalı motorlu araç bakım maliyeti (\$)	Elektrikli araç kalan değer yüzdesi (%)	İçten yanmalı motorlu araç kalan değer yüzdesi (%)	İskonto Oranı	Elektrikli araç verimliliği
Almanya	0,01	0,04	38	35	0,04	0,15
Kuzey Kıbrıs	0,02	0,05	22	30	0,12	0,17
Nijerya	0,03	0,06	18	28	0,18	0,19
Norveç	0,01	0,05	48	32	0,03	0,14

Tablo 5: Almanya, Kuzey Kıbrıs, Nijerya ve Norveç için içten yanmalı motorlu araç (Volkswagen Golf sınıfı) maliyet dağılımı

Ülke\Maliyet Tipi	Satın alma maliyeti (\$)	Yakıt maliyeti (\$)	Bakım maliyeti (\$)	Batarya bozulmasından sonra korunan değer (\$)
Almanya	27.000,00	22.837,50	10.440,00	11.250,00
Kuzey Kıbrıs	33.000,00	12.407,40	8.784,00	9.240,00
Nijerya	40.500,00	5.173,35	6.825,00	10.125,00
Norveç	37.500,00	32.581,50	12.180,00	11.250,00

Tablo 6: Almanya, Kuzey Kıbrıs, Nijerya ve Norveç için elektrikli araç (Tesla 3) maliyet dağılımı

Ülke\Maliyet Tipi	Satın alma maliyeti (\$)	EOL'de batarya değişiminin net bugünkü değeri (\$)	Şarj maliyeti (\$)	Bakım maliyeti (\$)	Batarya bozulmasından sonra korunan değer (\$)
Almanya	43.900,00	1.464,42	17.770,19	2.610,00	16.682,00
Kuzey Kıbrıs	49.200,00	1.127,27	8.710,80	3.294,00	12.300,00
Nijerya	58.000,00	1.896,59	3.604,97	2.047,50	17.400,00
Norveç	40.000,00	1.076,22	9.425,49	3.045,00	19.680,00

Tablo 7: Almanya, Kuzey Kıbrıs, Nijerya ve Norveç için TCO ve elektrikli araç tasarruf değerleri

Ülke\TCO-Tasarruf Değeri	Elektrikli araç TCO değeri (\$)	İçten yanmalı motorlu araç TCO değeri (\$)	Elektrikli araç tasarrufu (\$)
Almanya	49.062,60	50.827,50	1.764,90
Kuzey Kıbrıs	50.032,07	44.951,40	-5.080,67
Nijerya	48.149,06	42.373,35	-5.775,71
Norveç	30.824,76	71.011,50	40.186,74

4. Sonuçlar

Bu çalışma, farklı iklimlerdeki elektrikli araçların toplam sahip olma maliyetinde batarya bozulmasının etkilerini analiz etmek için kapsamlı ve veri odaklı yaklaşımı araştırmaktadır. Takvimsel bozulma, sıcaklık etkilerini hesaba katmak için Arrhenius denklemi kullanılarak modellenirken, döngüsel bozulma faktörü deneysel verilerden alınmıştır. Dolayısıyla, model zaman içinde kapasite azalmasını tahmin etmek için kullanılır. Simülasyonlara dayanarak, FTP-75 sürücü döngüsü ve Tesla Model 3 spesifikasyonlarının kullanılması, bozulmada coğrafi farklılıkları ortaya koymuştur; Nijerya, Almanya, Norveç ve Kuzey Kıbrıs ile karşılaştırıldığında (daha yüksek sıcaklıklar nedeniyle) en hızlı kapasite kaybını göstermiştir. Farklı ülkelerin iklim davranışlarına dayalı bozulma seviyesine göre, çeşitli maliyet türlerinde önemli değişiklikler ortaya çıkmış ve bu da ülkelerin toplam sahip olma maliyetinde farklılık görmemize yol açmıştır. En soğuk ülkenin ekonomik avantajlara, en sıcak ülkenin ise ekonomik dezavantajlara sahip olduğu sayılarla açıkça belirtilmiştir. Bu çalışma, TCO hesaplamasının basitleştirilmiş bir yolu için değerli bir araç sağlamakta ve farklı iklimlere dayalı batarya bozulmasının ekonomik yönlerini göstermektedir. Gelecekteki çalışmalar, gerçek dünyadaki sürüş değişkenliğine dayalı ekonomik yönleri, gelişmiş termokimyasal dinamikleri hesaba katmayı ve modelin sağlamlığını göstermeyi içerebilir.

Kaynakça

- [1] S. Rohr, S. Wagner, M. Baumann, S. Müller and M. Lienkamp, "A techno-economic analysis of end of life value chains for lithium-ion batteries from electric vehicles," *2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, Monte Carlo, Monaco, 2017, pp. 1-14, doi: 10.1109/EVER.2017.7935867.
- [2] A. Zurfi and J. Zhang, "An electrical model for energy efficiency evaluation of NiMH batteries," *2017 IEEE 30th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, Windsor, ON, Canada, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/CCECE.2017.7946648.
- [3] F. Alanazi, M. Bilal, A. Armghan and M. R. Hussan, "A Metaheuristic Approach Based Feasibility Assessment and Design of Solar, Wind, and Grid Powered Charging of Electric Vehicles," in *IEEE Access*, vol. 12, pp. 82599-82621, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3411291.
- [4] E. Karanasios, M. Ampatzis, P. H. Nguyen, W. L. Kling and A. van Zwam, "A model for the estimation of the cost of use of Li-Ion batteries in residential storage applications integrated with PV panels," *2014 49th International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*, Cluj-Napoca, Romania, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/UPEC.2014.6934739.
- [5] P. Prevedouros and L. Mitropoulos, "Impact of Battery Performance on Total Cost of Ownership for Electric Drive Vehicle," *2018 21st International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)*, Maui, HI, USA, 2018, pp. 1155-1160, doi: 10.1109/ITSC.2018.8569439.
- [6] L. Zhang *et al.*, "Improved Cycle Aging Cost Model for Battery Energy Storage Systems Considering More Accurate Battery Life Degradation," in *IEEE Access*, vol. 10, pp. 297-307, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3139075.
- [7] Y. Tian, W. Wei, X. Sun, J. Liu and S. Mei, "Techno-economic Analysis of Battery Energy Storage System Considering Degradation and Pricing Mechanism," *2022 7th Asia Conference on Power and Electrical Engineering (ACPEE)*, Hangzhou, China, 2022, pp. 230-234, doi: 10.1109/ACPEE53904.2022.9783708.
- [8] M. Amini, M. H. Nazari and S. H. Hosseinian, "Optimal Scheduling and Cost-Benefit Analysis of Lithium-Ion Batteries Based on Battery State of Health," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 1359-1371, 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3232282.
- [9] Y. Riffonneau, S. Bacha, F. Barruel, and S. Ploix, "Optimal Power Flow Management for Grid Connected PV Systems With Batteries," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol. 2, no. 3, pp. 309-320, Jul. 2011.
- [10] S. Han, S. Han, and H. Aki, "A practical battery wear model for electric vehicle charging applications," *Appl. Energy*, vol. 113, pp. 1100-1108, Jan. 2014.
- [11] Z. Liu, J. Song, J. Kubal, N. Susarla, K. W. Knehr, E. Islam, P. Nelson, and S. Ahmed, "Comparing total cost of ownership of battery electric vehicles and internal combustion engine vehicles," *Energy Policy*, vol. 158, p. 112564, 2021. doi: 10.1016/j.enpol.2021.112564.
- [12] L. K. Mitropoulos, P. D. Prevedouros, and P. Kopelias, "Total cost of ownership and externalities of conventional, hybrid and electric vehicle," *Transp. Res. Procedia*, vol. 24, pp. 267-274, 2017.
- [13] Schmalstieg, J., K" abitz, S., Ecker, M., Sauer, D.U. (2014). A Holistic Aging Model for Li(NiMnCo)O2 Based 18650 Lithium Ion Batteries. *Journal of Power Sources*, 257, 325-334. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2014.02.012
- [14] Ruiz, V., Di Persio, F. (2018). Standards for the Performance and Durability Assessment of Electric Vehicle Batteries: Possible Performance Criteria for an Ecodesign Regulation. Technical Report JRC113360, Joint Research Centre (JRC), European Commission. Available at: <https://publications.jrc.ec.europa.eu/repository/handle/JRC113360>
- [15] Wang, J., Liu, P., Hicks-Garner, J., Sherman, E., Soukiazian, S., Verbrugge, M., Tataria, H., Musser, J., Finamore, P. (2011). Cycle-life model for graphite-LiFePO4 cells. *Journal of Power Sources*, 196(8), 3942-3948. DOI: 10.1016/j.jpowsour.2010.11.134
- [16] U.S. Environmental Protection Agency. (2020). Light-Duty Vehicle Emission Test Procedures. Federal Register, 85(124), 38374-38420.
- [17] D. Fioriti *et al.*, "Battery lifetime of electric vehicles by novel rainfall-counting algorithm with temperature and charge dynamics: Effects of fast charging, user habits, vehicle-to-grid and climate zones," *Journal of Energy Storage*, vol. 59, p. 106458, 2023, doi: 10.1016/j.est.2022.106458
- [18] C. Zhao, Y. Li, Y. Yang, S. Wan, F. Yu, C. Yu, C. Deng, A. Zhou, and X. Shen, "Research on electric vehicle range under cold condition," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 14, no. 3, pp. 1-12, Mar. 2022, doi: 10.1177/16878132221087083

İki Eksenli Top Dengeleyici Sistemi için Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

Sliding Mode Control of a Two-Degree-of-Freedom Ball Balancer

Sercan Yılmaz¹, Halit Ergezer²

¹Stabilizasyon ve Kontrol Birimi
ASELSAN Elektronik Sanayi ve Ticaret A.Ş., Ankara
sercanyilmaz@aselsan.com

²Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Çankaya Üniversitesi, Ankara
halitergezer@cankaya.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Quanser ürünü iki boyutlu top-plaka sistemi için kayan kipli denetleyici (KKD) tasarlanmış ve tasarlanan kontrolcünün performansı standart bir oransal-türevsel (OT) denetleyici ile karşılaştırılarak simülasyon ortamında test edilmiştir. Sistemin doğrusal olmayan dinamiklerini etkin bir şekilde yönetmek amacıyla, Lyapunov kararlılık kanıtına dayalı bir denetim yasası geliştirilmiştir. Denetleyici performansları; yörünge takip hassasiyeti, dış bozulculara karşı sağlamlık, harcanan kontrol çabası ve zamanla çarpımlı mutlak hatanın integrali (ITAE) gibi temel ölçütler kullanılarak kapsamlı bir şekilde analiz edilmiştir. Simülasyon sonuçları, önerilen KKD'nin, özellikle dış bozucuların varlığında, OT denetleyiciye kıyasla daha sağlam bir yapı sergilediğini ve daha düşük bir ITAE değeri elde ederek üstün bir yörünge takip performansı sağladığını ortaya koymuştur. Bu bulgular, kayan kipli denetimin top-plaka gibi sistemler için yüksek performanslı ve güvenilir bir kontrol stratejisi olduğunu doğrulamaktadır.

Abstract

In this study, a sliding-mode controller (SMC) for the Quanser two-dimensional ball-plate system is designed and tested in a simulation environment by comparing its performance with a standard proportional-derivative (PD) controller. A control law based on Lyapunov stability proof is developed to effectively manage the nonlinear dynamics of the system. The controller performances are comprehensively analyzed using key metrics such as trajectory tracking accuracy, robustness to external disturbances, control effort expended, and integral of time-weighted absolute error (ITAE). Simulation results reveal that the proposed SMC exhibits more robust structure compared to the PD controller, especially in the presence of external disturbances, and achieves a lower ITAE value, providing superior trajectory tracking performance. These findings confirm that sliding mode control is a high-performance and reliable control strategy for systems such as ball plates.

1. Giriş

Modern mühendislik alanında kontrol sistemleri, endüstriyel otomasyondan havacılık ve uzay seyrüseferine kadar sayısız karmaşık sürecin işleyişi için temel bir rol oynamaktadır. Mühendisler, yeni kontrol teorilerini kritik, gerçek dünya senaryolarında uygulamadan önce test etmek ve doğrulamak için genellikle kıyaslama amaçlı deneysel platformlardan yararlanır. Bu platformların en klasik ve zorlayıcı olanlarından biri, iki serbestlik dereceli (2-DOF) top-plaka sistemidir. Bu sistem, bir topun üzerinde serbestçe yuvarlanabildiği düz bir plakadan oluşur ve temel kontrol amacı, sadece plakayı eğerek topu belirli bir noktada dengelemek veya istenen bir yörüngeyi takip etmesini sağlamaktır [1]. Bu çalışmada kullanılan fiziksel donanım, kontrol sistemleri eğitimi ve araştırmaları için tasarlanmış, laboratuvar düzeyinde bir mekatronik sistem olan “Quanser 2D Top-Plaka Dengeleyicisi”dir [2]. Şekil 1’de Quanser 2 serbestlik dereceli top dengeleyici düzeneği gösterilmiştir.



Şekil 1: Quanser 2 Serbestlik Dereceli Top Dengeleyici [8]

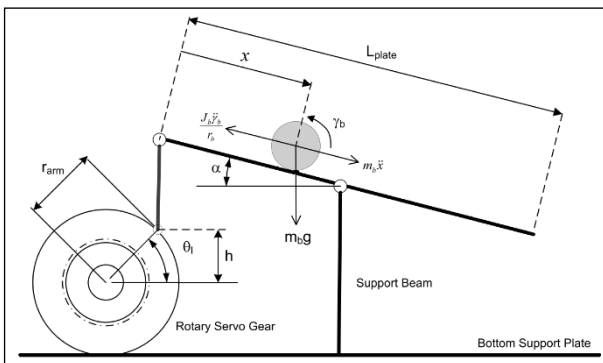
Sistem, plakanın eğimini sağlamak için iki ortogonal servo motor kullanırken, topun pozisyonu için tepeye yerleştirilmiş bir kamera ile görsel geri besleme sağlar. Denetleyici tasarımı amacıyla, bu sistemin karmaşık dinamikleri genellikle basitleştirilir. Topun kaymadan yuvarlandığı ve plaka açılarının küçük olduğu varsayıldığında, plaka eğim açısı ile topun ivmesi arasındaki ilişki, her eksen için ayrıştırılmış, doğrusallaştırılmış bir modelle tanımlanabilir [2], [3]:

$$\ddot{x}(t) = bu_x(t) \quad (1)$$

Burada $\ddot{x}(t)$ topun doğrusal ivmesini, $u_x(t)$ plakanın θ_x açısıyla tanımlanan kontrol girişini (yani, $u_x = \sin(\theta_x)$) ve b ise sistem kazancını temsil eder. Bu raporun temel amacı, Quanser 2D Top-Plaka Dengeleyicisi için iki farklı kontrol stratejisi tasarlamak, simülasyonunu yapmak ve karşılaştırmalı bir performans analizi sunmaktır. Bunlardan ilki, endüstride yaygın olarak kullanılan doğrusal bir denetleyici olan standart Oransal-Türevsel (OT) denetleyicidir. İkincisi ise doğrusal olmayan, sağlam bir yapıya sahip Kayan Kipli Denetleyici (KKD)'dir. KKD, özellikle teorik olarak model belirsizliklerine ve dış bozululara karşı gösterdiği sağlamlık nedeniyle seçilmiştir; bu özellik, fiziksel sistemler için oldukça arzu edilen bir nitelik [1], [4]. Bu iki denetleyicinin performansı, oturma zamanı, yüzde aşım, kalıcı durum hatası, kontrol çabası ve zamanla çarpımlı mutlak hatanın integrali (ITAE) gibi standart ölçütlere dayalı olarak nicel bir şekilde değerlendirilecektir. Literatüre dayanarak, KKD'nin daha üstün yörünge takibi ve bozucu reddetme yetenekleri sergileyeceği varsayılmaktadır [4], [5]. İlk olarak top-plaka sisteminin matematiksel modellemesi detaylandırılmakta, ikinci olarak hem OTT hem de kayan kipli denetleyiciler için tasarım metodolojisi ve teorik altyapısı açıklanmaktadır. Sonraki bölümde her iki denetleyiciden elde edilen sonuçlar sunulmakta ve karşılaştırmalı analizi yapılmaktadır. Son bölümde ise bulguların bir özeti ve gelecekteki çalışmalara yönelik önerilerle sonlandırmaktadır.

2. Top-Plaka Sistemi

Bu bölümde, denetleyici tasarımının temelini oluşturan Quanser 2D Top-Plaka sisteminin matematiksel modeli iki ana başlık altında incelenmektedir. İlk olarak, plaka üzerindeki topun hareketini tanımlayan genel sistem dinamiği ele alınmış, ardından plakanın eğimini sağlayan Quanser firmasına ait SRV02 servo motorunun modeli sunulmuştur.



Şekil 2: İki Eksenli Top Dengeleyicinin Serbest Cisim Diyagramı [8]

2.1. Top-Plaka Sisteminin Genel Yapısı ve Dinamiği

Bu bölümde, denetleyici tasarımının temelini oluşturan Quanser 2D Top-Plaka sisteminin matematiksel modeli iki ana başlık altında incelenmektedir. İlk olarak, plaka üzerindeki topun hareketini tanımlayan genel sistem dinamiği ele alınmış, ardından plakanın eğimini sağlayan SRV02 servo aktüatörünün (aktüatör) modeli sunulmuştur. 2.1 Top-Plaka Sisteminin Genel Yapısı ve Dinamiği Quanser 2D Top-Plaka sistemi, temel olarak iki eksen (x ve y) dönebilen bir plaka ve bu plaka üzerinde serbestçe yuvarlanan bir toptan oluşur [8]. Sistemin temel kontrol amacı, plakanın eğim açılarını (θ_x, θ_y) kontrol ederek topun konumunu (x,y) istenen bir referans noktasında tutmak veya belirli bir yörüngeyi izlemesini sağlamaktır. Bu sistem, eksik tahrikli ve doğrusal olmayan yapısıyla karmaşık bir kontrol problemi sunar [6], [7]. Denetleyici tasarımını basitleştirmek amacıyla, sistemin dinamiği belirli varsayımlar altında modellenmiştir:

- (i) Top, plaka üzerinde kayma olmaksızın yuvarlanmaktadır,
- (ii) Plakanın eğim açıları küçüktür
- (iii) Sürtünme gibi doğrusal olmayan etkiler ihmal edilmiştir.

Bu varsayımlar altında, Newton'un ikinci yasası kullanılarak topun bir eksenindeki hareketi (örneğin x-ekseni) için doğrusal olmayan denklem türetilir [2]. Plakanın eğim açısı (α) ile topun ivmesi (\ddot{x}) arasındaki ilişki şu şekilde ifade edilir:

$$\frac{d^2}{dt^2} x(t) = \frac{m_b g \sin(\alpha(t)) r_b^2}{m_b r_b^2 + J_b} \quad (2)$$

Burada m_b topun kütlesi, r_b topun yarıçapı, J_b topun eylemsizlik momenti ve g yerçekimi ivmesidir. Plakanın eğim açısı $\alpha(t)$ ise, aktüatör olan SRV02 servo motorun yük dişlisi açısı $\theta_l(t)$ ile ilişkilidir [2]:

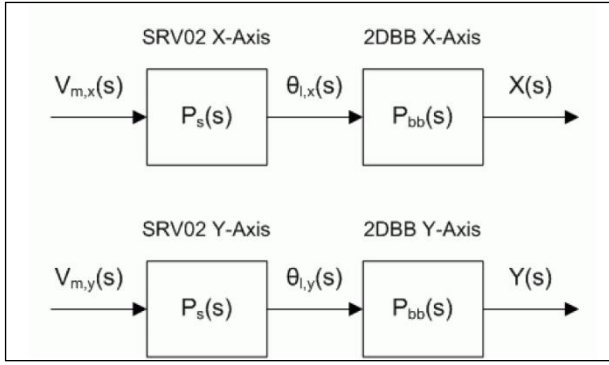
$$\sin(\alpha(t)) = \frac{2 \sin(\theta_l(t)) r_{arm}}{L_{tbl}} \quad (3)$$

Küçük açılar için $\sin(\theta_l(t)) \approx \theta_l(t)$ yaklaşımı yapılarak sistem doğrusallaştırılır. Bu sayede, servo motor açısından topun ivmesine olan ilişkiyi tanımlayan basitleştirilmiş doğrusal model elde edilir:

$$\frac{d^2}{dt^2} x(t) = K_{bb} \theta_l(t) \quad (4)$$

Burada K_{bb} , sistemin fiziksel parametrelerine (topun kütlesi, plaka uzunluğu vb.) bağlı olan model kazancıdır [2]. Bu doğrusallaştırılmış model, özellikle PD gibi doğrusal denetleyicilerin tasarımı için temel oluşturur.

Quanser firmasına ait top dengeleyici, X ve Y ekseninin her birinde bir adet SRV02 servo motor vebirer adet enkoder bulunmaktadır. Servo motorlar ve enkoderler, X ve Y ekseninde konumlanmış topu kendi ekseninde dengeleyerek X ve Y noktasında başlangıç noktasına getirir veya bir referans sinyali takip ettirir. Mevcut sistem ayırık (decoupled) olup, X ve Y ekseninin kontrolü ayırık olarak yapılır. Ayırık kontrolcünün sisteminin görseli Şekil 3'te verilmiştir [2].



Şekil 3 2B Top Dengeleyici Ayrık Kontrolcü Yapısı

2.2. SRV02 Servo Aktüatörünün İç Yapısı

Top-plaka sistemindeki hareket, her bir eksen için bir adet olmak üzere toplam iki adet Quanser SRV02 Döner Servo ünitesi tarafından sağlanır. Bu üniteler sistemin aktüatörleri olarak görev yapar ve dış döngüdeki denetleyiciden gelen aç komutlarını fiziksel harekete dönüştürür. Her bir SRV02 ünitesi; bir DC motor, bir planet dişli kutusu, bir çıkış dişlisi ve geri besleme için bir kodlayıcıdan (encoder) oluşur [8]. Denetleyici tasarımının temelini oluşturan iç döngü için, SRV02 aktüatörünün davranışını temsil eden bir matematiksel model gereklidir. Motorun giriş gerilimi (V_I) ile açısal hızı (θ_I) arasındaki ilişki, bir zaman sabiti (τ) ve kazançtan (K) oluşan birinci mertebeden bir sistemle yüksek doğrulukla modellenabilmektedir. Plakanın açısal pozisyonu (θ_I) ise, açısal hızın integrali alınarak elde edilir. Bu durum, giriş geriliminden çıkış pozisyonuna olan genel sistem modelini, bir kutbu orijinde olan ikinci mertebeden yapmaktadır [2]. Bu yapı, Simulink'te birinci mertebeden bir transfer fonksiyonunu takip eden bir integral bloğu ile modellenmiştir. Bu fiziksel ilişkiyi temsil eden ve giriş gerilimi $V_m(s)$ ile çıkış açısı $\theta_I(s)$ arasındaki ilişkiyi tanımlayan ikinci mertebeden transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$P_s(s) = \frac{\Theta_I(s)}{V_m(s)} = \frac{K}{s(\tau s + 1)} \quad (5)$$

Bu transfer fonksiyonundaki parametreler şunlardır:

- $K(\text{rad/V.s})$: Sistemin kararlı durum kazancıdır ve uygulanan gerilime karşılık gelen açısal hızı temsil eder.
- $\tau(s)$: Sistemin zaman sabitidir ve motorun komut edilen hıza ne kadar sürede ulaşacağını belirler. Bu parametre, motorun elektriksel ve mekanik özelliklerinden (motor direnci R_m , tork sabiti k_t , dişli oranı K_g vb.) türetilir [5].

Simülasyonlarda kullanılan ve Quanser SRV02 donanımının üretici tarafından belirtilen nominal özelliklerini yansıtan model parametreleri, Tablo 1'de referanslarıyla birlikte sunulmuştur [8].

Tablo 1 Tablo 1: SRV02 Servo Modeli Nominal Parametreleri

Parametre	Değer
Servo Kazancı (K)	1.76 rad/s/V
Servo Zaman Sabiti (τ)	0.0285 s

Bu model, denetleyici tasarımında iç döngü olarak adlandırılan servo pozisyon kontrolcüsünün temelini oluşturur. İç döngünün, dış döngüye (top pozisyon kontrolü) göre çok daha hızlı olması, basamaklı kontrol mimarisinin etkinliği için kritik bir öneme sahiptir.

3. Denetleyicilerin Tasarımı

Bu bölümde, 2. bölümde matematiksel modeli sunulan Quanser 2D Top-Plaka sisteminin yörünge takibi ve stabilizasyonu için tasarlanan iki farklı denetim mimarisi detaylandırılmaktadır. İlk olarak, endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan doğrusal Oransal-Türevsel (OT) denetleyici ele alınmış, ardından sistemin doğrusal olmayan yapısı ve dış bozulcılara karşı dayanıklılığını artırmak amacıyla tasarlanan Kayan Kipli Denetleyici (KKD) sunulmuştur.

3.1. Oransal-Türevsel-Türevsel (OTT) Denetleyici Tasarımı

OTT (PID) denetleyici, basit yapısı, kolay uygulanabilirliği ve tatmin edici performansı nedeniyle kontrol sistemleri alanında en sık başvurulan doğrusal denetim yöntemlerinden biridir. Bu çalışmada, top-plaka sistemi için basamaklı bir kontrol mimarisi benimsenmiştir. Bu mimaride, OTT denetleyici dış döngüyü oluşturur. Dış döngünün temel görevi, topun mevcut konumu (x) ile istenen konumu (x_d) arasındaki hatayı (e) kullanarak, topu istenen konuma getirecek olan ideal plaka eğim açısını (θ_d) hesaplamaktır. Hesaplanan bu açı, sistemin iç döngüsünü oluşturan SRV02 servo pozisyon denetleyicisi için bir referans sinyali olarak kullanılır [2]. Standart bir OTT denetim yasası, hata sinyalinin oransal, türevsel ve türevsel terimlerinin ağırlıklı bir toplamından oluşur ve zaman düzleminde aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\theta_d(t) = K_p e(t) + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (6)$$

Burada K_p ve K_d sırasıyla oransal ve türevsel kazanç katsayılarıdır. Bu kazançlar, sistemin istenen performansı sergilemesi için dikkatli bir şekilde ayarlanmalıdır. Ayarlama sürecinde, sistemin basamak tepkisi analiz edilerek oturma zamanı (settling time) ve yüzde aşım (percentage overshoot) gibi performans ölçütlerinin hedeflenen sınırlar içinde kalması sağlanır. OT denetleyiciler doğrusal oldukları için, top-plaka sisteminin doğasında bulunan doğrusal olmayan dinamikler ve çapraz kuplaj etkileri karşısında, özellikle agresif yörüngeler izlenirken performansları sınırlı kalabilmektedir. Bu durum, daha gelişmiş ve sağlam kontrolcülerin gerekliliğini ortaya koymaktadır.

3.2. Kayan Kipli Denetleyici (KKD) Tasarımı

Kayan Kipli Denetim (KKD), model belirsizlikleri ve dış bozulcular karşısında gösterdiği yüksek dayanıklılık ile bilinen, güçlü bir doğrusal olmayan kontrol tekniğidir [1], [4], [5]. KKD'nin temel prensibi, sistemin durum değişkenlerini kayma yüzeyi olarak adlandırılan önceden tanımlanmış bir yüzeye

çekmek ve bu yüzey üzerinde tutmaktır. Sistem yüzey üzerinde hareket ettiği sürece, dış bozuculara ve parametre değişimlerine karşı duyarsız hale gelir. Tasarımın ilk adımı, hata dinamiğini tanımlayan bir kayma yüzeyi (s) seçmektir. Bu çalışmada, hata (e) ve hatanın türevinin (\dot{e}) doğrusal bir kombinasyonu olan standart bir yüzey kullanılmıştır:

$$S(t) = \dot{e}(t) + \lambda e(t) \quad (7)$$

Burada:

$$e(t) = x_d(t) - x_m(t) \quad (8)$$

Yörünge takip hatasını, λ ise hatanın sifıra yakınsama hızını belirleyen pozitif bir katsayıdır.

İkinci adım, sistemi kayma yüzeyine ulaştıracak ve orada tutacak denetim yasasını (u) üretmektir. Bu çalışmada, aşağıdaki denetim yasası kullanılmıştır:

$$u(t) = \frac{1}{g} (\eta \tanh(s) + ks + c\dot{e} + \ddot{x}_d - f) \quad (9)$$

Bu denetim yasasındaki her terimin belirli bir rolü vardır:

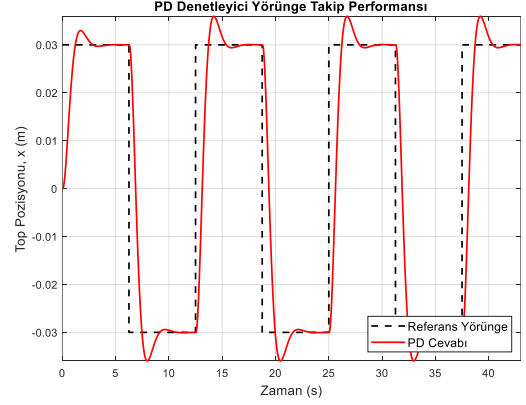
- $\eta \tanh(s)$: Sisteme sağlamlık kazandıran ve bozucuları bastıran anahtarlama terimidir. Donanıma zarar verebilen çatırdamayı önlemek için teorik $\text{sign}(s)$ fonksiyonu yerine, onun sürekli ve pürüzsüz olan hiperbolik tanjant (\tanh) fonksiyonu kullanılmıştır [9].
- ks ve $c\dot{e}$: Sistemin yüzeye daha hızlı ulaşmasını sağlayan ve sönümlemeyi ayarlayan terimlerdir.
- \ddot{x}_d : İstenen yörünge için ivmesini içeren bir ileri besleme terimidir ve yörünge takibini iyileştirir.
- f : Bilinen sistem dinamiklerini veya bozucuları telafi etmek için kullanılan bir terimdir (bu simülasyonda sıfır olarak kabul edilmiştir).

Bu yapı, hem teorik olarak kararlılığı Lyapunov teorisi ile kanıtlanabilen hem de pratik uygulamada yüksek performans sunan sağlam bir denetleyici mimarisi sağlar.

4. Benzetim Koşulları ve Sonuçları

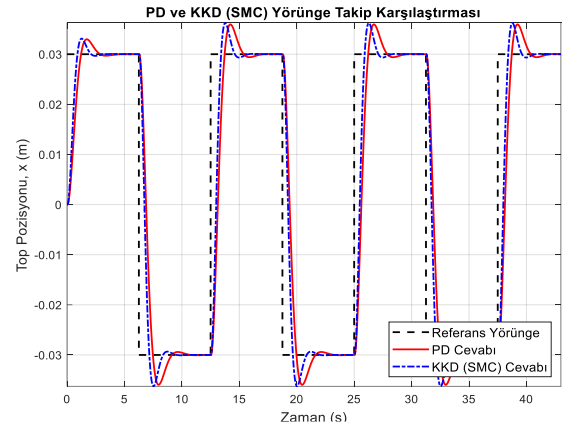
Bu bölümde, önceki bölümde tasarlanan Oransal-Türevsel (OT) ve Kayan Kipli Denetleyici (KKD) kontrolcülerinin performansları, MATLAB-Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile karşılaştırılmıştır. Denetleyicilerin normal yörünge takip performanslarına odaklanmak amacıyla, sisteme harici bir bozucu etki dahil edilmemiştir. Her iki denetleyici de aynı başlangıç koşulları altında test edilmiş ve referans sinyali olarak ± 3 cm genliğe ve 0.08 Hz frekansa sahip bir kare dalga yörüngesi kullanılmıştır. Denetleyicilerin performansları, yörünge takip kalitesi, ITAE (Zamanla Çarpımlı Mutlak Hatanın İntegrali) hata metriği ve kontrol çabası (harcanan enerji) açısından değerlendirilmiştir.

OT denetleyicilerin kare dalgaya verdiği tepki Şekil 3'te gösterilmiştir. Grafikte, denetleyicilerin referansı takip ederken belirgin bir aşım sergilediği ve hedeflenen konuma yerleşmesinin zaman aldığı görülmektedir. Bu davranış, doğrusal bir denetleyicinin sistemi ani referans değişikliklerine verdiği tipik tepkiyi yansıtmaktadır.



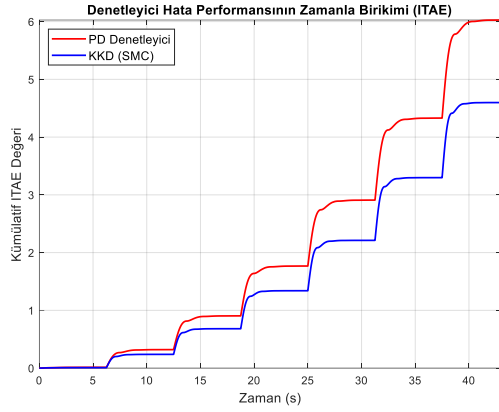
Şekil 4: PD Denetleyicisinin Kare Dalga Yörünge Takip Performansı.

İki denetleyicinin performanslarının doğrudan karşılaştırılması ise Şekil 4'te sunulmuştur. Bu grafikte, kayan kipli denetleyicinin (KKD), OT denetleyiciye kıyasla referans yörüngeyi daha hassas bir şekilde takip ettiği görülmektedir. KKD, basamak değişimlerinden sonra daha hızlı bir şekilde hedefe yerleşmekte ancak aşım değerleri birbirine yakındır. Bu durum, KKD'nin sistemin doğrusal olmayan dinamiklerini yönetmedeki üstünlüğünü ortaya koymaktadır. KKD denetleyicilerinde ortaya çıkan "çatırdama" probleminin çözülmesinde hiperbolik tanjant fonksiyonunun önemli bir faktör olduğu Şekil 4'te belli olmaktadır.



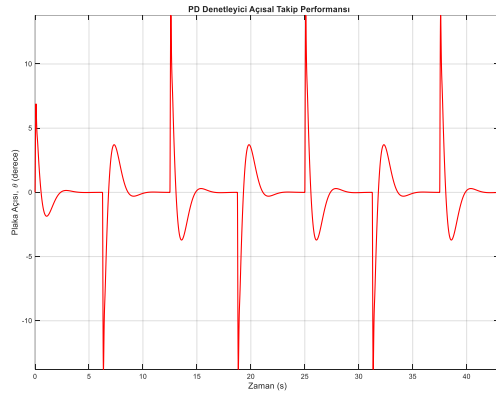
Şekil 5: PD ve KKD Yörünge Takip Performanslarının Karşılaştırılması

Bu görsel analiz, denetleyicilerin zamanla biriken hata performanslarını gösteren kümülatif ITAE grafiği (Şekil 5) ile de nicel olarak desteklenmektedir. Grafikte, KKD'nin hata birikiminin simülasyon boyunca PD denetleyiciden daha düşük kaldığı görülmektedir. Simülasyon sonunda hesaplanan toplam ITAE değerleri; PD denetleyici için 6.0275 iken, KKD için 4.5979 olarak ölçülmüştür. KKD'nin daha düşük ITAE değeri, simülasyon boyunca daha az toplam hata ürettiğini ve dolayısıyla daha hassas bir kontrol sağladığını doğrulamaktadır.

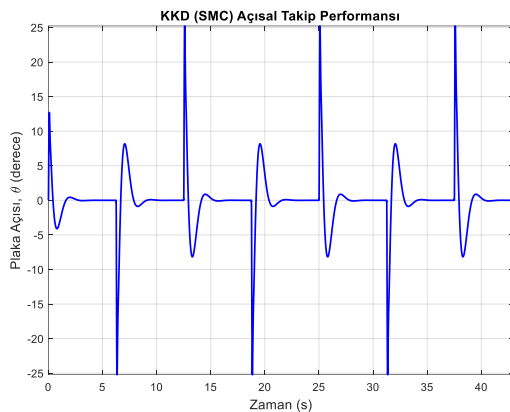


Şekil 6: Denetleyicilerin Kümülatif ITAE Hata Karşılaştırması

Denetleyicilerin ürettiği yüksek seviyeli pozisyon komutlarının (topun konumu), iç döngüdeki servo sistemi tarafından fiziksel plaka açısına ne kadar başarılı bir şekilde dönüştürüldüğünü anlamak, sistemin genel performansını değerlendirmek için kritik öneme sahiptir. Şekil 6'da OT denetleyici için, Şekil 7'de ise KKD (SMC) için plakanın yaptığı açının zamana göre değişimi verilmiştir.



Şekil 7: OT Denetleyicisi için Ölçülen Açı Değerleri



Şekil 8: KKD Denetleyicisi için Ölçülen Açı Değerleri

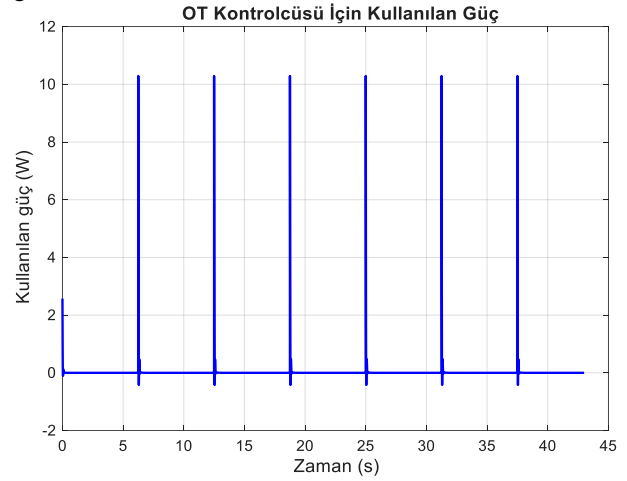
Şekil 6 ve Şekil 7'de görüldüğü gibi, KKD kontrolcüsünün OT kontrolcüsüne göre topu dengelemek için daha yüksek

Denetleyicilerin verimliliğini ve eyleyiciler üzerindeki etkisini fiziksel olarak doğru bir metrikle değerlendirmek amacıyla, her bir eksenindeki motor tarafından harcanan anlık güç (Watt) ve simülasyon boyunca tüketilen toplam enerji (Joule) hesaplanmıştır. Anlık güç:

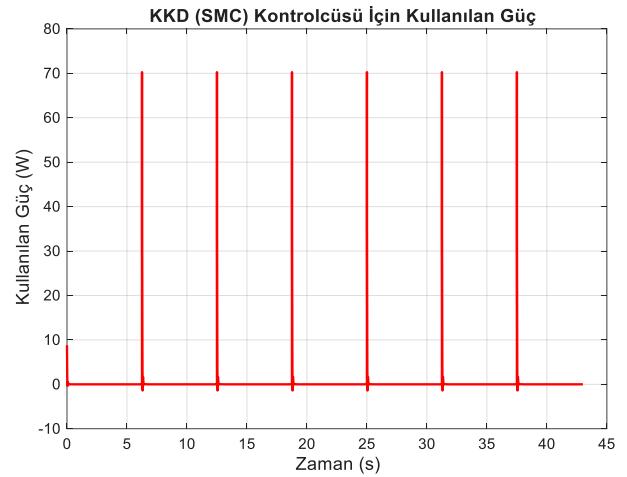
$$P(t) = V_m(t) \times I(t) \quad (10)$$

Formülü ile hesaplanmış ve toplam enerji, bu gücün simülasyon süresi boyunca entegre edilmesiyle bulunmuştur.

Her iki denetleyicinin simülasyon boyunca harcadığı anlık güç profilleri Şekil 9 ve Şekil 10'da sunulmuştur. Şekillerden de görüleceği üzere, OT denetleyicisi daha pürüzsüz ve düşük genlikli bir güç profili sergilemektedir. Buna karşılık, Kayan Kipli Denetleyici (KKD), referans yörüngedeki ani değişikliklere cevap vermek ve hatayı hızla bastırmak için çok daha yüksek tepe değerlerine ulaşan (anlık olarak daha fazla güç çeken), agresif bir güç tüketim karakteristiği göstermektedir.



Şekil 9: OT Kontrolcüsü İçin Kullanılan Güç



Şekil 10: OT Kontrolcüsü İçin Kullanılan Güç

Bu görsel analiz, anlık gücün simülasyon süresi boyunca entegre edilmesiyle elde edilen toplam enerji tüketimi değerleriyle de doğrulanmaktadır. Yapılan hesaplamalar sonucunda, PD denetleyici simülasyon boyunca toplamda

1.058 Joule enerji harcarken, Kayan Kipli Denetleyici 5.258 Joule enerji tüketmiştir.

Bu sonuçlar, iki denetleyici arasındaki temel çalışma prensibi ve performans-maliyet ödünleşmesini (trade-off) açıkça ortaya koymaktadır. KKD, üstün yörünge takip hassasiyetini (daha düşük ITAE değeri ile kanıtlandığı gibi) hataları hızla ve kuvvetli bir şekilde bastıran, yüksek frekanslı ve yüksek genlikli kontrol sinyalleri üreterek elde etmektedir. Bu agresif kontrol stratejisi, doğal olarak yaklaşık beş kat daha yüksek bir enerji maliyetine yol açmaktadır. Dolayısıyla, PD denetleyici daha enerji verimli bir çözüm sunarken, KKD ise enerji maliyetini ikinci plana atarak maksimum hassasiyet ve sağlamlık gerektiren uygulamalar için daha uygun bir seçenek olarak öne çıkmaktadır.

5. Sonuçlar ve Değerlendirmeler

Bu çalışmada, Quanser 2D Top-Plaka sisteminin yörünge takibi performansı için standart bir Oransal-Türevsel (PD) denetleyici ile doğrusal olmayan Kayan Kipli Denetleyici (KKD) tasarlanmış, benzetimi yapılmış ve karşılaştırılmıştır. Sistemin doğrusallaştırılmış modeli temel alınarak tasarlanan her iki denetleyici, MATLAB-Simulink ortamında harici bir bozucu olmadan, kare dalga referans sinyali altında test edilerek performansları nicel ve nitel olarak analiz edilmiştir.

Elde edilen simülasyon sonuçları, her iki denetleyicinin de sistemi kararlı bir şekilde kontrol edebildiğini, ancak performans açısından aralarında belirgin farklar olduğunu göstermiştir. Kayan Kipli Denetleyici, özellikle referans sinyalinin ani değiştiği noktalarda, PD denetleyiciye kıyasla daha hızlı bir tepki süresi ve daha az aşım sergileyerek yörüngeyi daha hassas bir şekilde takip etmiştir. Bu görsel üstünlük, nicel performans metrikleriyle de doğrulanmıştır. KKD, 4.5979'luk ITAE değeri ile PD denetleyicinin 6.0275'lik değerine göre daha düşük bir birikimli hata performansı göstermiştir. Bu durum, KKD'nin daha doğru bir kontrol sağladığını kanıtlamaktadır. Ancak bu üstün hassasiyet, daha yüksek bir kontrol çabası ile elde edilmiştir.

Bu sonuç, KKD'nin doğrusal olmayan ve agresif yapısının, hataları daha hızlı bastırmak için daha enerjik bir kontrol sinyali ürettiğini, bunun da performans ile enerji tüketimi arasında bir mühendislik ödünleşmesi olduğunu ortaya koymaktadır. Sonuç olarak, bu çalışma Kayan Kipli Denetleyicinin, top-plaka gibi doğrusal olmayan ve belirsizlikler içeren sistemler için standart PD denetleyicilere göre daha sağlam ve yüksek performanslı bir alternatif olduğunu benzetim sonuçlarıyla doğrulamıştır. KKD'nin en bilinen dezavantajı olan çatırdama etkisinin, anahtarlama fonksiyonu olarak hiperbolik tanjant gibi sürekli bir fonksiyon kullanılarak başarılı bir şekilde bastırıldığı ve donanım üzerinde uygulanabilir, pürüzsüz bir kontrol sinyali elde edildiği görülmüştür.

Kaynakça

- [1] D. Debono and M. Bugeja, "Application of Sliding Mode Control to the Ball and Plate Problem," in *2014 UKACC International Conference on Control (CONTROL)*, Loughborough, 2014.
- [2] Quanser, "2D Ball Balancer Control - Instructor Manual," Rev 1.2, 2013.

- [3] M. A. Djehaf, A. H. Sidi, D. K. Y. Islam, O. Fezazi, and Y. Djeriri, "Visual Servoing-Enhanced Optimal Control for Trajectory Tracking in 2-DOF Ball on Plate Systems," in *2024 3rd International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE)*, 2024.
- [4] H. Liu and Y. Liang, "Trajectory tracking sliding mode control of ball and plate system," in *2010 2nd International Asia Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics*, Wuhan, 2010.
- [5] P. Xu, F. Xiang, and J. Li, "Backstepping sliding mode optimal control of ball and plate system based on new reaching law," *Journal of Yunnan University: Natural Sciences Edition*, vol. 45, no. 3, pp. 590-597, 2023.
- [6] D. K. T R and S. J. Mija, "Multiswitching Surface Based Sliding Mode Controller for a Class of Underactuated Nonlinear Systems: With Application to Ball and Plate System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 71, no. 9, pp. 11326-11337, Sept. 2024.
- [7] H. Bang and Y. S. Lee, "Implementation of a Ball and Plate Control System Using Sliding Mode Control," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 32401-32408, 2018.
- [8] Quanser, "Ball Balancer User Manual," V1.0, 2013
- [9] MathWorks, "Design Sliding Mode Controller Using Reaching Law Approach," MathWorks Help Center. [Çevrimiçi]. Available: <https://www.mathworks.com/help/slcontrol/ug/design-sliding-mode-control-reaching-law.html>. [Erişim: 22 Temmuz 2025].

Ardışık Döngülü Kayan Kipli Kontrol Yönteminin Simülasyon ve Deneysel Uygulaması

Rıdvan Tokyürek¹, İlyas Eker²

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Çukurova Üniversitesi, Adana

¹rtokyurek@cu.edu.tr

²ilyas@cu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, kayan kipli kontrol (Sliding Mode Control – SMC) yönteminin ardışık döngülü (cascade) kontrol yapısına uygulanabilirliği incelenmiş ve performansı değerlendirilmiştir. Ardışık döngülü oransal-integral-türevsel (PID), tek döngülü PID ve SMC tabanlı kontrol yapılarının performansları karşılaştırılmış ve SMC yönteminin PID tabanlı kontrolcülere potansiyel bir alternatif olup olmadığı analiz edilmiştir. SMC yönteminde görülen salınımlar (chattering), sınır tabakası (boundary layer) yaklaşımı kapsamında işaret (sign) fonksiyonu yerine tanh fonksiyonunun kullanılması ile azaltılmış ve sistem çıkışında daha düşük salınım ile bozulculara karşı daha dayanıklı bir tepki elde edilmiştir. Doğru Akım (DC) motor sistemi deneysel olarak modellenmiş ve önerilen kontrol yapısı MATLAB/Simulink ve gerçek zamanlı uygulama paketleri (real-time application toolboxes) kullanılarak hem simülasyon hem de laboratuvar deneyleriyle test edilmiştir. Elde edilen gerçek sistem verileri ve performans ölçütleri karşılaştırılarak kontrol yöntemlerinin başarımları analiz edilmiştir. Sonuçlar, ardışık döngülü kayan kipli kontrol yapısının hızlı tepki süresi, düşük salınım ve bozucu bastırma performansı açısından etkili olduğunu ve PID tabanlı kontrol yöntemlerine güçlü bir alternatif olabileceğini göstermektedir.

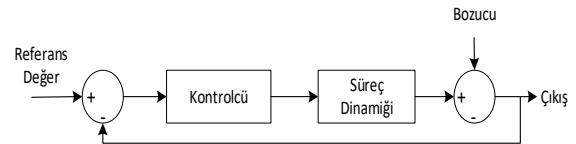
Abstract

In this study, the applicability of the Sliding Mode Control (SMC) method to a cascade control structure was investigated and its performance was evaluated. The performances of cascade Proportional-Integral-Derivative (PID), single-loop PID, and SMC-based control structures were compared, and the potential of the SMC method as an alternative to PID - based controllers was analyzed. The oscillations (chattering) observed in the SMC method were reduced by using the hyperbolic tangent (tanh) function instead of the sign function within the framework of the boundary layer approach, resulting in a system output with lower oscillations and more robust response against disturbances. A Direct Current (DC) motor system was experimentally modeled, and the proposed control structure was tested through both simulations and laboratory experiments using MATLAB/Simulink and real-time application toolboxes. The obtained real system data and performance metrics were compared to analyze the effectiveness of the control methods. The results demonstrate that the cascade sliding mode control structure is effective in terms of fast response time, low oscillation, and disturbance rejection performance, and can be considered a strong alternative to PID - based control methods.

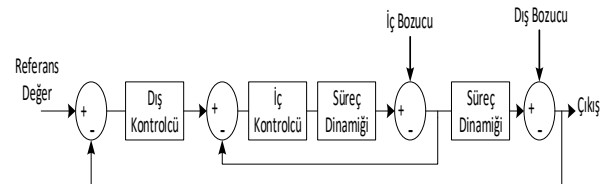
1. Giriş

Kayan Kipli Kontrol (Sliding Mode Control, SMC), literatürde ilk olarak 1950’lerde ortaya çıkmış ve özellikle belirsizlik içeren sistemlerin kontrolünde yaygın olarak kullanılmıştır [1,2]. Ardışık döngülü kontrol (Cascade Control) yapısı ise kapalı döngü sistemine (Şekil 1) ikinci bir döngünün (Şekil 2) eklenmesiyle gerçekleştirilmekte ve böylece bozulcuların ve belirsizliklerin etkisinin azaltılması hedeflenmektedir [3]. Bu araştırmada, ardışık döngülü SMC kontrol yapısı kullanılarak sistemin performansının artırılması ve aynı zamanda belirsizlikler, dış etkiler ve modelleme hatalarına karşı daha dayanıklı hale getirilmesi amaçlanmaktadır.

Karşılaştırma amacıyla, tek döngülü ve ardışık döngülü PID kontrol yapılarıyla performans değerlendirmesi yapılmış, önerilen SMC tabanlı çözümün etkinliği incelenmiştir. Literatürde genellikle PID tabanlı ardışık döngülü kontrol yapıları [3,5] veya tek döngülü SMC uygulamaları [2,4] incelenmiş olup, her iki döngüde de SMC yönteminin eşzamanlı olarak kullanıldığı ve deneysel doğrulama ile desteklenen çalışmalar oldukça sınırlıdır. Bu yönüyle çalışma, SMC yönteminin hem iç hem dış döngüde uygulanmasıyla literatürdeki boşluğu doldurmayı amaçlamaktadır.



Şekil 1: Geribeslemeli kontrol sistemi.



Şekil 2: Ardışık döngülü kontrol sistemi.

Sıradan bir kapalı döngü sistemine ikinci bir iç döngü eklenmesi, sistemlerin verimliliğini, esnekliğini ve güvenilirliğini artırdığı bilinmektedir [3]. Ardışık döngülü kontrol yapılarında birden fazla sensör kullanılması, tek döngülü kontrollere kıyasla daha yüksek performans sağlamaktadır [2,3]. Ayrıca, iç ve dış döngü kontrolcülerinin

ayarlanması daha kolay olup, az sayıda parametre gerektiren basit ardışık döngülü kontrol yapıları tercih edilmektedir [5,6]. Bu çalışma ile ardışık döngülü kayan kipli kontrol yapısı deneysel olarak incelenmiş, elde edilen sonuçlar üzerinden performans ölçütleri ortaya konulmuş ve PID tabanlı yöntemlerle kapsamlı karşılaştırmalar yapılmıştır.

2. Ardışık Döngülü Kontrol Yapısı ve Nitelikleri

Ardışık döngülü kontrol yapısı, genel olarak iç içe geçmiş iki döngüden oluşmaktadır (Şekil 2). Endüstride ardışık döngülü kontrol yapısı; (i) sistemi etkileyen bozucuları hızlı bir şekilde bastırarak dinamik performansı artırması, (ii) sistem hızını yükselterek zaman gecikmesinden kaynaklanan olumsuz etkileri en aza indirmesi ve (iii) iç döngüdeki bozucuların sistem çıkışına yansımadan bastırılabilmesi gibi avantajları nedeniyle tercih edilmektedir [7].

3. Kayan Kipli Kontrol

SMC yöntemi, bilimsel olarak tanımlanmasından bu yana 70 yılı aşkın süredir kapsamlı şekilde incelenmektedir [8,9]. Konuya ilişkin ilk çalışma 1977 yılında Vadim I. Utkin tarafından yayımlanmıştır [1,11]. Bu yayından sonra SMC, kontrol alanında araştırmacıların önemli ilgi konularından biri haline gelmiştir [10]. Esnek ancak basit tasarım süreci sayesinde birçok pratik kontrol uygulaması için güçlü bir çözüm olarak kabul edilmektedir [11].

SMC yöntemi; otomotiv sistemleri, indüksiyon motorları, otomotiv iklim kontrolü, dizel motorlar, alternatörler [11], DC motorlar [12,13], denizaltılar [14], elektrikli sürücüler [15,16], adım motorları [17] ve füze kontrolü [16] gibi birçok alanda başarıyla uygulanmıştır.

Kontrol teknikleri genel olarak model tabanlı ve model tabanlı olmayan yaklaşımlar şeklinde sınıflandırılabilir. Model tabanlı kontrol teknikleri, sistematik bir yapıya sahiptir ve genel durumlar için uygulanabilir. Bu yöntemlerde sağlamlık ve izleme doğruluğu gibi özellikler önceden belirlenebilir ve yerleşme süresi, aşım miktarı, kalıcı durum hatası, kontrol sinyalinin enerji tüketimi ya da hata fonksiyonlarının (ISE, ITAE vb.) minimizasyonu gibi çeşitli optimizasyon kriterleri doğrultusunda tasarım yapılabilir. Ancak gerçek sistemlerde genellikle öngörülemeyen ve modellenmesi zor birçok parametre ve bozucu bulunduğundan, model tabanlı olmayan kontrol teknikleri pratikte yaygın şekilde tercih edilmektedir. Bu teknikler karmaşık matematiksel modeller gerektirmemesi ve düşük hesaplama yüküne sahip olmasıyla avantaj sağlarken; performans ve sağlamlık garantileri sınırlıdır ve tasarım süreci sistematik olmadığından karmaşık sistemlerde uygulanması zor olabilir [18].

SMC, dış bozuculara ve öngörülemeyen parametre değişimlerine karşı güçlü performans sergileyen ve sistemin tam modeline ihtiyaç duymayan bir kontrol yöntemidir [16]. Bu nedenle, doğrusal olmayan sistemlerde başarılı bir kontrol yöntemi olarak yaygın şekilde kullanılmaktadır [19].

Kayan kipli kontrol metodunda eyleyiciyi hareket ettiren kontrol giriş sinyali doğrusal, $u_{eq}(t)$ ve doğrusal olmayan, $u_{sw}(t)$, iki kontrol sinyalinin toplamından, $u(t) = u_{eq}(t) + u_{sw}(t)$, oluşmaktadır [20]. Doğrusal olmayan kontrol sinyali, $u_{sw}(t)$ eyleyicilere hızlı kontrol eylemi ve hareket sağlayarak eşleşen (matching) belirsizlikleri azaltmakta veya yok etmektedir [20]. Değişken yapıya sahip kontrol sistemlerinin davranışları, belirli bir geri besleme kontrol stratejisi ve bir karar verme mekanizması ile tanımlanır. Sistem için karar alma

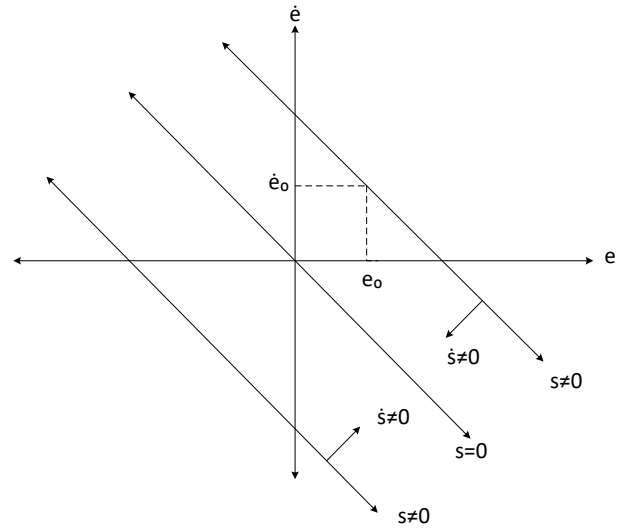
mekanizması olarak işlev gören anahtarlama fonksiyonu, sistemin çalışma şeklini belirlemektedir.

Kayan kipli kontrol yaklaşımında, değişken yapıli kontrol sisteminin durumları, Şekil 3'te gösterilen ve kayma yüzeyi (s) olarak adlandırılan bir yüzey üzerinde olacak şekilde tasarlanır. Bu yüzey, hata e ve hatanın türevi " \dot{e} " dikkate alınarak tanımlanır. Amaç, sistem değişkenlerinin kayma yüzeyine ulaşması ve bu yüzeyde kalıcı olarak hareket etmesidir [8]. Kayma yüzeyindeki hareketler Şekil 3'te oklarla gösterilmektedir.

3.1 Ardışık döngülü kayan kipli kontrol

Ardışık döngülü kayan kipli kontrol (Cascade Sliding Mode Control, CSMC), SMC yönteminin Şekil 2'de gösterildiği üzere hem iç hem de dış döngüye uygulanmış halidir. Bu yöntem, sistem dinamiklerini birden fazla alt sisteme ayırarak her alt sistem için ayrı bir kayma yüzeyi tasarlamakta ve böylece genel kontrol performansını artırmakta, kontrol edilebilirliği kolaylaştırmaktadır.

Ardışık döngülü kontrol yapısında iç döngü, dış döngünün üzerinde doğrudan etkilidir. Bu nedenle iç döngü kontrolcüsü hem sistemin hızını artırmakta hem de özellikle iç döngüdeki bozucuların etkisini azaltmaktadır. Literatürde bilimsel olarak, iç döngünün dış döngüden en az üç kat daha hızlı olacak şekilde tasarlanması önerilmektedir [13].

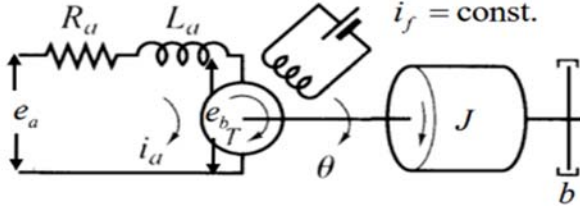


Şekil 3: Kayma yüzeyi.

4. DC Motor Modellemesi

DC motorlar, endüstride yaygın olarak kullanılan bileşenlerden biridir. Bu motorlar, sabit bir alan (sabit alan akımı) ile armatür kontrollü ya da sabit bir armatür akımıyla alan akımı kontrol edilerek çalıştırılabilir. DC motorun şematik gösterimi Şekil 4'de verilmiştir. Sayfa kısıtlaması nedeniyle ilgili matematiksel ve diferansiyel denklemler literatürde mevcuttur [21].

Şekil 4'de gösterilen DC motorda, R_a motor armatür direncini, L_a bobinin indüktansını, i_f alan akımını, e_a uygulanan armatür voltajını, e_b geri elektromotor kuvvetini, θ motor şaftının açısal değişimini, b motor ve yüke ait viskoz sürtünme katsayısı, J motor ve yüke ait atalet momentini göstermektedir.



Şekil 4: DC motorun şematik diyagramı.

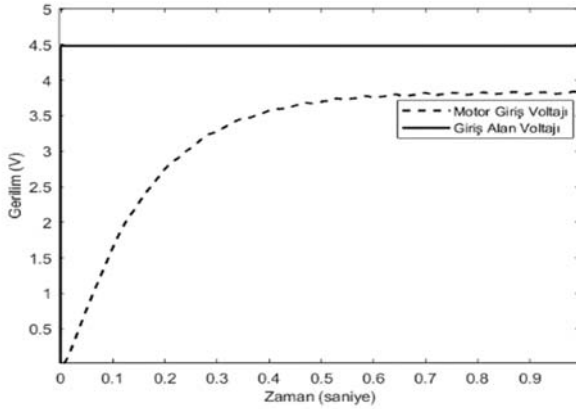
4.1 Deneyisel sistem model tanılaması

DC motor modelinin elde edilmesi için motora giriş olarak 4.48 Volt alan gerilimi uygulanmış; alan akımı ve motor şaft hızı hem takojeneratör volt cinsinden hem de hız ölçerden rpm cinsinden ölçülerek, sistem birinci dereceden gecikmeli model şeklinde elde edilmiştir.

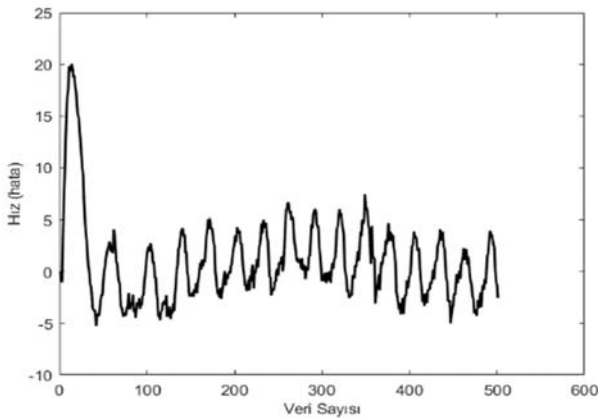
$$G(s) = \frac{0.85e^{-0.013s}}{0.143s+1} \cong \frac{0.85}{(0.143s+1)(0.013s+1)} \quad (1)$$

$$= \frac{457.235}{s^2+83.916s+537.9236} = \frac{c}{s^2+as+b} \quad (2)$$

Ölçülen motor hızı, giriş alan gerilimi sinyali ve model hatası Şekil 5 ve Şekil 6'da verilmiştir. Hata grafiğinde görüldüğü üzere %0.5 seviyesinde hata değişimleri mevcuttur. Son değer (steady-state) hatası sıfır olarak elde edilmiştir. Bu sonuçlara bağlı olarak sistem, ikinci dereceden bir model olarak elde edilmiştir.



Şekil 5: DC motorun çıkış gerilimi.



Şekil 6: DC motor model hatası.

5. SMC'nin Teorik Temelleri

Bu bölümde, SMC matematiksel altyapısı ve tasarım adımları sunulmaktadır. Öncelikle sistem dinamikleri üzerinde kayma yüzeyinin tanımlanması [22,23] ve kontrol yasasının türetilmesi gösterilmiştir. Bu adımlar, yöntemin kararlılık ve dayanıklılık özelliklerini teorik olarak desteklemektedir.

5.1 Sistem dinamiği

Bozucuların etkisi altında bulunan sistemin dinamik denklemi, Denklem (2) dikkate alındığında:

$$\dot{y}(t) = -a\dot{y}(t) - by(t) + cu(t) + d(t) \quad (3)$$

Denklem (3)'de $y(t)$ sistem çıkışı, $u(t)$ kontrol girişi, $d(t)$ bozucuları temsil etmekte olup, bozucular sınırlandırılmıştır ($|d(t)| < d_{max}$).

5.2 Ardışık döngülü kontrolcü tasarımları

İç döngü kontrolcüsü, PI veya birinci dereceden klasik SMC (SMC1) kontrolcüsü olup, dış döngüden en az üç kat daha hızlı olacak şekilde tasarlanması önerilmektedir [12,13]. Dış döngü SMC kontrolcüsü tasarlanırken, iç döngüdeki doğrusal olmayan kontrol sinyalinin model değişimlerinin dış döngü tasarımında oluşturabileceği zorlukların önüne geçmek amacıyla ve iç döngünün daha hızlı olması nedeniyle, iç döngü yokmuş gibi kabul edilerek genel sistem normal tek döngü sistemi gibi ele alınır ve dış döngüdeki SMC kontrolcüsü bu şekilde tasarlanır [25]. Sayfa kısıtlaması nedeniyle yalnızca dış döngü ikinci dereceden SMC (SMC2) kontrolcüsünün tasarımındaki önemli noktalar aşağıda sunulmuştur.

Kayma Yüzeyi Dinamiği:

$$\dot{s}(t) + \beta s(t) = k_p e(t) + k_i \int_0^t e(t)dt + k_d \dot{e}(t) \quad (4)$$

Doğrusal kontrol:

$$U_{eq}(t) = \frac{1}{k_d c} (k_p \dot{e}(t) + k_i e(t) + k_d (\ddot{y}_r(t) + a\dot{y}(t) + by(t)) - \beta \dot{s}(t)) \quad (5)$$

Doğrusal olmayan (anahtarlamalı) kontrol:

$$U_{sw}(t) = \lambda_1 s(t) + k_s \tanh\left(\frac{\dot{s}(t)}{\Omega}\right) \quad (6)$$

Sistemin kararlılığını değerlendirmek için örnek olarak Lyapunov fonksiyonu

$$V(t) = \frac{1}{2} s^2(t) + \frac{1}{2} \dot{s}^2(t) \quad (7)$$

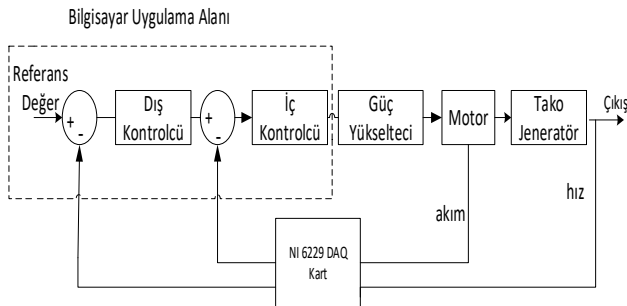
tanımlanmıştır. Bu fonksiyon, kayma yüzeyi üzerinde sistemin kararlılığını göstermeye yöneliktir. İlgili Lyapunov fonksiyonu kararlılık analizinde kullanılmıştır. Ancak, kararlılık analiz süreçlerinin tamamı karakter sınırlaması nedeniyle burada sunulmamış, yalnızca temel aşamalar özetlenmiştir.

Denklemler (4)-(7)'deki değişkenler; $s(t)$: Kayma yüzeyi fonksiyonu, hata ve türevleriyle oluşturulan kontrol yüzeyi, k_p , k_i , k_d : PID tabanlı kayma yüzeyi kazançları (oransal, integral ve türev kazançları), y_r : Referans (set-point) sinyalini, $y(t)$ çıkış sinyalini, sistemin takip etmesi istenen değeri, λ_1 : İkinci mertebe kayma kipli kontrolün anahtarlama kazanç parametresini (kararlılık ve yakınsama hızını ayarlamak için) göstermektedir. Ω : Sınır tabakası kalınlığı, sign fonksiyonunu yumuşatmak ve yüksek frekanslı değişimleri (chattering) azaltmak için kullanılır, k_s : Doğrusal olmayan kontrol bileşeni

tanh fonksiyonunun kazanç parametresini, kayma yüzeyine yönlendirme ve chattering'i azaltma amacıyla kullanılır, U_{sw} : Anahtarlama kontrol sinyalini, belirsizlikleri ve bozucuları bastırmak için eklenen kontrol girdisi, U_{eq} : Eşdeğer kontrol bileşeni, nominal sistemin takip kontrolünü sağlayan sürekli kontrol sinyalini ifade etmektedir.

6. Deneyisel Test Düzeneği

Bu çalışmada armatür kontrollü bir DC motor kullanılmıştır. Deneyisel uygulama için veri alışverişi NI 6229 DAQ kartı ile sağlanmıştır. Ardışık döngülü kontrol için basitleştirilmiş deneyel kurulum Şekil 7'de verilmiştir. Yazılım olarak MATLAB/Simulink ortamı kullanılmıştır. İç döngüde akım kontrolü, dış döngüde ise hız kontrolü uygulanmış ve her döngüye özgü kayma yüzeyi (sliding surface) tasarlanmıştır. Tasarıma uyumlu motor parametreleri, deneyel olarak Denklem (1) ve Denklem (2) kullanılarak belirlenmiş; PID kontrolcü kazançları Ziegler–Nichols yöntemi ile ayarlanmıştır. Şekil 5'te görüldüğü üzere açık devre sistemin yükselme zamanı 143 saniye olarak ölçülmüştür. Donanıma uyumlu olması amacıyla, MATLAB ortamında dijital ölçüm aralığı 5 saniye olarak belirlenmiş ve böylece yükselme zamanı boyunca kontrol sinyali $u(t)$ toplam 28 kez güncellenmiştir. Literatürde ölçüm aralığının yükselme zamanı süresince 10–30 ölçüm olması önerilmektedir [2,4]. Daha küçük bir ölçüm aralığı seçilmesi, sisteme ek hesaplama yükü getireceği ve ölçüm gürültüsünü artıracığı için mevcut değer tercih edilmiştir. Ek olarak, sistem modeline eklenen ölçüm ve bozucu gürültü, beyaz Gauss dağılımlı olarak ± 0.01 sınırları içinde modellenmiştir. Bu gürültü, özellikle dış döngü kontrolünde referans izleme ve kayma yüzeyi üzerinde kararlılığı değerlendirmek için kullanılmıştır. Doğrusal model (Denklem 1 ve 2) SMC tasarımı eşdeğer kontrol $u_{eq}(t)$ için referans sağlarken, doğrusal olmayan kontrol bileşeni $u_{sw}(t)$ kayma yüzeyine yönlendirme ve belirsizliklerin bastırılması amacıyla eklenmektedir. SMC'de kayma yüzeyine yönlendirme için sıklıkla sign veya tanh fonksiyonları kullanılmaktadır. Sign fonksiyonu hızlı tepki sağlar ancak chattering oluşturabilir; tanh fonksiyonu ise tepkisi daha yumuşak olup chattering'i azaltır ve sistem kararlılığını iyileştirir. Ek olarak, sistem deneyel olarak dış bozulcılara ve parametre değişimlerine karşı test edilmiş ve dayanıklı olduğu gözlemlenmiştir.



Şekil 7: Deneyisel test düzeneği.

6.1. Deneyisel sistemde uygulanan kontrol parametreleri

Tek döngülü PID kontrol parametreleri:

Kontrol katsayıları: $k_p=30$, $k_i=10$, $k_d=0.6$

Ardışık döngülü PID - PI kontrol yöntemi parametreleri:

Dış döngü (PID): $k_d=40$, $k_p=0.3$, $k_i=1.25$

İç döngü (PI): $k_p=1.65$, $k_i=1.2$

Sistem girişinde doygunluk limitleri uygulanmış ve kontrol algoritmasının kararlı bölgede çalışması sağlanmıştır.

Ardışık döngülü SMC1 - PI kontrol parametreleri:

Dış döngü (SMC1): $k_d=0.5$, $k_p=35$, $k_i=2$, $k_s=3.2$ $\Omega=15$

İç döngü (PI): $k_p=4$, $k_i=0.4$

Ardışık döngülü SMC2 - PI kontrol yöntemi parametreleri:

Dış döngü (SMC2): $k_c=3.2$, $k_d=0.9$, $k_p=28$, $k_i=8.5$, $\Omega_c=8$, $\beta=170$, $\lambda_1=50$

İç döngü (PI): $k_p=1.6$, $k_i=0.6$.

SMC parametreleri, sistem dinamikleri ve bozucu etkiler dikkate alınarak, kayma yüzeyinin tasarım kriterlerine uygun şekilde seçilmiştir. Örneğin k_s , Ω , λ_1 gibi parametreler sistem dinamikleri ve bozucu etkiler dikkate alınarak belirlenmiştir.

6.2. Performans ölçütleri

Değerlendirilen kontrolcülerin performansı literatürde değişik yaklaşımlarla değerlendirilmiştir [13]:

Kontrol Girdisinin Karesinin İntegrali (Integral Squared Control Input, ISCI):

$$ISCI = \int_0^t |u|^2(t) dt \quad (8)$$

Hatanın mutlak değerinin İntegrali (Integral Absolute Error, IAE):

$$IAE = \int_0^t |e(t)| dt \quad (9)$$

Hatanın mutlak değerinin zamanla çarpımının İntegrali (Integral Time Absolute Error, ITAE):

$$ITAE = \int_0^t t|e(t)| dt \quad (10)$$

Hatanın karesinin İntegrali (Integral Squared Error, ISE):

$$ISE = \int_0^t e^2(t) dt \quad (11)$$

Hatanın karesinin zamanla çarpımının İntegrali (Integral Time Squared Error, ITSE):

$$ITSE = \int_0^t t e^2(t) dt \quad (12)$$

Kontrol girdisinin karesinin zamanla çarpımının İntegrali (Integral Time Squared Control Input, ITSCI):

$$ITSCI = \int_0^t t |u(t)|^2 dt \quad (13)$$

Hatanın zamanla çarpımının karesinin İntegrali (Integral Squared Time Error, ISTE):

$$ISTE = \int_0^t t^2 e(t) dt \quad (14)$$

7. Deneyisel Testler

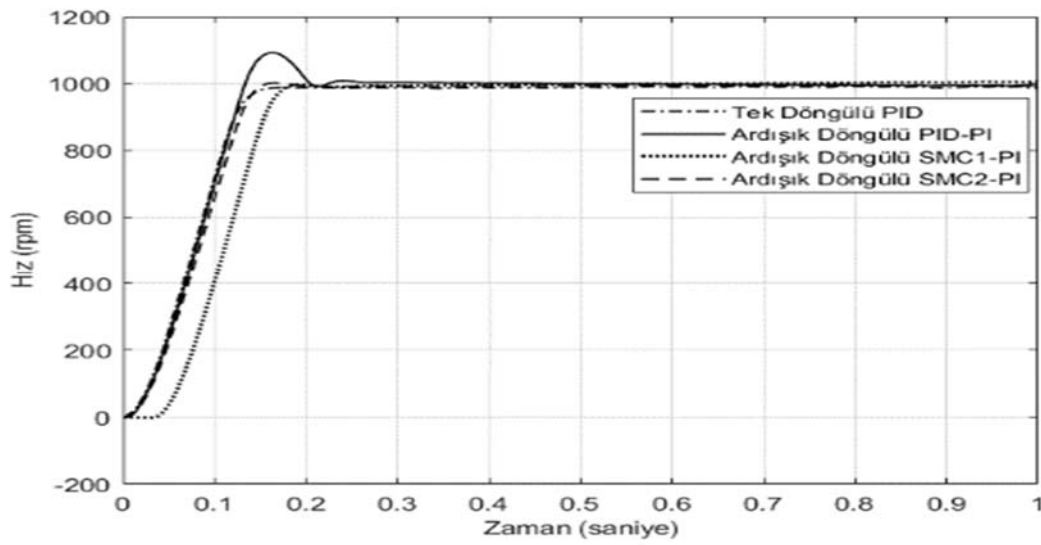
Tek döngülü PID, ardışık döngülü PID–PI (iç döngü: PI, dış döngü: PID), ardışık döngülü SMC1–PI (iç döngü: PI, dış döngü: SMC1) ve ardışık döngülü SMC2–PI (iç döngü: PI, dış döngü: SMC2) olmak üzere dört farklı kontrol yöntemi, deneyel testlerin gerçekleştirilmesi amacıyla modellenmiş ve MATLAB/Simulink ortamında tasarlanmıştır. Motorun hız (rpm) verileri, bu dört kontrol yapısı için elde edilerek karşılaştırma amacıyla tek bir grafikte sunulmuştur. Bu

bölümde verilen kontrol parametreleri deneysel uygulama için belirlenmiş olup, aynı tasarım MATLAB/Simulink modeline de entegre edilmiştir.

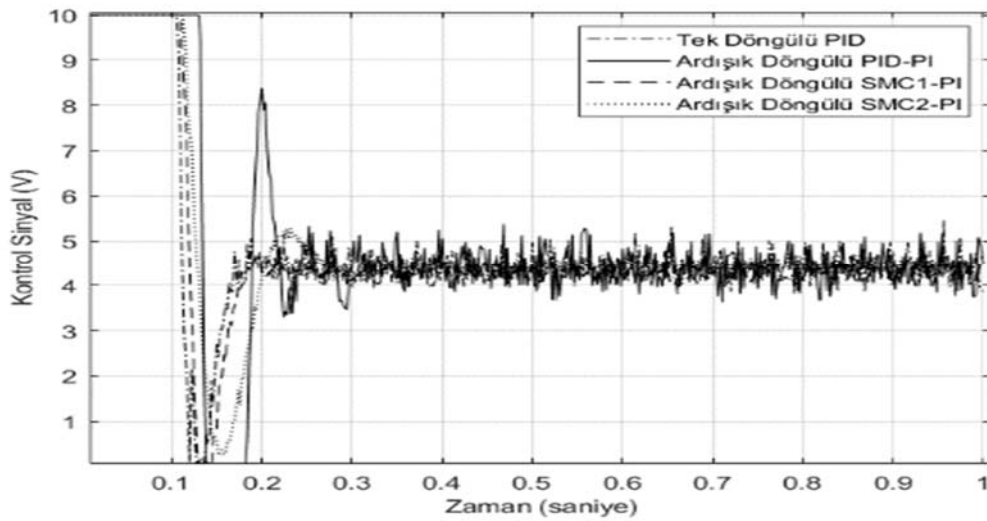
Farklı kontrolcülerle yapılandırılan tek ve ardışık döngülü sistemlerin, 1000 rpm hız referans sinyaline verdiği motor çıkış hızı $y(t)$ Şekil 8’de, giriş kontrol sinyalleri $u(t)$ Şekil 9’da, en etkili kontrolü sağlayan (SMC2 - PI) ardışık döngülü sistemin kontrol sinyali $u(t)$ Şekil 10’da, kayma yüzeyi faz düzlemi $s(t)$ ve türevinin değişimleri Şekil 11’de, hata ve türevinin faz düzlemi ise Şekil 12’de verilmiştir.

Deneysel uygulamalardan elde edilen yükselme zamanı, aşım değeri, yerleşme zamanı ve gecikme zamanı verileri sırasıyla Tablo 1’de sunulmuştur. Deneysel sonuçlar incelendiğinde, tek döngülü sistemlerde SMC2 kontrolcüsü ve ardışık döngülü kontrol sisteminde ise SMC2 - PI kontrolcüsü en etkili sonuçları vermiştir. İlgili denklemlerden (Denklem (8)–(14)) elde edilen hata performans ölçütleri ise Tablo 2’de verilmiştir.

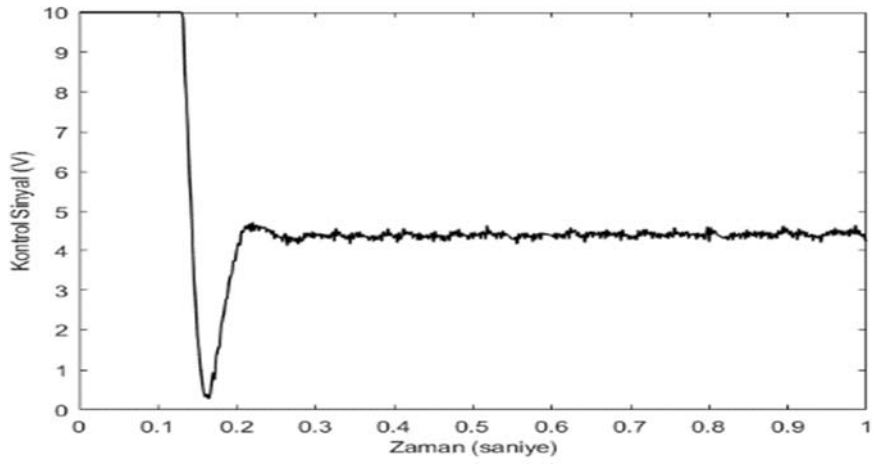
Tablolarda verilen hata performans ölçütleri incelendiğinde, tek döngülü sistemlerde SMC2 kontrolcüsünün, ardışık döngülü kontrol yapısında ise SMC2 - PI kontrolcüsünün en etkili sonuçları verdiği görülmektedir. Bu sonuç, SMC2 kontrolcüsünün özellikle sistemin doğrusal olmayan davranışlarını ve belirsizliklerini bastırma kapasitesinin yüksek olduğunu göstermektedir. Ayrıca, ardışık döngülü yapı ile birlikte kullanıldığında sistemin geçici rejim yanıtının daha hızlı ve kararlı hale geldiği anlaşılmaktadır. Böylece, iç döngüde PI kontrolcüsünün basit yapısının avantajı korunurken, dış döngüde SMC2 kontrolcüsünün sağladığı yüksek gürbüzlük sayesinde toplam sistem performansının iyileştirildiği doğrulanmıştır. Simülasyon sonuçları, sayfa sınırlaması nedeniyle eklenememiştir.



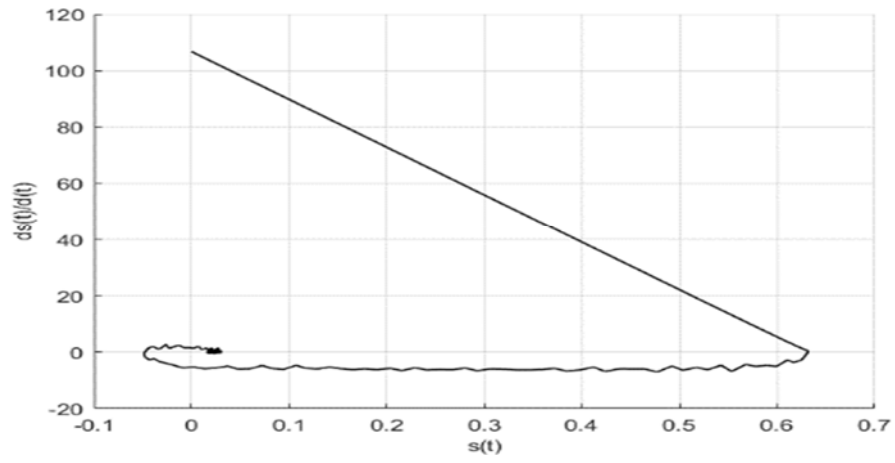
Şekil 8: 1000 rpm referans değişimlerine sistem cevabı.



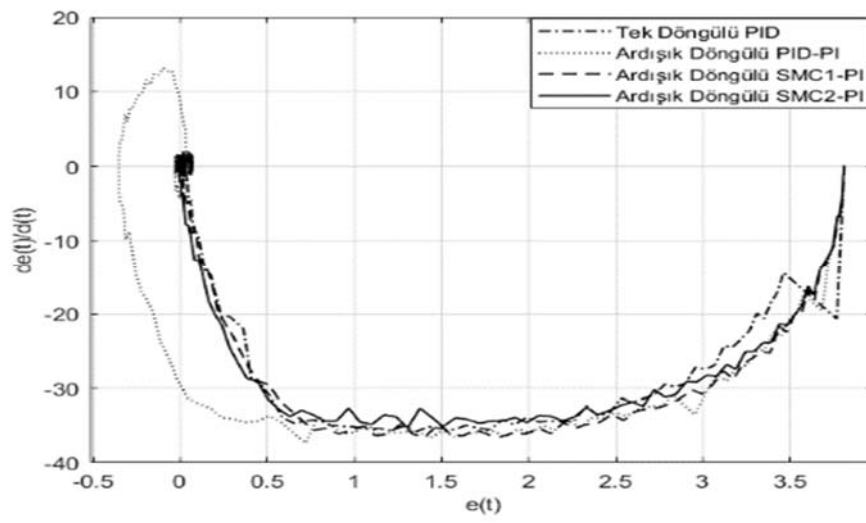
Şekil 9: Kontrol sinyalleri (giriş alan voltajı).



Şekil 10: SMC2 - PI kontrol sinyali.



Şekil 11: SMC2 - PI kayma yüzeyi faz düzlemi.



Şekil 12: Hata ve hata türevinin faz düzlemi.

Tablo 1: Deneyisel verilerle belirlenen kontrolcülerin performans karşılaştırması

Kontrol Tipi	ITAE	ISE	IAE	ITSE	ISCI	ITSCI	ISTE
Ardışık Döngülü İç Döngü PI-Dış Döngü PID	0.02	0.85	0.32	0.03	28.69	0	0.005
Tek Döngülü SMC1	0.02	0.45	0.22	0.01	23.37	0	0.008
Tek Döngülü SMC2	0.02	0.72	0.27	0.01	22.87	0	0.007
Tek Döngülü PID	0.03	0.82	0.32	0.02	28.14	0	0.014
Ardışık Döngülü İç Döngü PI-Dış Döngü SMC1	0.09	1.10	0.53	0.05	27.28	0	0.428
Ardışık Döngülü İç Döngü PI-Dış Döngü SMC2	0.02	0.94	0.37	0.03	21.21	0	0.010

Tablo 2: Deneyisel veriler kullanılarak elde edilen farklı kontrolcülerin zaman domenli performansları

Kontrol Tipi	Yükselme zamanı (s)	Yerleşme zamanı (s)	Aşım (%)	Gecikme zamanı (s)	Çıkış sapması (rpm)
Ardışık Döngülü İç Döngü PI-Dış Döngü PID	0.0904	0.1996	9.99	0.084	±15
Tek Döngülü SMC1	0.0874	0.2082	5.85	0.048	±12
Tek Döngülü SMC2	0.0770	0.1491	0.81	0.064	±10
Tek Döngülü PID	0.0911	0.1403	0.63	0.078	±7
Ardışık Döngülü İç Döngü PI-Dış Döngü SMC1	0.0952	0.1431	0.64	0.084	±8
Ardışık Döngülü İç Döngü PI-Dış Döngü SMC2	0.0910	0.1307	0.00	0.070	±5

7. Değerlendirmeler

Tek döngülü kontrol sisteminde P, PI, PID, SMC1 ve SMC2 kontrolcülerini tasarlanarak uygulanmış ve sistem performansları test edilmiştir. Ardışık döngülü kontrol yapısında ise iç döngüde P, PI ve SMC1; dış döngüde ise PID, SMC1 ve SMC2 kontrolcülerini kullanılmıştır. Elde edilen deneyisel ve simülasyon sonuçları Tablo 1 ve Tablo 2’de sunulmuştur. Tasarımdaki esas amaç, kontrol edilen çıkış hızının set değerini aşmaması, kısa sürede set değerine ulaşması, az enerji kullanımı ve kontrol sinyal giriş u(t) değişiminin az olmasıdır. Elde edilen deneyisel sonuçlar incelendiğinde:

- Ardışık döngülü kontrol yapısının tek döngülü kontrol sistemine göre hem zaman aralığındaki nitelikleri hem de performans ölçütleri değerlendirildiğinde daha etkin sonuçlar verdiği görülmektedir. Örneğin, ardışık döngülü SMC2 – PI yapısı yerleşme zamanında %12.4 iyileşme ve aşım değerinde %100 azaltma sağlamıştır. Yükselme zamanı ise tek döngülü SMC2’ye göre %18.2 artmıştır; ancak kontrol sinyalinin kararlılığı ve sistem çıkışındaki sapmanın azalması dikkate alındığında genel performans üstünlüğü korunmaktadır. Tablo 2’ye göre en düşük yerleşme zamanı 0.1307 s ile ardışık döngülü SMC2 - PI’da, en yüksek yerleşme zamanı ise 0.2082 s ile tek döngülü SMC1’de elde edilmiş, böylece yaklaşık %37.2 iyileşme sağlanmıştır. Ayrıca, aşım değerinin %0’a düşmesi, ardışık döngülü yapının tek döngülü kontrol sistemlerine göre önemli bir avantaj sunduğunu göstermektedir.
- Farklı yapıdaki kontrolcülerin uygulandığı ardışık döngülü kontrol sistemlerinden Tablo 1 ve Tablo 2’de verilen sonuçlar

incelendiğinde, çıkış hızının set değerini aşmaması ve en ekonomik kontrol enerjisi (ISCI) tüketimi açısından iç döngüde PI ve dış döngüde SMC2 kontrol yapısının diğer ardışık döngülü kontrol yapılarına göre daha etkin sonuçlar verdiği deneyisel olarak görülmüştür. Örneğin, ISCI değeri tek döngülü SMC2’de 22.87 iken, ardışık döngülü SMC2 - PI’da 21.21 bulunmuş ve %7.3 oranında enerji tasarrufu sağlanmıştır. Ayrıca, çıkış sapması tek döngülü SMC1’de ± 12 rpm iken ardışık döngülü SMC2 - PI’da ± 5 rpm değerine düşerek %58.3 iyileşme elde edilmiştir. Yüzdelik hesaplamalar, ardışık döngülü yapının enerji tasarrufu ve hız sapmalarında tek döngülüye kıyasla daha iyi performans sağladığını sayısal olarak ortaya koymaktadır.

iii) Simülasyon sonuçları incelendiğinde, ardışık döngülü kontrol yapılarının tek döngülü yapılara kıyasla hem zaman domenli performans ölçütleri hem de klasik performans kriterleri açısından daha üstün sonuçlar verdiği görülmektedir. Özellikle ardışık döngülü SMC2 - PI yapısı, zaman domenli ölçütlerinde (ITAE, ISE, IAE) en düşük hata değerlerine ulaşarak hata minimizasyonu bakımından en iyi performansı sağlamıştır.

Tablo 4’e göre, ardışık döngülü SMC2 - PI kontrolcüsü yerleşme zamanında tek döngülü SMC2’ye göre %7.8 iyileşme, aşım değerinde %100 azalma ve çıkış sapmasında %50 iyileşme (± 4 rpm \rightarrow ± 2 rpm) elde etmiştir. Yükselme zamanı ise tek döngülü SMC2’ye göre %10.7 artmıştır; ancak düşük aşım, kısa gecikme zamanı (0.054 s) ve en küçük çıkış sapması dikkate alındığında genel performans üstünlüğü korunmuştur.

iv) SMC kontrolcülerini ile yapılan çalışmalarda hem giriş kontrol sinyalinde hem de çıkış hız sinyalinde daha az değişimler gözlemlenmiş, salınımlar ve chattering etkisi azaltılmıştır. Örneğin, ardışık döngülü SMC1 - PI ve SMC2 - PI yapılarında kontrol sinyali RMS değerleri tek döngülü sistemlere göre daha düşük bulunmuştur. Ayrıca, Tablo 2’ye göre gecikme zamanı en düşük 0.048 s ile tek döngülü SMC1’de elde edilmiş, buna karşın ardışık döngülü SMC2 - PI’da gecikme zamanı 0.070 s olarak bulunmuştur. Ancak gecikme zamanındaki bu artışa rağmen, aşımın tamamen ortadan kaldırılması, çıkış sapmasının azaltılması ve enerji tüketimindeki düşüş dikkate alındığında ardışık döngülü yapının genel performans üstünlüğü korunmuştur.

8. Sonuçlar

Bu makalede, ardışık döngülü yapıli sistemlerde kayan kipli kontrol yönteminin uygulanabilirliği araştırılmış; hem simülasyon hem de deneyisel etkinliği incelenmiş ve endüstride yaygın olarak kullanılan PID kontrolcülerini karşılaştırılarak alternatifliği değerlendirilmiştir.

Sonuçlar değerlendirildiğinde, ardışık döngülü kontrol yapısının tek döngülü kontrol yapısına göre daha etkin sonuçlar verdiği anlaşılmıştır. Ardışık döngülü kontrol yapısında farklı kontrolcülerin kullanıldığı iç ve dış döngülerin performansları incelendiğinde, mevcut motor dinamiği de dikkate alınarak, iç döngüde PI kontrolcünün yeterli olduğu ve dış döngüde SMC2 kontrolcüsünün diğer kontrolcülere kıyasla daha etkin kontrol sağladığı görülmüştür.

Gelecek çalışmalarda, farklı hız ve yük testleri altında hem iç döngüde hem de dış döngüde SMC kontrolcülerinin etkinlikleri daha kapsamlı biçimde değerlendirilecektir.

Teşekkür

Yazarlar, bu araştırmanın gerçekleşmesinde Çukurova Üniversitesi'ne FYL-2024-16865 nolu Bireysel Araştırma Projesi kapsamında desteklerinden dolayı teşekkür ederler.

Kaynakçalar

- [1] V. I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes," *IEEE Trans. on Automatic Control*, Cilt: AC-22, No: 2, s:212-222, 1977.
- [2] A. R. Laware, D. B. Talange ve V. S. Bandal, "Design of Predictive Sliding Mode Controller for Cascade Control System," *Proc. of the IEEE First International Conference on Control, Measurement and Instrumentation (CMI)*, Kolkata, Hindistan, s:284-289, 2016.
- [3] S. Goswami ve S. S. Khairnar, "Cascade Control System and Control Strategies," *Proc. of the International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC)*, Erode, Hindistan, s:909-911, 2017.
- [4] G. Bartolini, L. Fridman, A. Pisano ve E. Usai, *Modern Sliding Mode Control Theory*, Springer, Chennai, 465 s., 2008.
- [5] G. L. Raja ve A. Ali, "Series Cascade Control: An Outline Survey," *Proc. of the Indian Control Conference (ICC)*, Guwahati, Hindistan, s:409-414, 2017.
- [6] M. A. Siddiqui, M. N. Anwar, S. H. Laskar ve M. R. Mahboob, "A Unified Approach to Design Controller in Cascade Control Structure for Unstable, Integrating and Stable Processes," *ISA Transactions*, Cilt: 114, s:331-346, 2021.
- [7] M. Nalbantoğlu ve Y. Güler, "SSSC Tabanlı Kaskad Kontrolör ile Güç Sistem Kararlılığının İyileştirilmesi," *DÜMF Mühendislik Dergisi*, Cilt: 8, No: 1, s:89-100, 2017.
- [8] H. T. Yau ve C. L. Chen, "Chattering-Free Fuzzy Sliding-Mode Control Strategy for Uncertain Chaotic Systems," *Chaos, Solitons & Fractals*, Cilt: 30, s:709-718, 2006.
- [9] M. A. Kjaer, *Sliding Mode Control*, Course Note, Department of Automatic Control, Lund Institute of Technology, İsveç, 2004.
- [10] Y. Xinghou ve O. Kaynak, "Sliding-Mode Control with Soft Computing: A Survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 56, No: 9, s:3275-3285, 2009.
- [11] V. I. Utkin ve H. C. Chang, "Sliding Mode Control on Electromechanical Systems," *Mathematical Problems in Engineering*, Cilt: 8, No: 4-5, s:451-473, 2002.
- [12] İ. Eker, "Sliding Mode Control with PID Sliding Surface and Experimental Application to an Electromechanical Plant," *ISA Transactions*, Cilt: 45, No: 1, s:109-118, 2006.
- [13] İ. Eker ve Ş. A. Akınal, "Sliding Mode Control Integral Augmented Sliding Surface: Design and Experimental Application to an Electromechanical System," *Electrical Engineering*, Cilt: 90, s:189-197, 2008.
- [14] K. J. Walcko, D. Novick ve M. C. Nechyba, "Development of a Sliding Mode Control with Extended Kalman Filter Estimation for Subjugator," *Proc. of the Conference on Recent Advances in Robotics*, Florida, A.B.D., 8-9 Mayıs 2003.
- [15] Z. H. Akpolat ve M. Gökbulut, "Discrete Time Adaptive Reaching Law Speed Control of Electrical Drives," *Electrical Engineering*, Cilt: 85, s:53-58, 2003.
- [16] F. J. Lin, S. L. Chiu ve K. K. Shyu, "Novel Sliding Mode Controller for Synchronous Motor Drive," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Cilt: 34, No: 2, s:532-541, 1998.
- [17] M. Zribi, H. Sira-Ramirez ve A. Ngai, "Static and Dynamic Control Schemes for a Permanent Magnet Stepper Motor," *International Journal of Control*, Cilt: 74, No: 2, s:103-117, 2001.
- [18] A. Cavallo ve C. Natale, "High-Order Sliding Control of Mechanical Systems: Theory and Experiments," *Control Engineering Practice*, Cilt: 12, s:1139-1149, 2004.
- [19] N. T. Tai ve K. K. Ahn, "A RBF Neural Network Sliding Mode Control for SMA Actuator," *International Journal of Control, Automation, and Systems*, Cilt: 8, No: 6, s:1296-1305, 2010.
- [20] G. Y. Tang, S. S. Lu ve R. Dong, "Optimal Sliding Mode Control for Linear Time-Delay Systems with Sinusoidal Disturbances," *Journal of Sound and Vibration*, Cilt: 304, s:263-271, 2007.
- [21] S. Ramesh, "Modelling of Geared DC Motor and Position Control using Sliding Mode Controller and Fuzzy Sliding Mode Controller," *International Journal of Computer Applications, International Conference on Innovations in Intelligent Instrumentation, Optimization and Signal Processing (ICIIOISP-2013)*, s:16-23, 2013.
- [22] M. Wang, Z. Liu ve H. Zhang, "Sliding Mode Consensus Control for Multi-Agent Systems Under Communication Constraints," *International Journal of Control*, vol. 96, no. 8, pp. 1999-2013, 2023.
- [23] L. Fernández ve A. Torres, "Adaptive Full Order Sliding Mode Control for Electrical Motor Drive," *E3S Web of Conferences*, vol. 500, art. no. 02001, 2025.
- [24] S. K. Singh, P. Kumar ve R. Gupta, "Cascade Control Based on Sliding Mode for Trajectory Tracking of Mobile Robot Formation," *Mathematics*, vol. 12, no. 2, art. no. 135, 2024.

Kanatçık Bulunmayan Sabit Kanatlı Hava Aracı için Anahtarlama ve Yönelim Dümeni Tabanlı Seyrüsefer Switching Rudder-Based Navigation for a Fixed-Wing UAV Without Ailerons

Furkan Çetin¹

¹Uçak Mühendisliği Bölümü
Necmettin Erbakan Üniversitesi, Konya
{cetinfurkan.fm}@gmail.com

Özetçe

Eksik denetim yüzeyine sahip olan hava araçları genellikle tercih edilmese de özelleşmiş görevler için denetim yüzeyleri kaldırılabilir. Bir denetim yüzeyi eksildiğinde hava aracı üç yönelimi iki adet denetim yüzeyi ile gerçekleştirilmek zorundadır. Bu çalışmada kanatçık yüzeyi bulunmayan bir hava aracının yuvarlanma ve sapma yönelimi dümen denetimi ile gerçekleştirilmiştir. Yönelim dümeni yüzeyinin iki eksenel hareketi birlikte idare ederek görevi başarılı bir şekilde gerçekleştirmesi için açısal hız hatalarının büyüklüklerine göre anahtarlama yapan bir anahtarlama algoritması geliştirilmiştir. Matlab® Simulink® ortamında geliştirilen modelde bu algoritma rüzgârlı ve rüzgârsız koşullarda test edilmiştir. Hava aracının test edilen koşullarda görevi başarıyla tamamladığı görülmüştür. Hava aracının test esnasında alınan verileri paylaşılmıştır.

Abstract

Although aircraft with reduced control surfaces are generally not preferred, control surfaces can be removed for specialized missions. When one control surface is missing, the aircraft must achieve its three-axis orientation using only two control surfaces. In this study, the roll and yaw control of an aircraft without an aileron surface was achieved using only rudder. To enable the rudder to successfully perform both axial movements simultaneously, a switching algorithm was developed that switches based on the magnitude of angular velocity errors. This algorithm was tested under both windy and calm conditions using a model developed in the Matlab® Simulink® environment. The aircraft successfully completed its mission under the tested conditions. The data recorded during the test flights has also been shared.

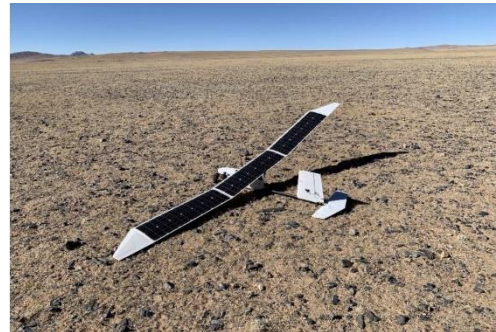
1. Giriş

Geleneksel sabit kanatlı hava araçlarında yönelim kontrolü, genellikle yuvarlanma, yunuslama ve yönelme eksenlerinde görev yapan kanatçık, irtifa dümeni ve yönelim dümeni gibi hareketli kontrol yüzeyleri aracılığıyla sağlanmaktadır. Bu kontrol sistemleri yüksek manevra kabiliyeti sunsa da belirli görev profilleri ve mimarilerde hareketli yüzeylerin bulunmaması, yani eksik denetim yüzeyine sahip olma gereksinimi ortaya çıkabilmektedir. Özellikle sistemin toplam

ağırlığını ve güç tüketimini azaltmak amacıyla yapılan yapısal sadeleştirmeler, hareketli yüzeylerin kullanılmadığı alternatif kontrol yöntemlerinin araştırılmasını teşvik etmektedir.

Buna ek olarak, Derin durak iniş (ing. deep stall landing) yüksek hücum açılarında kanadın tüm yüzeyinde akış ayrılması sonucu meydana gelen bir havada durma (ing. Stall) durumundan yararlanarak, sabit kanatlı İHA'ların kısa mesafeli, pistsiz iniş gerçekleştirmesini mümkün kılan özel bir manevradır [1]. Bu manevra sırasında kanadın yapısal bütünlüğünü korumak amacıyla kullanılan kanat bırakma mekanizmalarının güvenli ve etkili çalışabilmesi için, hareketli yüzeylerin ve bağlantı elemanlarının bulunmaması önemli bir tasarım avantajı sağlamaktadır.

Özellikle yatay düzlemde dönüşlerin gerçekleştirildiği yatarak dönme (BTT) manevraları, konvansiyonel sistemlerde kanatçık aracılığıyla yuvarlanma momenti üretilerek gerçekleştirilir [2]. Ancak yukarıda bahsedilen yapısal, görevsel ve operasyonel sınırlamalardan ötürü, eksik veya hiç bulunmayan kontrol yüzeylerine sahip hava araçlarında, yönelim dümeni, diferansiyel itki, aktif akış kontrolü veya öğrenen kontrol algoritmaları gibi alternatif yöntemlerin geliştirilmesine yönelik çalışmalar literatürde giderek artmaktadır. Şekil 1' de görülen hava aracı üzerinde yuvarlanma ve sapma açısal hız büyüklüklerine göre bir anahtarlama denetimi ile sadece yönelim dümeni yüzeyi kullanılarak kanatçiksiz bir seyrüsefer gerçekleştirmiştir [3].



Şekil 1. Kanatçık yüzeyine sahip olmayan bir hava aracı [3].

Kanatçık bulunmayan bir sabit kanat hava aracında motor sayısı ikiye çıkartılarak yönelim dümeni ile yuvarlanma kontrolünün yanı sıra diferansiyel pervane itiş kombinasyonu kullanılarak sapmalar kontrol altında tutulmuştur. Bu sistem aktif bozulma bastırma kontrolü (ADRC) ile modellenmiştir [4]. Bir İnsansız hava aracının yönelim kontrolü için kanatçık ve yönelim dümeni kullanımı karşılaştırılmış ve yönelim dümeni kullanımının avantajlarından bahsedilmiştir. Bir doğrusal modelde yönelim dümeni kullanımı daha düşük oturma zamanına, daha düşük aşım ve daha düşük kalıcı durum hatası sunmaktadır [5]. Tek bir denetim yüzeyine sahip mühimmatın denetim yüzeyi açısı hatalarına bağlı anahtarlama algoritması ile eksen değiştirerek başarılı şekilde kontrol edilebilmiştir [6].

Konvansiyonel yüzeylere olan bağımlılığı azaltmak amacıyla, daha radikal yapısal çözümler de önerilmiştir. Örneğin, FLAVIIR projesi kapsamında geliştirilen DEMON UAV, tamamen hareketli yüzeylerden arındırılmış bir tasarımla, yatarak dönme manevralarını yalnızca hava püskürtme (ing. circulation control) yöntemleriyle gerçekleştirmiştir [7]. Bu yaklaşım, klasik kanatçıkların yerine geçerek etkin bir yuvarlanma momenti üretimi sağlayabilir [8]. Bu çalışmada, kanatçık yüzeyine sahip olmayan bir insansız hava aracının, yönelim dümeni kullanarak yatarak dönme manevrasını gerçekleştirmesi için gerekli denetim algoritması geliştirilmiştir. Ayrıca, söz konusu algoritmanın, rüzgârlı hava koşullarında yönelim dümeninin esas görevi olan sapma kararlılığını sağlama işlevi ile manevra kontrolü arasında geçiş yapmasını sağlayan bir anahtarlama (ing. switching) mekanizması tasarlanmıştır.

2. Hava Aracı Dinamik Modeli

Sabit kanat bir hava aracının dinamik modeli aşağıdaki denklemler ile ifade edilebilir [9],[10]:

$$\dot{u} = \frac{x}{m} - (qw - rv) + g_x \quad (1)$$

$$\dot{v} = \frac{y}{m} - (ru - pw) + g_y \quad (2)$$

$$\dot{w} = \frac{z}{m} - (pv - qu) + g_z \quad (3)$$

$$\dot{p} = \frac{L - qr(I_x - I_y) + I_{xz}(\dot{r} + qp)}{I_{xx}} \quad (4)$$

$$\dot{q} = \frac{M - pr(I_x - I_z) + I_{xz}(r^2 - p^2)}{I_{yy}} \quad (5)$$

$$\dot{r} = \frac{N - pq(I_y - I_x) + I_{xz}(\dot{p} - qr)}{I_{zz}} \quad (6)$$

Burada;

u, v ve w: Hava aracının burun, sağ kanat ve aşağı yönündeki çizgisel hız bileşenleridir.

p, q ve r hava aracının yuvarlanma, yunuslama ve sapma yönündeki açılal hız bileşenleridir.

X, Y ve Z: Hava aracının kütle merkezine etki eden aerodinamik ve mekanik kuvvetlerdir.

L, M ve N: Hava aracının kütle merkezi etrafında meydana gelen aerodinamik ve mekanik momentlerdir.

g_x , g_y ve g_z : Hava aracı kütle merkezine etki eden yerçekimi ivmesidir.

m: Hava aracı kütlesidir.

I_{xx} , I_{yy} , I_{zz} ve I_{xz} : Hava aracı eylemsizlik momenti bileşenleridir.

Hava aracının açılal ve çizgisel hızlarının hesaplanması için gerekli duyulan kuvvet ve momentler hava aracı aerodinamik katsayıları ile hesaplanmaktadır [9],[10]:

$$X = C_X q_\infty S \quad (7)$$

$$Y = C_Y q_\infty S \quad (8)$$

$$Z = C_Z q_\infty S \quad (9)$$

$$L = C_l q_\infty S l \quad (10)$$

$$M = C_m q_\infty S l \quad (11)$$

$$N = C_n q_\infty S l \quad (12)$$

$$C_X = C_{x0} + C_{x\alpha} * \alpha + C_{x\beta} * \beta \quad (13)$$

$$+ C_{x\delta e} * \delta e + C_{x\delta r} * \delta r$$

$$C_Y = C_{y0} + C_{y\beta} * \beta + C_{yp} * \frac{pb}{2V} \quad (14)$$

$$+ C_{yr} * \frac{rb}{2V} + C_{y\delta a} * \alpha + C_{y\delta r} * \delta r$$

$$C_L = C_{L0} + C_{L\alpha} * \alpha + C_{Lq} * \frac{qc}{2V} + C_{L\delta e} * \delta e \quad (15)$$

$$C_l = C_{l0} + C_{l\beta} * \beta + C_{lp} * \frac{pb}{2V} \quad (16)$$

$$+ C_{lr} * \frac{rb}{2V} + C_{l\delta r} * \delta r$$

$$C_m = C_{m0} + C_{m\alpha} * \alpha + C_{mq} * \frac{qc}{2V} + C_{m\delta w} * \delta e \quad (17)$$

$$C_n = C_{n0} + C_{n\beta} * \beta + C_{np} * \frac{pb}{2V} \quad (18)$$

$$+ C_{nr} * \frac{rb}{2V} + C_{n\delta r} * \delta r$$

Burada;

C_x , C_y , C_z , C_l , C_m ve C_n : Aerodinamik kuvvet ve moment katsayılarıdır.

S, l, b ve c sırasıyla: Kanat alanı, karakteristik uzunluk, kanat açıklığı ve veter uzunluğudur.

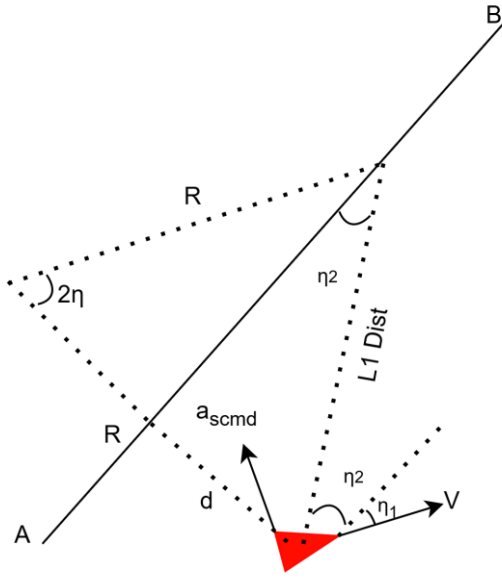
q_∞ : Dinamik basınç.

α , β : Hücüm ve yana kayma açılarıdır.

δ_a , δ_e ve δ_r : Kanatçık, irtifa dümeni ve yönelim dümeni açılarıdır.

3. Hava Aracı Seyrüsefer Algoritması

Bu çalışmada hava aracını yönlendirmek için L1 seyrüsefer algoritmasından faydalanılmıştır. L1 seyrüsefer algoritması, hava aracına verilmiş olan yol noktaları arasından bir doğru çizerek bu doğru üzerinden hava aracına dönüş komutu üretip yönlendirmeyi sağlamaktadır [11]. Şekil 2'de L1 seyrüsefer algoritmasının şematik gösterimi sunulmaktadır. Şema üzerinde, hava aracının A ve B noktaları arasındaki doğrultuda izlenmesi beklenen yol gösterilmektedir.



Şekil 2. L1 seyrüsefer kontrolcüsü [11].

Hava aracı L1 seyrüsefer kontrolcüsü ile en kısa mesafeden doğru üzerine yerleşmesi için gerekli ivme isterini dinamik olarak hesaplamaktadır. Elde edilen ivme isteri yuvarlanma komutuna dönüştürülerek hava aracının denetim sistemine iletilir. Bu hesap aşağıdaki denklemleri kullanarak ifade edilmektedir.

$$L1Dist = 2R \sin \eta \quad (19)$$

$$\eta = \eta_1 + \eta_2 \quad (20)$$

$$a_{scmd} = 2 \frac{V^2}{L1Dist} \sin \eta \quad (21)$$

$$\phi_c = \tan^{-1} \frac{a_{scmd}}{g} \quad (22)$$

Burada;

L1Dist, yön kontrolü için kullanılan sanal noktasının hava aracına uzaklığıdır. R ise bu sanal noktasının hesaplanabilmesi için oluşturulan sanal dönüş dairesidir. η₁ L1Dist ile AB yolu arasında kalan açıdır. η₂ ise hava aracının yönelimi ile AB yolu arasındaki açıdır. V hava aracının hızıdır. a_{scmd}, yolu izleyebilmek için gerekli yanal ivmedir. φ_c, Hava aracının hedefe dönmesini sağlayacak olan yuvarlanma açısı komutudur.

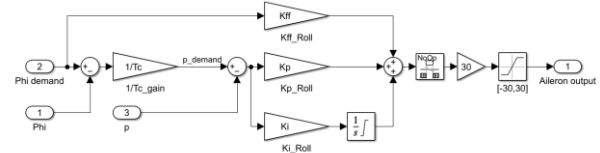
4. Hava Aracı Denetim Sistemi

Bu çalışmada, geleneksel hava araçlarında dönme momenti sağlayarak yuvarlanma hareketini meydana getiren kanatçık yüzeyi bulunmadığından gerekli olan moment ve yuvarlanma hareketi yönelim dümeni ile sağlanmaktadır. Yuvarlanma ve sapma denetim sistemlerinden gelen komutlar açısız hız hatalarında bağlı anahtarlama algoritmasından geçerek gerekli olan komut yönelim dümenine iletilmektedir.

Yönelim dümeni bu komutları uygulayarak gerekli olan yönlendirmeyi ve yanal kararlılığı ayna anda sağlamaktadır.

Hava aracının yuvarlanması PI-FF (Oransal Tümlüsel – İleri Besleme) denetim sistemi ile sağlanmaktadır. [12]. Şekil 3'te hava aracının yuvarlanma denetim yapısı blok diyagramı olarak görülmektedir.

$$a(t) = K_p * e(t) + K_i * \int e(t)dt + K_{ff} * r(t) \quad (23)$$



Şekil 3. Yuvarlanma denetim yapısı.

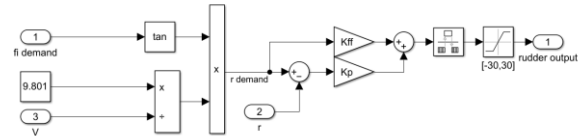
Burada r(t), referans e(t), zamana bağlı hatadır. K_p oransal kazanç, K_i tümlüsel kazanç, K_{ff} ise ileri besleme kazancıdır.

Hava aracının kararlılığını artırmak ve meydana gelebilecek salınımları önlemek ve yuvarlanma dönüşünü kolaylaştırmak amacıyla sapma ekseninde yönelim dümeni denetimi uygulanmaktadır. [13]

$$r_c = \frac{g}{V} \tan(\phi_c) \quad (24)$$

Elde edilen sapma açısız hız komutu P-FF (Oransal – İleri Besleme) denetimine dahil edilerek yönelim dümeni için gerekli komut üretilmektedir. Şekil 4'te hava aracının sapma denetim yapısı blok diyagramı olarak görülmektedir.

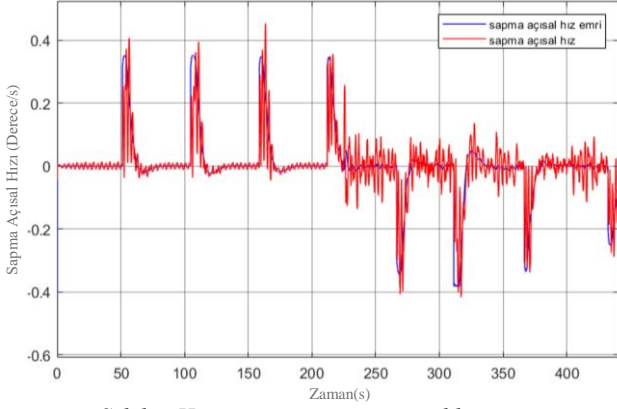
$$r(t) = K_p * (r_c - r) + K_{ff} * r_c \quad (25)$$



Şekil 4. Sapma denetim yapısı.

PI-FF ve P-FF denetleyici kazançları, sistemin doğrusal hale getirilmiş dinamik modeli üzerinde kök-yer eğrisi yöntemi kullanılarak belirlenmiştir. Kök-yer eğrisi analizi ile kapalı çevrim kutuplarının karmaşık düzlemdeki hareketleri incelenmiş ve denetleyici parametreleri, istenen sönüm oranı ve doğal frekans değerlerini sağlayacak şekilde ayarlanmıştır. Tasarım sürecinde hedeflenen performans kriterleri; hızlı yerleşme süresi, düşük aşım oranı ve kararlı sistem davranışı olarak belirlenmiştir. Bu doğrultuda, oransal kazanç (K_p) sistem yanıtının hızını artıracak şekilde, tümlüsel kazanç (K_i) kalıcı hatayı sıfırlayacak biçimde, ileri besleme kazancı (K_{ff}) ise referans takibini iyileştirmek üzere seçilmiştir. Böylece denetim sistemi, hem geçici rejimde hem de kalıcı rejimde istenen performans özelliklerini sağlamaktadır.

koşulda sistem yaklaşık 6 saniyelik yerleşme süresine sahip olmuş ve yalnızca %0.8 oranında aşım meydana gelmiştir. Kullanılan tümlevsel bileşen sayesinde kalıcı durum hatası gözlenmemiştir. Ayrıca sistemin performansını nicel olarak değerlendirmek amacıyla ortalama kare hata (RMSE), maksimum sapma, yerleşme süresi ve aşım oranı hesaplanmıştır. Bu metrikler Tablo 2’de özetlenmiştir.

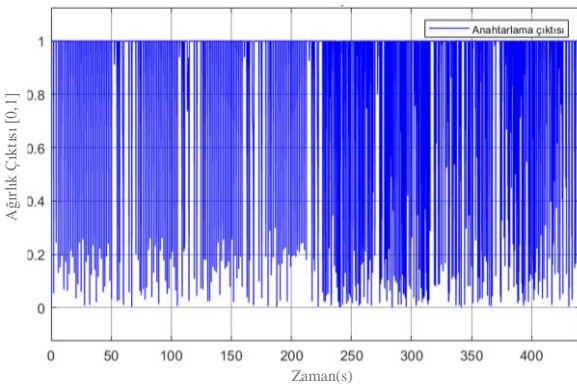


Şekil 7. Hava aracının sapma açısal hız emri ve cevabı.

Tablo 2: Sapma denetim sistemi performans tablosu.

Koşul	Oturma Zamanı	Aşım	RMSE
Rüzgârsız	6	%0.8	0.8
Rüzgâr ve Türbülans	7.5	%1.2	1.6

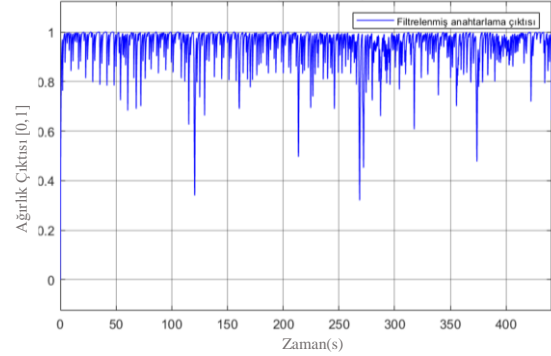
Hava aracının yuvarlanma ve sapma açısal hız hatalarına göre gerçekleştirdiği anahtarlama çıktısı şekil 8’de görülmektedir. Anahtar çıktısı 1 iken yuvarlanma denetim sisteminden elde edilen çıktılar yönelim dümenine iletilirken anahtar çıktısı 0 olduğunda sapma denetim çıktısı yönelim dümenine iletilmektedir. Ara değerlerde birlikte kullanım gerçekleşmiştir.



Şekil 8. Hava aracı anahtarlama çıktısı.

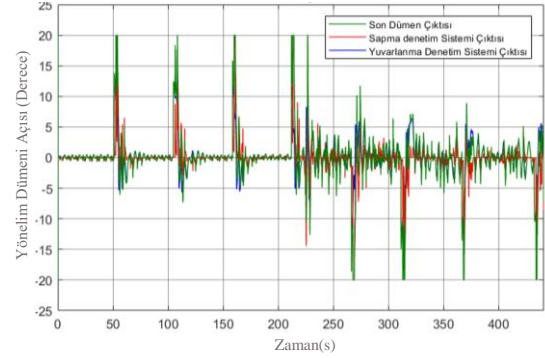
Uçuş sırasında anahtarlama işlemlerinin yüksek frekansta gerçekleşmesi nedeniyle, anahtarlama sinyali 2 Hz üzerindeki bileşenleri bastırmak amacıyla alçak geçiren bir filtre uygulanmıştır. Bu yaklaşım, yönelim dümeni yüzeyinin

gereksiz hızlı geçişler yapmasını önlemiş ve sistem kararlılığını artırmıştır. Şekil 9’ da filtrelenmiş anahtarlama çıktısı görülmektedir.



Şekil 9. Hava aracı filtrelenmiş anahtarlama çıktısı.

Hava aracının yönelim dümeni yüzeyine iletilen yuvarlanma ve sapma denetim sistemi çıktıları arasındaki geçişin etkisi şekil 10’da yönelim dümeni çıktısı olarak görülmektedir. Anahtarlama algoritması sayesinde alt denetleyiciler arasındaki geçişler dengeli biçimde gerçekleşmiş ve hava aracı kararlılığını koruyarak görevini sürdürmüştür.



Şekil 10. Hava aracı yönelim dümeni çıktısı.

6. Tartışma ve Sonuç

Bu çalışma kapsamında, kanatçık denetim yüzeyine sahip olmayan sabit kanatlı bir hava aracı tasarlanmıştır. Hava aracının altı serbestlik derecesine sahip dinamik modeli oluşturulmuş ve otonom görevlerin gerçekleştirilmesi için gerekli seyrüsefer algoritmaları, kontrol sistemleri ve çevresel etkenler modele entegre edilmiştir. Hava aracının, kanatçık denetim yüzeyi bulunmamasına rağmen önceden tanımlanmış görevleri yerine getirebilmesi amacıyla, açısal hız hatalarının büyüklüğüne dayalı olarak anahtarlama gerçekleştiren bir kontrol algoritması geliştirilmiş ve bu algoritma yardımıyla yuvarlanma ve sapma kontrol kanalları arasında kararlı bir geçiş sağlanmıştır.

Literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, söz konusu yaklaşım ek bir denetim yüzeyi veya yapısal destek elemanlarına ihtiyaç duymadan, yalnızca açısal hız hatalarına dayalı anahtarlama ile eksenler arası geçişi optimize eden bir kontrol stratejisi sunmaktadır. Bu yöntem, eksenler arasında yüksek hassasiyetli geçişlere olanak tanıyarak, sistemin genel kararlılığını ve kontrol performansını artırmaktadır.

Elde edilen bulgular, geliştirilen kontrol yaklaşımının hem ideal uçuş koşullarında hem de rüzgâr ve türbülans gibi çevresel bozucuların etkisi altında görevleri başarılı bir şekilde

yerine getirebildiğini göstermektedir. Bu durum, önerilen algoritmanın çevresel bozulmalara karşı yüksek direnç sergilediğini doğrulamaktadır. Şekil 5 ile Şekil 10 arasında sunulan grafikler, hava aracının görev esnasında elde edilen performans verilerini görselleştirmektedir. Gelecek çalışmalarda, farklı rüzgâr ve çevresel senaryolar altında hem simülasyon hem de uçuş testlerinin gerçekleştirilmesi planlanmaktadır.

7. Kaynakça

- [1] Y. Zhang, T. Yang, and D. Wu, "Precision Deep-Stall Landing of Fixed-Wing UAVs Using Nonlinear Model Predictive Control," *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 101, no. 1, pp. 1–17, 2021.
- [2] A. Ali Wannas, *Flight Dynamics Lecture Notes*, Lecture 2 on Flight Control Surfaces, Scribd, 2024.
- [3] A. Guo, Z. Zhou, X. Zhu, X. Zhao, and Y. Ding, "Automatic Control and Model Verification for a Small Aileron-Less Hand-Launched Solar-Powered Unmanned Aerial Vehicle," *Electronics*, vol. 9, no. 2, Art. 364,
- [4] Z. Ma, X. Zhu, and Z. Zhou, "Lateral–Directional Control for Full-Wing Solar-Powered UAV using rudder and Differential Propeller Thrust," *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, vol. 39, no. 9, 2018.
- [5] M. Ahsan, H. Rafique and Z. Abbas, "Heading Control of a Fixed-Wing UAV Using Alternate Control Surfaces," in *2012 IEEE 16th International Multi-Topic Conference (INMIC)*,
- [6] B. Özkan, "Application of the Rotative Control Approach on a Guided Mortar Released from Aerial Platforms", TOK2023-Otomatik Kontrol Türk Milli Komitesi Ulusal Toplantısı, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2023.
- [7] J. P. Fielding, C. P. Lawson, R. Martins-Pires ve G. Monterzino, "Design, Build and Flight of The DEMON Demonstrator UAV," 11th AIAA Aviation Technology, Integration, and Operations (ATIO) Conference, 2011
- [8] M. V. Cook, A. Buonanno ve S. D. Erbslöh, "A circulation control actuator for flapless flight control," *Aeronautical Journal*, vol. 112, no. 1134, pp. 483–489, Ağu. 2008.
- [9] R. C. Nelson, *Flight Stability and Automatic Control*, 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1998.
- [10] Stevens, B. L., & Lewis, F. L. (2003). *Aircraft Control and Simulation*, 2nd ed., Wiley.
- [11] S. Park, J. P. Deyst, and J. P. How, "A new nonlinear guidance logic for trajectory tracking," in *AIAA Guidance, Navigation and Control Conference*, Providence, RI, Aug. 2004, paper AIAA-2004-4900.
- [12] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2010.
- [13] R. W. Beard and T. W. McLain, *Small Unmanned Aircraft: Theory and Practice*. Princeton, NJ, USA: Princeton University Press, 2012.

Bir Serbestlik Dereceli Elektro-hidrolik Eyleyici İçeren Deneysel Düzenek Tasarımı

Şule Taşkingöllü¹, Erman Selim^{1,2}, Enver Tatlıcioğlu¹

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi, İzmir, Türkiye

91230000465@ogrenci.ege.edu.tr, erman.selim@ege.edu.tr, enver.tatlicioglu@ege.edu.tr

² University of Waterloo
Dept. of Mechanical and Mechatronics Eng., Kanada
erman.selim@waterloo.ca

Özetçe

Bu çalışmada, bir serbestlik dereceli elektro-hidrolik eyleyici için gerçek zamanlı testlerin yapılabilmesi bir deneysel düzenek kurulmuştur. Üretilen elektro-hidrolik sistem, hem fiziksel sistem dinamiklerinin daha iyi anlaşılabilmesi hem de denetleyici başarımının değerlendirilmesi açısından uygun bir test ortamı sunmaktadır. Test düzeneğinden elde edilen deneysel bulgular, elektro-hidrolik pistonun zamanla değişen bir yörüngeyi takip edebilme yeteneğini ortaya koymaktadır.

Abstract

In this study, an experimental test bench was developed for a single degree of freedom electro-hydraulic actuator, allowing real time performance assessment. The proposed setup provides a suitable environment for evaluating control performance and gaining deeper insight into the physical system dynamics. Experimental results demonstrate the system's ability to follow a desired trajectory and confirm the effectiveness of the proposed methods.

1. Giriş

Ağır yük kaldırabilme ve hızlı tepki süresi gibi önemli avantajları sayesinde hidrolik eyleyiciler mekatronik sistemlerde, havacılık sistemlerinde, robotik alanında, endüstriyel üretimde ve inşaat makineleri gibi pek çok alanda kritik bir rol üstlenmektedir [1, 2]. Bunların yanı sıra, sanayide, özellikle insan gücünün yeterli olmadığı ve çok daha büyük kuvvetlere ihtiyaç duyulan uygulamalarda aktif olarak kullanılmaktadırlar [3]. Oldukça farklı sektörlere hitap edebilen hidrolik eyleyicilerin kullanım alanları son dönemde daha da artmaktadır [4].

Ancak bu sistemler, akışkan dinamiği, sürtünme etkileri ve sıcaklık değişimleri gibi özellikleri nedeniyle doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. Bu durum, denetimlerini zorlaştıran bir unsur olarak göze çarpmaktadır. Tasarlanan denetleyiciler bazen adi diferansiyel denklem temelli bazen fizik modeli temelli

simülasyon ortamlarında denenmekte [5, 6], ve akabinde deneysel sistem içermeyen gerçek zamanlı benzetim donanımlarında koşturulmaktadır [7]. Dijital ortamda gerçekleştirilen bu tarzdaki benzetimlerin ortak eksiklikleri, elektro-hidrolik sistemleri dijital ortamda tam olarak modelleyememeleri ve dolayısıyla sistemin doğrusal olmayan davranışlarını tam olarak öngörememeleridir. Özellikle yörüngeyi hassas takibinin kritik olduğu durumlarda, simülasyonlar sistemin pratikteki performansını ortaya koymak açısından eksik veya yetersiz kalmaktadır [8]. Bunların ışığında, elektro-hidrolik sistemler için geliştirilen denetleyicilerin başarımının, bilgisayar benzetimleri kullanılarak net bir şekilde irdelenemeyeceği sonucuna ulaşılmaktadır.

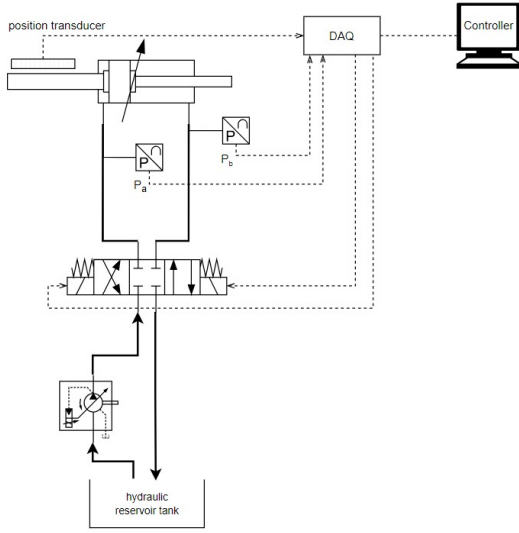
Öte yandan, elektro-hidrolik sistemler hem pahalı hem de bu sistemlerin üretimleri karmaşık olduğu için ancak sınırlı sayıda araştırma laboratuvarında tam donanımlı sistemler üzerinde çalışılabilmektedir [9, 10, 11]. Yüksek serbestlik dereceli olan sistemlere erişim zorluklarının yanı sıra özellikle basınçlandırılmış akışkanın sızması gibi hususlar göz önünde bulundurulduğunda iş güvenliği açısından çeşitli sınırlandırmalar da bulunmaktadır. Öte yandan endüstri uygulamaları hedeflenerek üretilmiş olan elektro-hidrolik sistemlerde son kullanıcılara çeşitli sınırlandırmalar getirilmekte ve yenilikçi denetleyicilerin uygulanması engellenmektedir. Tüm bunların ışığında, farklı kontrol algoritmalarının test edilebilmesi için akademik laboratuvar ortamında kullanıma uygun bir serbestlik dereceli bir sistemin üretilmesi bir ihtiyaç olarak göze çarpmaktadır.

Bu çalışma kapsamında, elektro-hidrolik eyleyicilerin davranışlarını incelemek, hassasiyetini ölçmek ve geliştirilen denetim yöntemlerinin başarımını sınamak amacıyla fiziksel test düzeneği tasarlanmasına odaklanılmıştır. Bu amaç doğrultusunda, hidrolik pompa içeren güç ünitesi, valf bloğu, piston ve pozisyon ve basınç sensörleri içeren bir serbestlik derecesine sahip elektro-hidrolik deneysel düzeneği üretilmiştir. Geliştirilen test düzeneği, elektro-hidrolik sistemlerin doğrusal olmayan dinamiklerini gözlemlemek için uygun bir ortam sunmakta olup geliştirilen denetleyicilerin başarımının simülasyon ortamına ek olarak gerçek sistem üzerinde

de değerlendirilebilmesine olanak tanımaktadır.

2. Elektro-hidrolik eyleyici tasarımı

Bu çalışma kapsamında, planlanan elektro-hidrolik eyleyici deney düzeneği sistem şematiği Şekil 1'de gösterilmektedir. Buna göre, basınçlandırılan hidrolik sıvısı valf üzerinden yönlendirilerek pistonu ileri veya geri yönde hareket ettirecektir. Sistem üzerinden okunan sensör değerleri veri toplama kartı sayesinde denetleyici bilgisayara iletilecek ve hesaplanan kontrol sinyali valfe uygulanabilecektir.



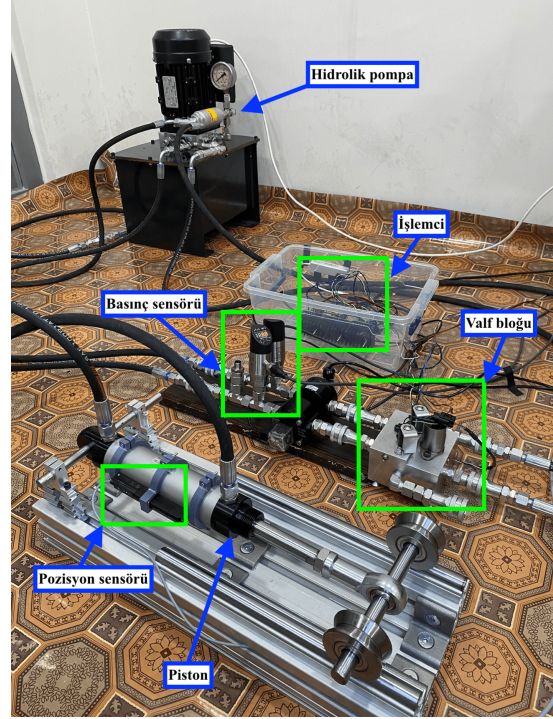
Şekil 1: Elektro-hidrolik eyleyici deney düzeneği sistem şematiği

Doğrusal olmayan kontrol algoritmalarının sınanmasına imkan tanıyan bir serbestlik derecesine sahip elektro-hidrolik eyleyici içeren deney düzeneği tasarlanmış ve üretilmiştir. Şekil 2 ile gösterilen bu düzenek, tek eksenli doğrusal hareket yapacak şekilde yapılandırılmıştır.

Deney düzeneği tasarımı iki bölümde sunulmaktadır. İlk fiziksel gereksinimler ile hedeflerin belirlendiği mekanik tasarım, ikincisi ise elektronik bileşenlerin ve kontrolünün gerçek zamanlı çalışabilmesi için hazırlanan elektronik tasarım bölümüdür.

2.1. Mekanik tasarım

Elektro-hidrolik sistemde, fiziksel gereksinimleri belirleyen en önemli bileşen hidrolik eyleyicidir. Bu düzenekte, hidrolik eyleyici olarak, SMC firmasına ait CHMC model, iç çapı 40 mm ve strok uzunluğu 100 mm olan çift etkili bir hidrolik piston tercih edilmiştir. Maksimum 40 bar basınçta çalışabilen bu pistonun içerisinde gömülü mıknatıs bulunmaktadır. Pistonun bu özelliği sayesinde, konumunun ölçümü için, Festo firmasının SDAT-MHS-M100-1L-SV model manyetik pozisyon sensörü kullanılmıştır. Piston pozisyonu, 0 V–10 V analog çıkış sinyali olarak alınabilmektedir. Pistonun her iki odasındaki anlık basınç değerleri, ayrı ayrı konumlandırılmış BSP



Şekil 2: Bir serbestlik dereceli elektro-hidrolik eyleyici içeren deney düzeneği

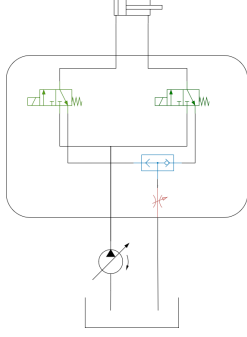
B050-EV009-P00S2B-S4 model basınç sensörleriyle tespit edilmektedir. Bu sensörler, 0 bar–50 bar aralığında ölçüm yapabilmekte olup, analog çıkışları 0 V–10 V arasında değişmektedir. Her iki odacığın basınç farkı, sistemin yük basıncını temsil etmektedir.

Basınç akışının piston hareketinin kontrolünü sağlayacak şekilde yönlendirilmesi amacıyla Şekil 3 ile şematiği ve Şekil 4 ile ise 3 boyutlu tasarımı verilen bir valf bloğu özel olarak tasarlanmış ve üretilmiştir. Şekil 3 ile şematiği gösterilen bloğun içerisinde gömülü olarak iki adet mavi ve yeşil simgelerle temsil edilen 3/2 yön valfi veya kapısı ve kırmızı ile gösterilen oransal valf bulunmaktadır. Oransal valf, denetleyici girişinin mutlak değeri doğrultusunda açıklık ayarı yaparken, yön valfleri denetleyicinin işaretine göre pistonu uygulanan basınç yönünü belirlemektedir. Deney düzeneği için gerekli sistem basıncı, asenkron motorla tahrik edilen bir hidrolik pompa tarafından sağlanmaktadır. Sistemin güvenli çalışmasını temin etmek adına, 40 bar olan maksimum sistem basıncının %75'i olan 30 bar çalışma basıncı limit olarak belirlenmiştir.

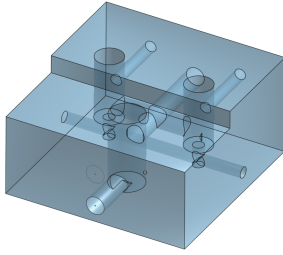
2.2. Elektronik tasarım

Mekanik gereksinimlerin karşılanması yanı sıra kullanılacak sensör tipleri ve kontrol sinyalinin uygulanma şekli göz önünde bulundurularak sistemin gerçek zamanlı çalışmasını sağlayacak şekilde gömülü kontrolcü yazılımı da özel olarak tasarlanmıştır.

Denetleyici girişi, valf bloğuna uygulanan elektriksel sinyallerden oluşmaktadır. Yön valfleri 12 V ile çalıştırılırken, oransal valf ± 3 V aralığında analog gerilim ile kontrol edilmektedir. Denetleyici çıkışının işareti ve genliği, valflerin kon-



Şekil 3: Hidrolik blok şematiği



Şekil 4: Piston kontrol bloğunun üç boyutlu modeli

trol stratejisini belirlemektedir. Gerekli sürücü sinyalleri, STM32F746ZG mikrokontrolcüsü kullanılarak oluşturulmakta olup bu işlemci aynı zamanda bilgisayar ile haberleşmeyi de sağlamaktadır. STM32 işlemcisi ile Simulink-Desktop-Realtime ortamı arasında USB protokolü üzerinden, 1 kHz çevrim hızına sahip ve 1 ms'nin altında gecikme süresi sunan bir haberleşme hattı kurulmuştur. Analog sensör verileri, NI PCIe-6351 veri toplama kartı (DAQ) aracılığıyla doğrudan Simulink modeline aktarılmaktadır. Bu sayede, ek bir analog-dijital dönüştürücü donanımına ihtiyaç duyulmadan, sistemden yüksek doğrulukta ve gerçek zamanlı ölçüm verisi elde edilmesi mümkün olmaktadır. Denetleyici tasarımları MATLAB/Simulink ortamında kolaylıkla uygulanabilmekte ve gerçek zamanlı deney düzeneğinde kapalı çevrim sonuçları elde edilebilmektedir.

3. Elektro-hidrolik eyleyicilerin dinamik modeli

Bir serbestlik dereceli elektro-hidrolik eyleyicilerin dört durumlu dinamik modeli aşağıda sunulan yapıda olup [12]

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (1)$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{k}{m}x_1 - \frac{b}{m}x_2 + \frac{A_p}{m}x_3 - \frac{1}{m}F_L \quad (2)$$

$$\dot{x}_3 = -\frac{4\beta_e A_p}{V_t}x_2 - \frac{4\beta_e C_{tl}}{V_t}x_3 + \frac{4\beta_e A_p C_d w}{V_t \sqrt{\rho}}u \sqrt{p_s - x_3 \text{sgn}(u)}. \quad (3)$$

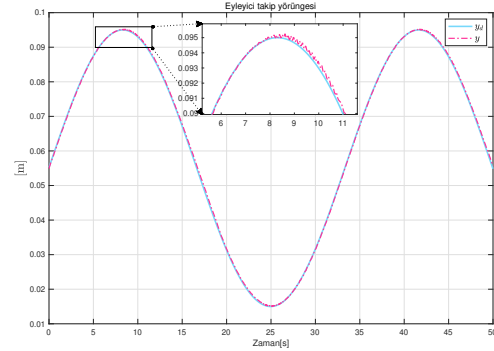
$$\dot{x}_4 = -\frac{1}{T_{sv}}x_4 + \frac{K_{sv}}{T_{sv}}u \quad (4)$$

burada $x_1(t) = y(t)$ hidrolik silindirin yer değiştirmesi veya pozisyonu, $x_2(t) = \dot{y}(t)$ hidrolik silindirin yer değiştirme hızı, $x_3(t) = p_L(t) = p_a(t) - p_b(t)$ yük basıncı ve $x_4(t) = x_v(t)$ servo valfin makara/sürgü konumudur. Yine bu modelde, m yük kütlesi, b viskoz sönümleme katsayısı, k yük yayı sabiti, A_p silindir odasının halka alanı, $F_L(t)$ hidrolik eyleyicinin üzerindeki harici yükü, β_e etkili yığın modülü, C_{tl} silindirin toplam sızıntı katsayısı, C_d deşarj katsayısı, ω servo valf makarasının/sürgüsünün alan eğimi, p_s pompanın besleme basıncı, V_t silindirin hacmi, ρ hidrolik yağın yoğunluğu, K_{sv} servo valfin kazancı, T_{sv} servo valfin tepki süresi sabiti, $u(t)$ servo valfin denetleyici giriş voltajı ve $\text{sgn}(\cdot)$ işaret fonksiyonunu tanımlamaktadır.

4. Deneysel sonuçlar

Üretilen bir serbestlik dereceli elektro-hidrolik deney düzeneğinin çalışmasını test etmek için $y_d = 40 + 30\sin(2\pi 0.1t)[mm]$ referans sinyali uygulanmış ve standard oransal integral türev (ing. proportional integral derivative ya da kısaca PID) kontrolcü ile denetlenmiştir. PID kontrolcü kazançları $K_p = 2000$, $K_i = 650$, $K_d = 50$ olarak seçilmiştir.

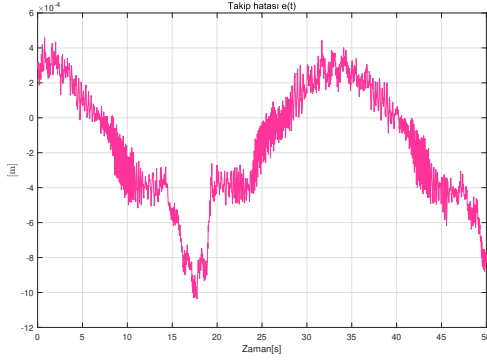
Gerçekleştirilen deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçlar Şekiller 5-7 ile sunulmuştur. Eyleyicinin takip etmesi için belirlenen sinüzoidal yörüngeyi takip başarımı Şekil 5 ile ve gerçekleşen takip hatası ise Şekil 6 ile gösterilmiştir. Eyleyiciye uygulanan denetleyici giriş voltajı ise Şekil 7 ile sunulmuştur. Şekil 5 ile verilen takip başarımı ve Şekil 6 ile sunulan takip hatası yakından incelendiğinde takip hatasının büyüklüğünün $1[mm]$ 'den daha az olduğu görülmekte olup sistem başarımı başarı ile sınanmıştır.



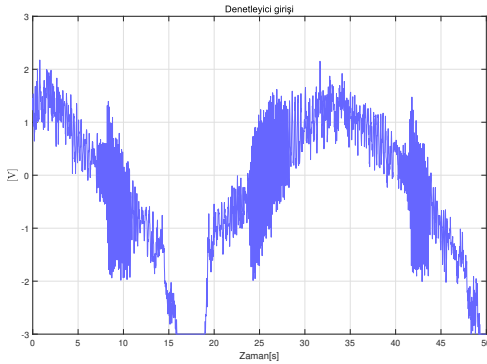
Şekil 5: Takip yörüngesi

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, elektro-hidrolik sistemler üzerine yapılacak kontrol çalışmalarının yalnızca benzetim ortamları ile sınırlı kalmaması ve fiziksel sistem üzerinde de test edilebilmesi amacıyla bir serbestlik dereceli elektro-hidrolik deney düzeneği tasarlanmış ve üretilmiştir. Geliştirilen deney düzeneğinin tasarım basamakları ayrıntılı olarak sunulmuş olup sistemin mekanik ve elektronik bileşenleri ihtiyaçlar ve tasarım kriterleri ışığında belirlenmiştir. Deney düzeneği, elektro-hidrolik sistemlerin doğrusal olmayan doğasını gözlemlemeye ve geliştir-



Şekil 6: Takip hatası



Şekil 7: Denetleyici girişi u

ilen denetim algoritmalarının fiziksel ortamda doğrulanmasına olanak sağlamaktadır. Nihai olarak üretilen düzenek üzerinde, PID kontrol algoritması uygulanmış ve sistemin referans yörüngeyi gerçek zamanlı olarak takip etme başarımı incelenmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar, hem kontrolcü performansının hem de test düzeneği tasarımının amacına uygun olduğunu ortaya koymuştur.

Gelecek çalışmalarda model parametrelerinin tespit edilmesi amacıyla en küçük kareler yöntemine dayalı sistem tanıma algoritmasının geliştirilmesi, öncelikle benzetim ortamında sınanması ve daha sonra da geliştirilen deneysel düzeneğin model parametrelerinin kestirilmesi hedeflenmektedir.

6. Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından 123E023 numaralı proje ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

7. Kaynakça

- [1] Xinyu Tian, Shaoping Wang, Xingjian Wang, Dengpeng Dong, and Yuwei Zhang, “Design and control of a compliant electro-hydrostatic-powered ankle prosthesis,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 27, no. 5, pp. 2429–2439, 2021.
- [2] Shufei Qiao, Yunxiao Hao, Long Quan, Lei Ge, and Lian-peng Xia, “A novel electro-hydraulic compound driving system with potential energy regeneration capability for lifting device,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 18248–18256, 2022.
- [3] M. Onder, A. Bayrak, and S. Aksoy, “Rise-based backstepping control design for an electro-hydraulic arm system with parametric uncertainties,” *Int. J. of Control*, vol. 95, no. 10, pp. 2815–2827, 2022.
- [4] Q. Guo, T. Yu, and D. Jiang, “High-gain observer-based output feedback control of single-rod electro-hydraulic actuator,” *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, no. 16, pp. 2395–2404.
- [5] Giota Goswami, Suraj Jaiswal, Charles Nutakor, and Jussi Sopanen, “Co-simulation platform for simulating heavy mobile machinery with hydraulic actuators and various hybrid electric powertrains,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 105770–105785, 2022.
- [6] Suraj Jaiswal, Lauri Pyrhönen, and Aki Mikkola, “Computationally efficient coupling of multibody dynamics and hydraulic actuators in simulating hydraulic machinery,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1291–1302, 2022.
- [7] Rujun Fan and Yunhua Li, “An adaptive fuzzy trajectory tracking control via improved cerebellar model articulation controller for electro-hydraulic shovel,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 26, no. 6, pp. 2870–2880, 2021.
- [8] Fengqi Zhou, Hao Liu, Pengfei Zhang, Xiaoping Ouyang, Lilin Xu, Yibo Ge, Yeming Yao, and Huayong Yang, “High-precision control solution for asymmetrical electro-hydrostatic actuators based on the three-port pump and disturbance observers,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 28, no. 1, pp. 396–406, 2022.
- [9] Ryan Luke Johns, Martin Wermelinger, Ruben Mascaro, Dominic Jud, Ilmar Hurkxkens, Lauren Vasey, Margarita Chli, Fabio Gramazio, Matthias Kohler, and Marco Hutter, “A framework for robotic excavation and dry stone construction using on-site materials,” *Science Robotics*, vol. 8, no. 84, 2023.
- [10] Tao Qin, Yunhua Li, Long Quan, and Liman Yang, “An adaptive robust impedance control considering energy-saving of hydraulic excavator boom and stick systems,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 27, no. 4, pp. 1928–1936, 2022.
- [11] Nannan Cheng, Xiaohui Gao, Liang Wang, and Yongguang Liu, “Design, analysis and testing of a hydraulic catapult system,” *IEEE Access*, vol. 10, pp. 67482–67492, 2022.
- [12] Q. Guo and D. Jiang, *Nonlinear Control Techniques for Electro-Hydraulic Actuators in Robotics Engineering*, CRC Press, 2017.

İki Modlu Titreşim Sönümlemesi için Dağıtık Gecikmeli Giriş Şekillendiricilerin Parametrizasyonu Parametrization of Distributed-delay Shapers for Two-mode Vibration Compensation

Ahmet Burak Akyüz¹, Baran Alikoç¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik, İstanbul, Türkiye

ahmet.akyuz@avl.com, baran.alikoc@avl.com

1. Giriş

Özetçe

Bu çalışmada, esnek sistemlerde iki titreşim modunu bastırmak amacıyla, dağıtık gecikmeli şekillendiricilerin parametrizasyonuna yönelik bir yaklaşım önerilmiştir. Geliştirilen metodoloji, tek bir şekillendirici yapısı kullanarak iki titreşim modunu eşzamanlı olarak sönümleyebilen bir profil oluşturma tabanlıdır. Önerilen yöntemde, birinci modu bastırmak için toplu gecikme ve kazanç parametrelerinin belirlenmesinden sonra, ikinci modu bastırmak üzere dağıtık gecikme parametresi hesaplanmıştır. Problem, imajiner eksen kaydırma ve değişken dönüşümü yoluyla bir kök bulma problemine indirgenmiştir. Önerilen yöntem ile parametrelendirilen üç farklı şekillendirici, aynı şekillendiricilerin geleneksel yaklaşım olan her bir mod için parametrelendirilip seri bağlanması ile performans açısından kıyaslanmıştır. Önerilen şekillendiriciler ile, her iki modun tam bastırılmasıyla birlikte daha hızlı bir sistem yanıtı elde edilmiş; sistem modlarındaki değişimlere karşı gürbüzlük doğal olarak azalmış olsa da büyük ölçüde korunmuştur.

Abstract

This study proposes an approach for the parameterization of distributed-delay shapers aimed at suppressing two vibration modes in flexible systems. The developed methodology is based on a profile generation scheme that can simultaneously dampen two vibration modes using a single shaper structure. In the proposed method, after determining the lumped delay and gain parameters to suppress the first mode, the distributed delay parameter is calculated to suppress the second mode. The problem is reduced to a root-finding problem through imaginary axis shifting and variable transformation. Three different shapers parameterized using the proposed method are compared in terms of performance with the traditional approach, where individual shapers for each mode are parameterized and connected in series. A faster system response is achieved with full suppression of both modes while the robustness against system mode variations inherently decreases but is significantly preserved.

Esnek sistemlerde titreşim sönümlemek amacıyla sistem girişlerini şekillendirmek son otuz yılda sıklıkla çalışılmıştır. Toplu (lumped) gecikmelerle formüle edilen sıfır-titreşim (ZV) ve sıfır-titreşim türevli (ZVD) giriş şekillendiricilerin önerilmesinin ardından giriş şekillendirme yöntemi önemli ölçüde ilgi görmüştür [1, 2]. Daha gürbüz bir giriş şekillendirici elde etmek amacıyla Singhose ve diğerleri tarafından Ekstra-Duyarsız (EI) şekillendiriciler önerilmiş; parametrizasyon, nominal frekanstaki değişim aralığı için titreşim oranının önceden belirlenmiş bir değerin altında kalmasını garanti edecek şekilde formüle edilmiştir [3]. Ayrıca, çeşitli giriş şekillendiricilerin ayrıştırılması çalışılmıştır [4, 5, 6]. Esnek sistemlerde yalnızca tek bir salınım modunu hedefleyen titreşim bastırma erken dönem çalışmalarda yer alırken, çok mod için bastırma sağlayan şekillendiricilerin tasarımı da incelenmiştir [7, 8]. Güncel bir derleme makalesi olan [9], giriş şekillendirmeye dair kapsamlı bir genel bakış ve literatür taraması sunmakta, çeşitli şekillendirici tasarım yöntemleri ve uygulamalarını tartışmaktadır.

Giriş şekillendirmeye benzer bir bağlamda, komut düzgünleştiriciler (command smoothing) de esnek sistemlerde titreşimi sönümlemek için güçlü bir araçtır; burada girişler zamanla değişen, sürekli türevlenebilir biçimde düzgünleştirilir ve böylece sistem çıkışındaki titreşimler azaltılır. Ancak, giriş şekillendiricilere kıyasla, komut düzgünleştiriciler sistem tepkisinin kayda değer ölçüde yavaşlamasına neden olur [10]. Öte yandan, daha uzun tepki süresi genellikle daha fazla gürbüzlük sağlar. Bu durum, giriş şekillendirme ile düzgünleştirme yöntemlerini dağıtık gecikmeler kullanarak birleştirme motivasyonlarından biri olarak değerlendirilmiştir [11, 12, 13]. Bu şekillendiricilerin, toplu gecikmeli şekillendiricilere kıyasla avantajı, giriş şekillendirme aşamasında uygulanan dağıtma etkisiyle birlikte geri-tipli (retarded) sıfır spektrumu sağlamalarıdır [14].

Şekillendirici tasarımında yaygın yöntemlerden biri, artık (residue) fonksiyonunun minimize edilmesi [1, 3], diğeri ise spektral alanda baskın sıfır atamasıdır [12]. Bu yaklaşımlar çok modlu durumları da kapsayacak şekilde genişletilebilir. Ref. [7]'de, artık titreşim yaklaşımı bir optimizasyon prob-

lemi olarak formüle edilerek çok modlu sistemleri kapsayacak şekilde genişletilmiştir. Benzer bir problem [15]'te bir doğrusal programlama problemi olarak ele alınmış ve çözüm olarak geliştirilmiş bir FIR filtre önerilmiştir. Bu yöntem daha sonra uyarlamalı giriş şekillendirme için [16] ve çok modlu durumlar için genişletilmiştir [17]. Gürbüz çok modlu titreşim bastırmaya yönelik başka bir çözüm ise frekans yanıtının ağırlıklandırılması ile [18] çalışmasında sunulmuştur. Yakın bir zaman çalışması [19] ise, şekillendirici parametrelerinin hesaplamasında kullanılan sınır denklemlerini elde etmek için Bernstein polinomlarının özelliklerinden yararlanmıştır.

Bu çalışmada, iki modlu titreşim bastırma durumunda gerekli dağıtık gecikmeli şekillendirici parametrelerinin hesaplanmasına olanak tanıyan bir yöntem geliştirilmiştir. Yukarıda bahsedilen çalışmalardan farklı olarak, önce birinci modun sönümsüz halini bastırmaya yarayacak şekilde kapalı form bir parametrisasyon hedeflenmiştir. Elde edilen parametrisasyon formülleri ile birlikte kompleks düzlem dönüşümü ve (gerekirse) Pade yaklaşımı kullanılarak, ikinci modun da bastırılmasını sağlayan dağıtık gecikme değeri hesaplanmıştır.

2. Giriş Şekillendiricilere ve Komut Düzgünleştiricilere Genel Bakış

Giriş şekillendiriciler ve komut düzgünleştiriciler, bir esnek sistemin salınımlı hareketini sönümlemek amacıyla bu sistemin girişine seri olarak bağlanırlar. Böylece sisteme uygulanan giriş işareti manipüle edilir. Sistem salınımlarının kaynağı $r_{1,2} = -\beta \pm j\Omega$ biçimindeki bir kutup çifti (mod) ile ifade edilir. Burada $\beta = \omega\zeta$ ve $\Omega = \omega\sqrt{1 - \zeta^2}$ olmak üzere, ω ve ζ sırasıyla salınım (titreşim) modunun doğal frekansı ve sönümleme oranıdır. Frekans bölgesinde, temel şekillendirici ve düzgünleştirici tasarımı bu modları silecek şekilde sıfır atmasına dayanmaktadır.

2.1. Dağıtık Zaman Gecikmeli Komut Düzgünleştiriciler

Toplu ve dağıtık gecikmeler, $\omega \in \mathbb{R}$ ve $u \in \mathbb{R}$ sırasıyla giriş ve çıkış olmak üzere aşağıdaki Stieltjes integrali ile tanımlanabilir [13]:

$$v(t) = \int_0^T w(t - \eta) dh(\eta) \quad (1)$$

$h(\eta)$ fonksiyonu, $T \in \mathbb{R}$ gecikme süresi olmak üzere $\eta \in [0, T]$ zaman aralığında gecikme dağılımını belirler. Örneğin, $h(\eta)$, uzunluğu ϑ olan eşit dağıtık bir gecikme için, $T = \vartheta$ anında birim büyüklüğe doymuş bir rampa fonksiyonu olur. Benzer şekilde, $T = \tau$ uzunluğundaki bir toplu gecikme, $h(\eta) = H(\eta - \tau)$ Heaviside adım fonksiyonu ile ifade edilebilir.

Sıfır başlangıç koşulu altında, denklem (1)'in Laplace dönüşümü; gecikmenin dürtü cevabı $g(\eta) = \frac{dh(\eta)}{d\eta}$ olarak tanımlandığında ve $v(s) = \mathcal{L}\{v(T)\}$, $w(s) = \mathcal{L}\{w(T)\}$ ve $G(s) = \mathcal{L}\{g(\eta)\}$ olmak üzere

$$v(s) = G(s, T)w(s) \quad (2)$$

şeklinde ifade edilir. Toplu gecikme için transfer fonksiyonu $G(s) = \mathcal{L}\{\dot{H}(\eta - \tau)\} = e^{-s\tau}$ olarak elde edilir. Yaygın komut düzgünleştiriciler için, $h(\eta)$ fonksiyonları [12]'de belirlenerek, transfer fonksiyonları aşağıdaki gibi verilmiştir:

- *Yamuk profilli düzgünleştirme komutu*

$$G(s, T) = \frac{1 - e^{-sT}}{Ts} \quad (3)$$

- *S-eğrisi profilli düzgünleştirme komutu*

$$G(s, T) = \frac{4(1 - 2e^{-s\frac{T}{2}} + e^{-sT})}{T^2 s^2} \quad (4)$$

- *Trigonometrik profilli düzgünleştirme komutu*

$$G(s, T) = \frac{4\pi^2(1 - e^{-sT})}{Ts(T^2 s^2 + 4\pi^2)} \quad (5)$$

Denklem (3) ve (5) ile verilen transfer fonksiyonlarının, $k = 1, \dots, \infty$ olmak üzere, $s_{2k-1,2k} = \pm j\frac{2k\pi}{T}$ noktalarında, transfer fonksiyonu (4)'ün ise $s_{2k-1,2k} = \pm j\frac{4k\pi}{T}$ noktalarında sonsuz sayıda karmaşık eşlenik sıfırı vardır. Dolayısıyla, Yamuk ve Trigonometrik profilli düzgünleştiriciler için $T = \frac{2\pi}{\Omega}$ ve S-eğrisi profilli düzgünleştirici için $T = \frac{4\pi}{\Omega}$ gecikme değeri seçilerek sistemin sönümsüz salınım modu $r_{1,2} = \pm j\Omega$, düzgünleştiricilerin baskın sıfırlarıyla bastırılabilir. Ancak, $r_{1,2} = \beta \pm j\Omega$, $\beta \neq 0$ şeklindeki sönümlü salınım modları için bu düzgünleştiricilerin parametrisasyonu analitik olarak yapılamaz [10]. Bu durumu aşmak için, Alikoç ve diğerleri, aynı gecikme süresine sahip ancak üstel dağılımlı yeni düzgünleştirme komutları önermiştir [20]. Bu düzgünleştiricilerin parametrisasyonu, salınımı tamamen bastırarak şekilde kapalı form ifadeler ile mümkündür.

2.2. Toplu ve Dağıtık Gecikmeli Giriş Şekillendiriciler

Klasik ZV şekillendiricinin zaman bölgesi denklemi ve transfer fonksiyonu, sırasıyla

$$v(t) = Aw(t) + (1 - A)w(t - \tau), \quad (6)$$

$$S_{ZV} = \frac{V(s)}{W(s)} = A + (1 - A)e^{-sT} \quad (7)$$

olarak ifade edilir. Denklem (7)'nin baskın sıfırları, sönümlü $r_{1,2}$ modunu bastırmak için $A \in [0.5, 1]$ olmak üzere aşağıdaki gibi seçilir [1]:

$$A = \frac{e^{\frac{\beta}{\Omega}\pi}}{1 + e^{\frac{\beta}{\Omega}\pi}}, \quad \tau = \frac{\pi}{\Omega} \quad (8)$$

Toplu gecikmeli ZV şekillendiriciye alternatif olarak, dağıtık gecikmeli DZV şekillendirici önerilmiştir [13, 21]. DZV şekillendiricinin transfer fonksiyonu, $B \in [0, 1]$ ve $G(s, T)$ denklem (3)'teki gibi olmak üzere

$$S_{DZV}(s, T) = B + (1 - B)G(s, T) \quad (9)$$

ile ifade edilir. DZV şekillendirici daha gürbüz bir yapı sunsa da, ZV şekillendiriciye göre daha yavaştır. Ayrıca,

sönümlü salınım modu $r_{1,2}$ 'yi bastırmak için (9)'un parametreleri sadece nümerik olarak hesaplanabilir [13]. Bu sorunları çözmek amacıyla [21]'de önerildiği gibi, şekillendirici içindeki dağıtık gecikme ögesi, toplu gecikme ile beraber uygulanabilir ve böylece aşağıdaki transfer fonksiyonuna sahip $D_e ZV$ şekillendirici elde edilir:

$$S_{D_e ZV}(s, T) = B + (1 - B) \frac{1 - e^{-sT}}{Ts} e^{-s\tau} \quad (10)$$

Hem toplu (τ) hem de dağıtık (T) gecikmelere sahip şekillendiriciler, $G(s, T)$ belirlenmiş dağıtık gecikme transfer fonksiyonu olmak üzere

$$S(s, T) = B + (1 - B)G(s, T)e^{-s\tau} \quad (11)$$

transfer fonksiyonu ile önerilmiştir [12]. Şekillendirici (11)'in kazanç ve gecikme parametreleri sönümlü salınım modlarını bastıracak şekilde analitik olarak, önceden seçilen dağıtık gecikme $T \in (0, \frac{\pi}{\Omega}]$ değeri için

$$m = |G(-\beta + j\Omega, T)| \quad (12)$$

$$\varphi = \arg(G(-\beta + j\Omega, T)), \quad \varphi \in [-\Omega T, 0] \quad (13)$$

olmak üzere

$$\tau = \frac{\pi + \varphi}{\Omega} \quad (14)$$

$$B = \frac{me^{\frac{\beta}{\Omega}(\pi + \varphi)}}{1 + me^{\frac{\beta}{\Omega}(\pi + \varphi)}} \quad (15)$$

formülleri ile hesaplanır [12].

Bir sonraki bölümde, literatürde rastlamadığımız, dağıtık gecikmenin serbest seçilmesi yerine şekillendiricinin ikinci bir salınım modunu da bastırmasını sağlayacak şekilde belirlenmesine yönelik bir yöntem sunulmuştur.

3. İki Mod Sönümlemesi için Şekillendirici Parametrizasyonu

Bu bölümde, $r_{1,2} = \beta_1 \pm j\Omega_1$ ve $r_{3,4} = \beta_2 \pm j\Omega_2$ ile ifade edilen iki salınım moduna sahip esnek bir sistemin salınımlarını bastırmak amacıyla, denklem (11) yapısındaki şekillendiricilerin parametrizasyonuna odaklanılmıştır. Ref. [12]'de, bu probleme değinilmemiş olmakla birlikte, ayrıca, söz konusu çalışmada önerilen parametrizasyon yaklaşımıyla bu problemin çözümü her şekillendirici yapısı için mümkün olmayabilir. Bunun nedeni, (12) ve (13) nolu denklemlerde sönümlü modlar, $\beta \neq 0$, için dağıtık gecikme T parametrik bırakıldığında karmaşıklığın artmasıdır. Dolayısıyla, aşağıdaki parametrizasyon yöntemi önerilmiştir.

Sönümsüz bir salınım modu $\bar{r}_{1,2} = \pm j\Omega_1$ için parametreleştirilmiş şekillendirici (11)'i ele alalım:

$$\bar{S}(s, T) = \bar{B} + (1 - \bar{B})\bar{G}(s, T)e^{-s\bar{\tau}} \quad (16)$$

Denklem (16)'daki toplu gecikme ve kazanç parametreleri,

$$\bar{\varphi} = \arg(G(j\Omega_1, T)), \quad \bar{m} = |G(j\Omega_1, T)| \quad (17)$$

olmak üzere

$$\bar{\tau} = \frac{\pi}{\Omega_1} + \frac{\bar{\varphi}}{\Omega_1}, \quad \bar{B} = \frac{\bar{m}}{1 + \bar{m}} \quad (18)$$

şeklinde denklem (14) ve (15)'ten bulunur. Denklem (18)'teki ifadelerde, belirlenmemiş tek parametre dağıtık gecikme T 'dir. Şekillendirici sıfırları, salınım modlarını sönümlemek için atanacağından, (16) ifadesinin pay kısmı, \bar{G}_N ve \bar{G}_D sırasıyla $\bar{G}(s, T)$ fonksiyonunun pay ve paydası olmak üzere

$$\begin{aligned} \bar{S}_N(s, \Omega_1, T) &= \bar{B}\bar{G}_D(s, T) \\ &+ (1 - \bar{B})\bar{G}_N(s, e^{-sT})e^{-s(\frac{\pi}{\Omega_1} + \frac{\bar{\varphi}}{\Omega_1})} \end{aligned} \quad (19)$$

şeklinde yazılsın. (19) ifadesinin sıfırlarının $\bar{r}_{1,2} = \pm j\Omega_1$ noktasında olduğunu akıldla tutarak, bu ifadeye [20]'de önerilen

$$\bar{s} = s + \beta_1 \quad (20)$$

doğrusal dönüşüm uygulandığında, elde edilen

$$\begin{aligned} \tilde{S}_N(s, \Omega_1, \beta_1, T) &:= \bar{S}_N(\bar{s}, \Omega_1, T) = \bar{B}\tilde{G}_D(s, \beta_1, T) \\ &+ (1 - \bar{B})\tilde{G}_N(s, \beta_1 e^{-(s+\beta_1)T})e^{-(s+\beta_1)(\frac{\pi}{\Omega_1} + \frac{\bar{\varphi}}{\Omega_1})} \end{aligned} \quad (21)$$

yarı(quasi)-polinomunun baskın sıfırları doğal olarak $r_{1,2} = \beta_1 \pm j\Omega_1$ sönümlü salınım modunun üzerinde bulunur; ayrıntılar için bkz. [20]. Böylece, şekillendiricinin yeni formu olan

$$\tilde{S}(s, \Omega_1, \beta_1, T) := \frac{\tilde{S}_N(s, \Omega_1, \beta_1, T)}{\tilde{G}_D(s, T)} \quad (22)$$

transfer fonksiyonu, esnek sistemin sönümlü salınım modları olan $r_{1,2}$ 'yi bastırır. Ancak, (20) dönüşümünden dolayı şekillendiricinin statik kazancı bir olma durumunu kaybeder. Bu yüzden, (22) ifadesinin statik kazancı aşağıdaki gibi ayarlanır:

$$\tilde{S}(s, T) = \frac{\tilde{S}_N(\cdot)}{\lim_{s \rightarrow 0} \tilde{S}_N(\cdot) \times \tilde{G}_D(\cdot)} = \frac{\tilde{S}_N(s, \Omega_1, \beta_1, T)}{\tilde{S}_D(s, \Omega_1, \beta_1, T)} \quad (23)$$

Böylelikle, $\lim_{s \rightarrow 0} \tilde{S}(s, T) = 1$ sağlanmış olur. Bu aşamada, denklem (23)'te s yerine ikinci salınım modu $r_{3,4} = \beta_2 \pm j\Omega_2$ yazılarak rasyonel fonksiyonun uygun şekilde düzenlenip sıfıra eşitlenmesi ile sadece dağıtık gecikme T 'nin bilinmeyen parametre olduğu bir denklem elde edilir. Bu denklemin çözümü olan T değeri ile parametrize edilen şekillendirici (23), hedeflenen her iki salınım modunu da bastırma kabiliyetinde olacaktır.

Denklem (23)'te pay ve payda yarı-polinomlarının

$$\begin{aligned} \tilde{S}_N(\cdot) &= \bar{B}\tilde{G}_D(s, \beta_1, T) \\ &+ (1 - \bar{B})\tilde{G}_N(s, \beta_1, e^{-(s+\beta_1)T})e^{-(s+\beta_1)(\frac{\pi}{\Omega_1} + \frac{\bar{\varphi}}{\Omega_1})} \\ \tilde{S}_D(\cdot) &= \left(\bar{B}\tilde{G}_D(\beta_1, T) \right. \\ &\left. + (1 - \bar{B})\tilde{G}_N(\beta_1, e^{-\beta_1 T})e^{-\beta_1(\frac{\pi}{\Omega_1} + \frac{\bar{\varphi}}{\Omega_1})} \right) \tilde{G}_D(s, T) \end{aligned}$$

formunda ve dört üstel terime sahip olduğunu belirtelim. Bu durumda, standart nümerik denklem çözücülerin (örneğin MATLAB'taki *vpasolve* komutunun) karmaşıklığa

bağı olarak yetersiz kalması muhtemeldir. Bahsedilen sorunu aşmak ve hesaplama yükünü azaltmak için, yukarıdaki üstel ifadeleri

$$P(s) = \frac{\sum_{k=0}^m a_k s^k}{1 + \sum_{k=1}^n b_k s^k} = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 \dots + a_m s^m}{1 + b_1 s + b_2 s^2 \dots + b_n s^n} \quad (24)$$

formundaki Pade yaklaşımı [22] uygulanarak, T 'nin çözümü aranabilir. Böylelikle dağıtık gecikme parametrisasyonu bir polinom denkleminin çözümüne indirgenir. (24)'teki Pade yaklaşılığı MATLAB'ta *pade* komutu ile kolayca uygulanabilmektedir.

3.1. Açıklayıcı Örnek

Bu alt bölümde, yukarıda önerilen yöntem, esnek bir sistemin sönümlü $r_{1,2}$ ve $r_{3,4}$ modlarını bastırmak üzere, literatürde yaygın olarak kullanılan ve transfer fonksiyonu (10) ile verilen $D_e ZV$ şekillendiricinin parametrisasyonuna uygulanmıştır. Şekillendirici (10)'un gecikme ve kazanç parametreleri, (17) ve (18) ifadelerine göre sönümsüz $\bar{r}_{1,2} = \pm j\Omega_1$ moduna bağlı salınımları bastırmak için

$$\bar{\tau} = \frac{\pi}{\Omega_1} - \frac{T}{2} \quad (25)$$

$$\bar{B} = \frac{2 \sin(\frac{\Omega_1 T}{2})}{\Omega_1 T + 2 \sin(\frac{\Omega_1 T}{2})} \quad (26)$$

şeklinde belirlenir [20]. Bu durumda, transfer fonksiyonu (10)'un payı, denklem (19) formunda

$$\bar{S}_N(s, \Omega_1, T) = \bar{B}Ts + (1 - \bar{B})(1 - e^{-sT})e^{-s(\frac{\pi}{\Omega_1} - \frac{T}{2})} \quad (27)$$

haline gelir. Denklem (27)'ye karmaşık düzlem dönüşümü (20) ve statik kazanç düzeltilmesi (23) uygulanarak aşağıdaki ifade elde edilir:

$$\begin{aligned} \tilde{S}(s, \Omega_1, \beta_1, T) = \\ \frac{\bar{B}T(s + \beta_1) + (1 - \bar{B})(1 - e^{-(s+\beta_1)T})e^{-(s+\beta_1)(\frac{\pi}{\Omega_1} - \frac{T}{2})}}{(\bar{B}T\beta_1 + (1 - \bar{B})(1 - e^{-\beta_1 T})e^{-\beta_1(\frac{\pi}{\Omega_1} - \frac{T}{2})})Ts} \end{aligned} \quad (28)$$

Bir önceki bölümde anlatıldığı üzere, denklem (28)'de $s \leftarrow r_{3,4}$ yerine koyma işleminden sonra T 'ye bağlı elde edilen, pay yarı-polinomu ya da Pade yaklaşımı uygulanarak elde edilen pay polinomunun kökleri dağıtık gecikme parametresinin değerini verir. Sonuç olarak, tüm şekillendirici parametreleri, birinci ve ikinci modun frekans değerleri ve sönümleme oranlarına göre belirlenmiştir.

3.2. Sönümsüz Mod için Şekillendirici Parametreleri

Önerilen parametrisasyon yöntemi, farklı dağıtık gecikme yapıları kullanan şekillendiricilere uygulanacaktır. Bu amaçla, Ref. [12]'de önerilen $D_t ZV$ ve $D_e ZV$ şekillendiriciler ele alınmıştır. Aşağıda, yöntemin uygulanmasının ilk aşaması olan birinci salınım modunun sönümsüz hali $r_{1,2} = \pm j\Omega_1$ için ilgili şekillendiricilerin analitik

parametrisasyonu verilmiştir.

$D_t ZV$ şekillendiricinin, yani denklem (4)'ün denklem (16)'da yerine konulmasıyla elde edilen transfer fonksiyonunun, sönümsüz modu bastırmaya yönelik toplu gecikme ve kazanç parametreleri, (17)-(18) ifadeleri kullanılarak,

$$\bar{\tau}_t = \frac{\pi}{\Omega_1} - \frac{T}{2} \quad (29)$$

$$\bar{B}_t = \frac{8(1 - \cos(\frac{\Omega_1 T}{2}))}{(T\Omega_1)^2 + 8(1 - \cos(\frac{\Omega_1 T}{2}))} \quad (30)$$

şeklinde türetilmiştir.

Benzer şekilde, $D_e ZV$ şekillendiricisinin, yani denklem (5)'in denklem (16)'da yerine konulmasıyla elde edilen transfer fonksiyonunun, sönümsüz modu bastırmaya yönelik toplu gecikme denklem (29)'daki gibi ve kazanç parametresi

$$\begin{aligned} \bar{B}_c = \\ \frac{8\pi^2 \sin(\frac{\Omega_1 T}{2})}{8\pi^2 \sin(\frac{\Omega_1 T}{2}) + \Omega_1 T \sqrt{(\Omega_1 T)^4 - 8\pi^2 (\Omega_1 T)^2 + 16\pi^4}} \end{aligned} \quad (31)$$

şeklinde türetilmiştir.

Yukarıda türetilen parametreler, bir sonraki bölümde iki modlu salınım bastırma metodolojisi için kullanılacaktır.

4. Nümerik Benzetimler

Bu bölümde, önerilen yöntem ile tasarlanan $D_e ZV$, $D_t ZV$ ve $D_c ZV$ tabanlı şekillendiriciler, transfer fonksiyonu

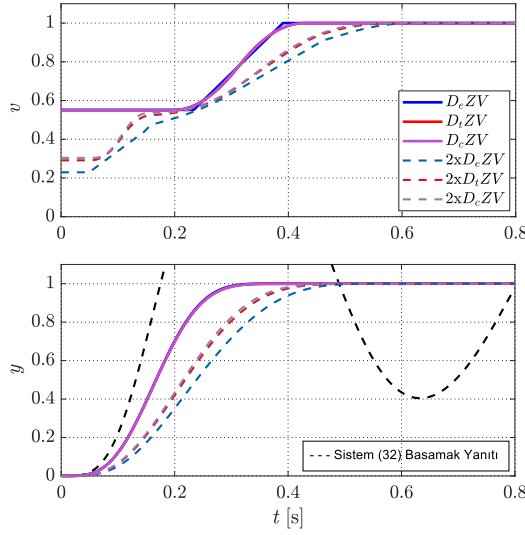
$$F(s) = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{10.05^2}{s^2 + 2s + 10.05^2} \cdot \frac{29.275^2}{s^2 + 8s + 29.275^2} \quad (32)$$

olan bir esnek sistemin birim basamak girişine uygulanarak titreşim bastırma ve gürbüzlük açısından MATLAB/Simulink ortamında test edilmiştir. Ayrıca, elde edilen sonuçlar, her bir mod için ayrı ayrı tasarlanan aynı tipteki şekillendiricilerin seri bağlanarak sistem girişine uygulanması ile karşılaştırılmıştır.

Denklem (32) ile verilen sistem $r_{1,2} = -1 \pm j10$ ($\omega_1 = 10.05, \zeta_1 = 0.0995$) ve $r_{3,4} = -4 \pm j29$ ($\omega_2 = 29.275, \zeta_2 = 0.1366$) salınım modlarına sahiptir. Bu esnek sistem parametrelerine bağlı, önerilen yöntem ile hesaplanan şekillendirici parametreleri ve (12)-(15) denklemleri ile her bir mod için ayrı hesaplanan şekillendirici parametreleri Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Sistem (32) için Şekillendirici Parametreleri

	T_1	T_2	τ_1	τ_2	B_1	B_2
$D_e ZV$	0.157	—	0.234	—	0.552	—
$D_t ZV$	0.236	—	0.194	—	0.549	—
$D_c ZV$	0.236	—	0.179	—	0.549	—
$2 \times D_e ZV$	0.316	0.108	0.146	0.049	0.464	0.495
$2 \times D_t ZV$	0.316	0.108	0.152	0.052	0.525	0.555
$2 \times D_c ZV$	0.316	0.108	0.153	0.053	0.537	0.566



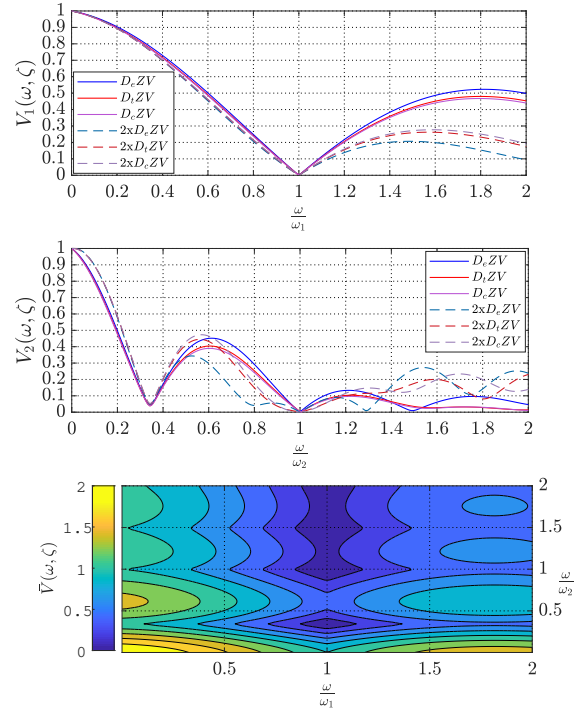
Şekil 1: Şekillendiricilerin (üst) ve Şekillendiricilerin Uygulandığı Sistem (alt) Basamak Yanıtları

Şekillendiricilerin ve bu şekillendiricilerin sistem (32) girişine uygulandığında elde edilen basamak yanıtları Şekil 1’de gösterilmiştir. Önerilen şekillendiriciler, her iki modu da tamamen sönmüleyebilmektedir. Ayrıca, geleneksel yaklaşım olan her mod için ayrı tasarlanıp birbirine seri bağlanan şekillendirici yapılarına kıyasla kayda değer oranda daha hızlı oturma süresi sağlamaktadır. Önerilen yöntemde tek bir şekillendirici yapısı kullanıldığından, şekillendirilmiş giriş işaretlerindeki değişimin azlığı göze çarpmaktadır.

Şekillendiricilerin parametre belirsizliğine karşı test edilmesi için, şekillendirici tepkisinin sona erdiği $t = T + \tau$ anındaki artık titreşim genliğini veren ve

$$V(\zeta, \omega) = e^{-\zeta\omega(T+\tau)} \left| S \left(-\omega\zeta - j\omega\sqrt{1-\zeta^2} \right) \right| \quad (33)$$

şeklinde ifade edilen *artık titreşim fonksiyonu* [12] kullanılmıştır. Denklem (33)’te, ω gerçek doğal frekansı temsil etmektedir. Bu fonksiyon, tüm tasarlanan şekillendiriciler için Şekil 2’de görselleştirilmiştir. Şekillendiricilerin her iki modunda da parametre belirsizliklerine karşı gürbüzlğe bakılmıştır. Beklendiği gibi, $\omega = \omega_1$ ve $\omega = \omega_2$ durumlarında artık titreşim sıfırdır. Ayrıca, önerilen $D_e ZV$ şekillendiricisi için her iki modda da belirsizlik olması durumunda toplam artık titreşimi veren $\bar{V}(\zeta, \omega) = V_1(\zeta, \omega) + V_2(\zeta, \omega)$ fonksiyonunun ısı haritası da Şekil 2’de altta verilmiştir. Şekillendirici karakteristiği gereği, beklediği gibi, önerilen şekillendirici yanıtları daha hızlı olduğundan gürbüzlük açısından, ayrı tasarlanıp seri bağlanan şekillendiricilere göre tasarım frekansı etrafında daha zayıftır. Ancak önerilen şekillendiricilerin, ikinci moddaki değişimlere karşı yüksek frekanslarda daha gürbüz olduğu görülmektedir. Önerilen şekillendiriciler için, toplam artık titreşimin ikinci moda kıyasla birinci mod belirsizliklerine karşı daha hassas olduğu gözlemlenmektedir. İlk modun duyarlılık grafiği artık titreşimde kararlı bir artış gösterirken, ikinci mod grafiği



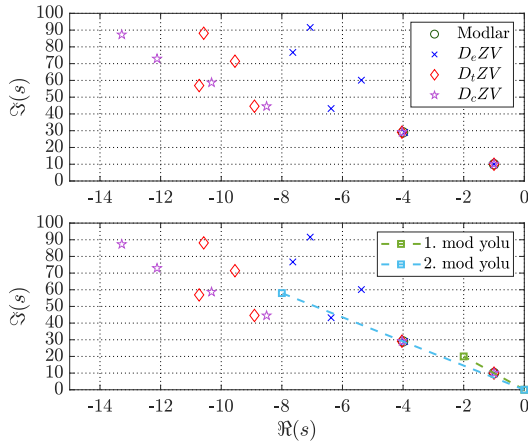
Şekil 2: Şekillendiricilerin ω_1 (üst) ve ω_2 (orta) Frekanslarına göre Artık Titreşim Fonksiyonları, ve $D_e ZV$ Şekillendiricisi için Toplam Artık Titreşim Grafiği (alt)

düzensiz bir davranış sergilemektedir. Bu farklılık, şekillendiricilerin sıfır konumlarıyla ve gerçek doğal frekans ω ’nın değişimine bağlı sistem modlarının izlediği yol ile açıklanabilir.

Şekillendiricilerin karmaşık düzlemdeki sıfır konumları QPmR algoritması [23] kullanılarak hesaplanmış ve Şekil 3’de gösterilmiştir. Önerilen yöntemle tasarlanan tüm şekillendiricilerin ilk sıfırının ilk modun tam üstünde, ikinci sıfırının ise ikinci modun yaklaşık tam üstünde oldukları görülmektedir. Bu yaklaşıklık, önerilen yöntemdeki sayısal yaklaşımlardan kaynaklanmakta olup, Şekil 1 ve Şekil 2’de de gözlemlendiği gibi performansta belirgin bir bozulmaya yol açmamaktadır. Şekil 3’ün alt tarafındaki grafikte, kutupsız haritası ve şekillendirici gürbüzlüğünün hesaplandığı (bkz. Şekil 2) parametre aralıkları tekrarlanmıştır. İkinci moda dair artık titreşim fonksiyonundaki davranış, bu modun belirsizlik durumunda izlediği yolun şekillendirici sıfır dağılımına yakınlığı ile ilgilidir. Bu yol, şekillendirici sıfırlarına yakın geçtiğinden, bu sıfırlarla olan etkileşimler artık titreşim fonksiyonunda yüksek frekans değerlerinde başka minimum noktaların oluşmasına neden olmaktadır.

5. Sonuç

Bu çalışmada, iki modlu esnek bir sistemin titreşimlerini bastırmak için şekillendirici parametrelerini türetmeye yönelik bir yöntem önerilmiştir. Yöntemin uygulanması sonucu ortaya çıkan yeni şekillendirici profilleri ile iki salınım modunu birden daha hızlı bir sistem yanıtı ile bastırmak



Şekil 3: Şekillendiricilerin Sıfır Dağılımları

mümkündür. Gelecek çalışmalarda, yöntemin titreşim modu dağılımına ve gürbüzlük kabiliyetine göre kısıtları araştırılacaktır. Ayrıca, ele alınan yapıdaki bir şekillendiricinin [24] çalışmasında tek salınım modunu hedef alacak şekilde uçak manevra profili oluşturmada kullanıldığı görülmüştür. Önerilen yöntem ile oluşturulacak bir profilin, yüksek frekanstaki başka bir modu da hedefleyecek şekilde tasarlanmasıyla kanat titreşimlerinin daha fazla bastırılması hedeflenmektedir.

6. Kaynakça

- [1] N. C. Singer, W. P. Seering, Preshaping command inputs to reduce system vibration, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Transactions of the ASME 112 (1) (1990) 76–82.
- [2] W. Singhose, W. Seering, N. Singer, Residual vibration reduction using vector diagrams to generate shaped inputs, *Journal of Mechanical Design*, Transactions Of the ASME 116 (2) (1994) 654–659.
- [3] W. E. Singhose, L. J. Porter, T. D. Tuttle, N. C. Singer, Vibration reduction using multi-hump input shapers, *Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control*, Transactions of the ASME 119 (2) (1997) 320–326.
- [4] T. D. Tuttle, W. P. Seering, A zero-placement technique for designing shaped inputs to suppress multiple-mode vibration, *American control conference* (1994) 2533–2537.
- [5] M. D. Baumgart, L. Y. Pao, Discrete time-optimal command shaping, *Automatica* (2007).
- [6] M. O. Cole, A discrete-time approach to impulse based adaptive input shaping for motion control without residual vibration, *Automatica* 47 (2011) 2504–2510.
- [7] J. M. Hyde, W. P. Seering, Inhibiting multiple mode vibration in controlled flexible systems, *American control conference* (1991).
- [8] W. Singhose, E. Crain, W. Seering, Convolved and simultaneous two-mode input shapers, *IEEE Proceedings D (Control Theory and Applications)* (1997).
- [9] T. Singh, T. Vyhşlşdal, Recent results in reference prefiltering for precision motion control, *IFAC-PapersOnLine* (2020).
- [10] W. Singhose, R. Eloundou, J. & Lawrence, Command generation for flexible systems by input shaping and command smoothing, *AIAA Journal of Guidance, Control and Dynamics* 33 (6) (2010) 1697 – 1707.
- [11] D. Pilbauer, W. Michiels, T. Vyhşlşdal, Distributed delay input shaper design by optimizing smooth kernel functions, *Journal of the Franklin Institute* (2017).
- [12] T. Vyhřlřdal, M. Hromčřkř, Parameterization of input shapers with delays of various distribution, *Automatica* 59 (2015) 256–263.
- [13] T. Vyhřlřdal, V. Kučera, M. Hromčřkř, Signal shaper with a distributed delay: Spectral analysis and design, *Automatica* 49 (11) (2013) 3484 – 3489.
- [14] M. Hromcik, T. Vyhşlşdal, Inverse feedback shapers for coupled multibody systems, *IEEE Transactions on Automatic Control* (2017).
- [15] M. O. Cole, W. T., Optimal fir input shaper designs for motion control with zero residual vibration, *Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control* (2011).
- [16] M. O. Cole, W. T., A direct method of adaptive fir input shaping for motion control with zero residual vibration, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* (2013).
- [17] M. O. Cole, A class of low-pass fir input shaping filters achieving exact residual vibration cancelation, *Automatica* (2012).
- [18] M. Gubej, T. Vyhşlşdal, M. Schlegel, Frequency weighted h2 optimization of multi-mode input shaper, *Automatica* 121 (2020) 109202.
- [19] T. Singh, J. Buşek, T. Vyhşlşdal, Distributed-delay input shaper with bernstein polynomial kernel function, *Automatica* 166 (2024) 111720.
- [20] B. Alikoç, T. Vyhşlşdal, A. F. Ergenç, Closed-form smoothers and shapers with distributed delay for damped oscillatory modes, *IET Control Theory and Applications* 10 (18) (2016) 2534 – 2542.
- [21] T. Vyhřlřdal, V. Kučera, M. Hromčřkř, Zero vibration shapers with distributed delays of various types, *52nd IEEE Conference on Decision and Control* (2013) 940–945.
- [22] G. H. Golub, C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 4th Edition, JHU Press, 2013.
- [23] T. Vyhşlşdal, P. Zştek, Qpmr-quasi-polynomial root-finder: Algorithm update and examples, in: *Delay systems: From Theory to Numerics and Applications*, Springer, 2014, pp. 299–312.
- [24] M. Alam, M. Hromčřkř, Structural load alleviation using distributed delay shaper: Application to flexible aircraft, *Control Engineering Practice* 89 (2019) 130–142.

Benzinli Uygulamalarda NO_x Emisyonlarının Araç Üzeri İzleme Doğruluğunun Kalibrasyon ve Doğrulama Metodolojisi

Calibration and Validation Methodology of On-Board Monitoring Accuracy for NO_x Emissions in Gasoline Applications

Hatice Canbul¹, Anıl Görkem İnan¹, Oğuzhan Arslantürk¹, Emre Deniz Karlı¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik, İstanbul, Türkiye

{hatice.canbul, gorkem.inan, oguzhan.arslanturk, emre.karli}@avl.com

Özet

Euro 7 düzenlemesi, hafif ve ağır hizmet tipi tüm araçlarda Gerçek Sürüş Emisyonları (RDE) sırasında ve araç ömrü boyunca emisyonların izlenmesini sağlayan Araç Üzerinde İzleme (On-Board Monitoring - OBM) sistemlerinin uygulanmasını zorunlu kılmaktadır. OBM sistemleri, NO_x, PN ve CO gibi düzenlemeye tabi kirlenici emisyonları tüm sürüş koşullarında – şehir içi, kırsal ve otoyol – izlemekle yükümlüdür. Bu sürekli ölçüm yaklaşımı, tüm çalışma koşullarında emisyon seviyelerinin gerçek zamanlı olarak izlenmesini mümkün kılarak, araçların yalnızca tip onay testleri sırasında değil, aynı zamanda günlük normal kullanım süresince ve tüm ömürleri boyunca emisyon limitlerine uygunluğunu garanti altına alır. Bu makale, benzinli motorlarda NO_x emisyonlarının OBM sistemleri aracılığıyla izlenmesine yönelik doğrulama süreçlerine genel bir bakış sunmakta olup, doğru emisyon takibini mümkün kılan modelleme ve sensör bileşenlerine odaklanmaktadır. Makalede, doğrulama stratejileri sınıflandırılmakta ve OBM sistemlerinde ayrı ayrı ya da birlikte kullanılabilen NO_x sensörleri ile tahmini modellere yönelik genel test prosedürleri önerilmektedir.

Abstract

The Euro 7 regulation mandates the implementation of On-Board Monitoring (OBM) systems across all light-duty and heavy-duty vehicles, monitoring their emissions during real driving and throughout the lifespan of vehicle. OBM systems are required to monitor regulated pollutant emissions such as NO_x, PN, and CO throughout the entire driving operation, including urban, rural, and highway conditions. This continuous measurement approach enables real-time tracking of emission levels under all operating conditions, ensuring that vehicles comply with emission limits not only during type approval tests but also in normal daily usage over their full lifetime. This paper presents an overview of OBM system validation for NO_x emissions in gasoline engines, with a focus on the modelling and sensor components that underpin accurate emission monitoring. The paper categorizes validation strategies and proposes generalized test procedures for both NO_x sensors and predictive models that can be used in OBM separately or simultaneously.

1. Giriş

Euro 7 düzenlemesinin yayımlanmasıyla birlikte hem hafif hem de ağır hizmet tipi araçlar için emisyon izleme alanında yeni bir dönem başlamıştır. Bu düzenlemenin temel gerekliliklerinden biri, araç üzerinde emisyon aşımalarını tüm gerçek sürüş çevrimi boyunca tespit edebilen, emisyon kontrol sistemlerinin çalışma

durumunu değerlendirebilen ve ilgili verileri anonim ve güvenli bir şekilde harici sistemlere iletebilen Araç Üzerinde İzleme (On-Board Monitoring – OBM) sistemlerinin devreye alınmasıdır [1].

Üreticiler, artık M1–M3 (yolcu taşıma) ve N1–N3 (ticari taşıma) kategorisindeki araçları Araç Üzerinde İzleme (On-Board Monitoring – OBM) sistemleri ve Aşırı Emisyon Sürücü Uyarı Sistemleri (Excess Emission Driver Warning Systems – EEEDWS) ile donatmakla yükümlüdür. Bu sistemler, emisyonları gerçek zamanlı olarak izler ve belirgin bir emisyon aşımı durumunda sürücüye açık ve anlaşılır geri bildirim sağlamalıdır. Benzinli motorlar için OBM sistemlerinin izlediği emisyonlar NO_x ve partikül madde (PM) iken, dizel motorlarda NO_x, PM ve amonyak (NH₃) emisyonları izlenmektedir [2]. M1 ve N1 kategorilerindeki araç tiplerine ilişkin kirlenici emisyonların ölçümüne dair mevcut yasal yükümlülüklerle uyumluluğun sürdürülmesi amacıyla, egzoz ve buharlaşma kaynaklı emisyonların ölçüm yöntemleri, uygulama yasaının kabul edildiği tarihte yürürlükte olan düzenlemelerde belirtilen yöntemlerle uyumlu olmalıdır [3].

Uygunluk sertifikasyonu için kullanılan işlenmiş emisyon verilerinin aksine, OBM sistemleri ham (işlenmemiş) emisyon verilerini üretir ve kullanır. Bu veriler, Tip Onayı ve Hizmette Uygunluk (In-Service Conformity – ISC) testleri sırasında Taşınabilir Emisyon Ölçüm Sistemleri (Portable Emissions Measurement Systems – PEMS) aracılığıyla da toplanmaktadır (Şekil 1). İşlenmemiş veriler, bireysel araçların uygunluk değerlendirmesinde doğrudan kullanılamasa da ISC aile seçimi ve performans izleme açısından kritik bir rol oynamaktadır. Yetkili otoriteler, rastgele seçilmiş işlenmemiş OBM sürüş (trip) verileri ile bunlara ait metadata bilgilerini temin eder. Bu veriler, hizmette uygunluk testleri için araç ailelerinin seçimini yönlendirmek amacıyla kullanılır [4].

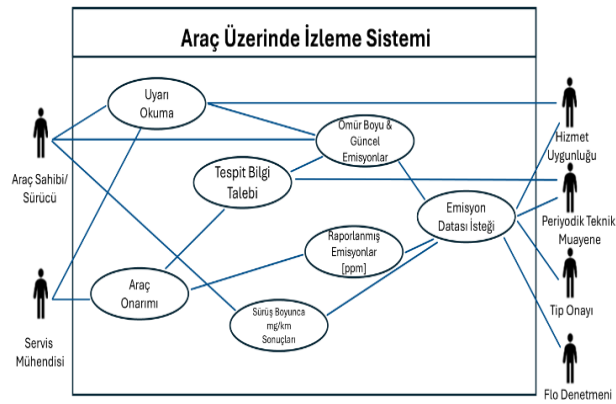
Tutarlı veri kalitesinin sağlanabilmesi amacıyla, OBM sürüş verileri ancak minimum 40 dakikalık sürüş süresi ve 20 kilometrelik mesafe tamamlandıktan sonra geçerli kabul edilir. Her bir OBM sürüşü, motorun çalıştırılması veya aracın hareket etmesiyle başlar ve motorun kapatılmasıyla sona erer. Her sürüş sırasında, NO_x emisyon verileri ile birlikte sürüşe ait metadata kaydedilir ve bu verilerin bütünlüğü, veri işleme zinciri boyunca kriptografik özetleme (hash) fonksiyonları kullanılarak doğrulanır [5–6].

Veri depolama ve iletim süreçleri sıkı şekilde düzenlenmiştir. OBM sistemleri, en son gerçekleştirilen 10 sürüşe ait verileri saklar ve bu veriler işlendiğinde, ara kuyruklar, gönderim kutuları ve nihai iletim kayıtları gibi adımları içeren güvenli çok aşamalı bir süreçle harici sunuculara aktarılır. Veri bütünlüğü,

OBD-II portu üzerinden erişilebilen özet hash değerleri aracılığıyla doğrulanabilir; bu sayede hizmette uygunluk kontrolleri sırasında izlenebilirlik ve veri güvenilirliği sağlanır [7-8].

Yukarıda da belirtildiği üzere, OBM sistemi işlenmemiş emisyon verisi üretecektir. Bu, emisyon sensörleri ve/veya doğrulanmış modeller aracılığıyla uygulanabilir; çünkü sensörlerin ve modellerin ayrı ayrı veya birlikte kullanılmasına ilişkin herhangi bir kısıtlama bulunmamaktadır. Seyahat mesafesi (trip distance), işlenmemiş değer hesaplamasında doğrudan kullanılır ve tüm örnekler bu değerlendirmeye dahil edilir [3-9]. Bu makale, benzinli araçlarda NOx emisyonlarına yönelik OBM doğrulama sürecini ele almakta; düzenleyici gereklilikler ve yakın zamanda netleşen seyahat verisi yapıları doğrultusunda gerekli olabilecek test önerilerini detaylı şekilde ortaya koymaktadır.

Bu çalışmada kapsam, benzinli motorlar ve NOx emisyonlarıyla sınırlandırılmıştır. OBM sisteminin temel bileşenleri olan model ve/veya sensörün doğrulanmasına yönelik bir test planı sunulmaktadır. Plan, bu bileşenlerin motor ve şasi dinamometresi üzerinde kalibrasyon çalışmalarıyla başlamaktadır; doğrulama sürecinin ilk adımları bu aşamada gerçekleştirilir. İkinci aşamada ise testler ağırlıklı olarak yol koşullarında gerçekleştirilmekte olup, OBM sisteminin temel doğruluk gerekliliklerini karşılamayı amaçlamaktadır.



Şekil 1: Araç üzeri izleme veri akışı

2. OBM Kalibrasyonu İçin Test Stratejileri

Euro 7 emisyon standartlarına uyum kapsamında, benzinli motorlar için Yerleşik İzleme (OBM- On-Board Monitoring) sistemlerinin uygulanması; NOx sensör verileri ile doğru NOx modellemesinin bir araya getirilmesini ve destekleyici alt sistemlerin hassas kalibrasyonunu gerektirir. Bu çalışmada uygulanan metodolojiler, daha önce dizel motorlar için gerçekleştirilen NOx modelleme projelerinden edinilen sistematik mühendislik deneyimlerine dayanmakta olup, benzinli motorların özgün yanma karakteristiklerine uyarlanmıştır.

İlk aşama, mevcut yazılım mimarisi ve fonksiyon bloklarının yeni entegre edilen OBM alt fonksiyonlarıyla uyumluluğunun doğrulanmasına odaklanmaktadır. Bu süreçte, benzer projelerden elde edilen kalibrasyon stratejilerine referans verilerek AVL CRETA™ platformu üzerinden parametre transferi yoluyla ön kalibrasyon başlar. Tanımlanan donanım mimarisi ve sensör yerleşim konseptine bağlı olarak, yazılım yolları ve alt fonksiyonlar seçici biçimde etkinleştirilir veya devre dışı bırakılır. Eşzamanlı olarak, OBM yapısının yazılım düzeyinde tam olarak işlevsel olduğunun doğrulanabilmesi için

Uygulama Mühendisliği Spesifikasyonları (AES) ve Temel Mühendislik Spesifikasyonları (BES) ile tutarlılığı değerlendirilir. Modern benzinli motorlarda NOx emisyonlarının doğru şekilde izlenebilmesi, model girdi doğruluğu, sensör gecikmeleri ve çevresel değişkenlere duyarlılık gibi unsurların ayrıntılı analizini gerektirir. Kalibrasyon süreci boyunca, modelin kararlılığının sağlanabilmesi amacıyla hava-yakıt oranı (lambda), ateşleme zamanlaması, egzoz sıcaklığı ve ortam koşulları gibi kritik parametreler titizlikle değerlendirilir.

NOx model kalibrasyonunun ilk iş paketi, lambda tabanlı ayarlamadır. Lambda tarama testleri, sabit bir çalışma noktasında (örneğin 2000 dev/dk ve 800 kPa BMEP) gerçekleştirilir; burada hava-yakıt oranı 0,95 ile 1,05 aralığında, genellikle 0,002'lik adımlarla kademeli olarak değiştirilir (bkz. Tablo 1). Her bir lambda ofset adımı 60 saniye boyunca sabit tutulur ve her adım öncesinde 120 saniyelik bir stabilizasyon süresi uygulanarak veri tutarlılığı sağlanır. Tarama testlerine başlamadan önce, motorun en az 300 saniye boyunca lambda 1 koşulunda çalıştırılması gerekir; böylece termal ve yanma kararlılığı temin edilir. Bu testler, NOx oluşum davranışının temel eğimini ve stokiyometrik ile hafif zengin/fakir koşullar altında zamana bağlı sensör sapmalarını ortaya koyarak, lambda düzeltme haritalarının hassas bir şekilde kalibre edilmesine olanak tanır.

Tablo 1: Lambda tarama testi

Motor devri	Fren ortalama etkin basınç (BMEP)	Lambda [-]			
		[rpm]	[bar]	Başlangıç	Min
1250	3	1.000	0.950	1.050	1.000
2000	6	1.000	0.950	1.050	1.000
2750	9	1.000	0.950	1.050	1.000
3500	12	1.000	0.950	1.050	1.000

Model doğruluğunu daha da artırmak amacıyla, Tablo 2'de belirtilen lambda basamak testleri kullanılarak sistemin ayrık hava-yakıt oranı değişimlerine verdiği tepkiler gözlemlenir. Bu testler, enjeksiyon zamanlaması, yakıt hattı basıncı veya eksantrik mili fazlaması gibi kalibrasyon parametreleri değiştirilmeden gerçekleştirilir; böylece modelin geçici ve kararlı durum hassasiyetlerini yakalaması sağlanır. Bu yöntem, özellikle katalizör ısıtma devre dışı bırakma evrelerinde doğal ısınma davranışının ve buna karşılık gelen NOx eğilimlerinin belirlenmesinde kritik öneme sahiptir.

Tablo 2: Lambda adım testi

Motor devri	Fren ortalama etkin basınç (BMEP)	Lambda (LAVS_41) [-]									
		[rpm]	[bar]	[-]							
1250	3	0.80	0.90	0.95	0.98	1.00	1.02	1.05	1.10	1.20	
1500	6	0.80	0.90	0.95	0.98	1.00	1.02	1.05	1.10	1.20	
2000	10	0.80	0.90	0.95	0.98	1.00	1.02	1.05	1.10	1.20	
2000	18	0.80	0.90	0.95	0.98	1.00	1.02	1.05	1.10	1.20	
2500	3	0.80	0.90	0.95	0.98	1.00	1.02	1.05	1.10	1.20	
4000	15	0.80	0.90	0.95	0.98	1.00	1.02	1.05	1.10	1.20	

Ateşleme avansı (ignition timing), NOx oluşumunda kritik bir rol oynamaktadır. Bu nedenle, ateşleme tarama testleri (ignition sweep tests), nominal ayar (yanma optimizasyonu veya vuruntu sınırı ile tanımlanan) ile önemli ölçüde geç ateşleme koşulları arasında en az beş adımda gerçekleştirilir (Bkz. Tablo 3). Testler sırasında soğutma suyu sıcaklığı yaklaşık 90°C seviyesinde sabit tutulur. Motor veya bileşen hasarını önlemek amacıyla, Hacimsel Basınç İndeksi (VPI) %10'u aşarsa veya bileşen sıcaklıkları (örneğin, türbin sıcaklığı) eşik değeri geçerse test durdurulur. Bu testlerden elde edilen veriler, ateşleme tabanlı düzeltme haritalarının hassas ayarlanmasında ve farklı yanma fazlaması senaryolarında NOx model tepkisinin doğrulanmasında kullanılır.

Tablo 3: Ateşleme tarama testi

Motor devri	Motor yükü	Lambda	Ateşleme
[rpm]	[%]	[-]	Optimum
1000	40-60-80	1.00	1
1500	40-60-80	1.00	1
2000	40-60-80	1.00	1

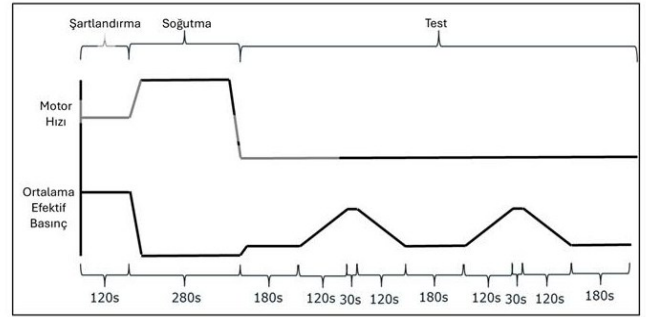
Soğuk çalıştırma kalibrasyonu, genel stratejinin bir diğer hayati bileşenini oluşturur. NOx modelinin soğuk motor düzeltme faktörü haritalarını kalibre edebilmek için, Tablo 4'te belirtilen testler, ortam sıcaklıklarının -7°C ve -15°C'ye kadar düştüğü koşullarda gerçekleştirilir ve soğutma suyu sıcaklığı 90°C'ye ulaşana kadar izlenir. Bu testler sırasında, 0.95, 1.00 ve 1.05 olmak üzere üç farklı lambda hedef değeri döngüsel olarak uygulanarak, farklı yanma koşullarında NOx oluşumu gözlemlenir. Test süreci Şekil 2'de gösterilmiştir.

Başlangıçta, katalizör ısıtma stratejileri devre dışı bırakılarak motorun doğal termal profili kaydedilir. Ardından yapılan doğrulama testlerinde, katalizörün hızlı devreye girmesi ve NOx dönüşüm verimliliği üzerindeki etkisini değerlendirmek amacıyla sekonder hava beslemesi aktif hale getirilir. Bu testler sayesinde, katalizörün devreye giriş noktası (light-off point) belirlenir ve modelin geçerli çalışma aralığı hassas şekilde tanımlanabilir.

Tablo 4: Soğuk başlatma parametreleri

	Motor devri	BMEP başlangıç	BMEP son	Lambda
	[rpm]	[bar]	[bar]	[-]
Pre Con	2000	12	12	1
Cooling	3000-4000	-	-	Inf.
Testing	1200	Minimum possible	10	0.95/1/1.05

Sensöre bağlı kalibrasyonlar da aynı derecede kritik öneme sahiptir. NOx sensörünün çiğlenme noktası ısıtıcısı (dew point heater) serbest bırakma kalibrasyonu, en kötü durum ön koşullandırma senaryoları kullanılarak gerçekleştirilir. Bu amaçla, 12 saatlik soğuk bekletme (cold soak) sonrası, çeşitli ortam sıcaklıklarında (örneğin -20°C, -10°C, 0°C, 10°C) bir tam gün boyunca her iki saatte bir 10 saniyelik kısa motor çalıştırmaları uygulanır. Bu işlem, egzoz sisteminde sıvı su birikimine neden olarak en zorlu yoğunlaşma koşullarını simüle eder. Nihai test ise, uzun süreli rölanti çalışmasıyla başlar, ardından tam motor ısınması ve yeniden soğutma ile süreç tekrarlanır. Çiğlenme noktası ısıtıcısının devreye alınması başlangıçta zamanlayıcı tabanlı bir yapılandırma (örneğin 3600 saniye) ile devre dışı bırakılır; böylece erken aktivasyon önlenmiş olur. Sonrasında ise, sensör konumunda hesaplanan entegre ısı miktarı esas alınarak yeniden kalibre edilir.



Şekil 2: Soğuk başlatma test süreci

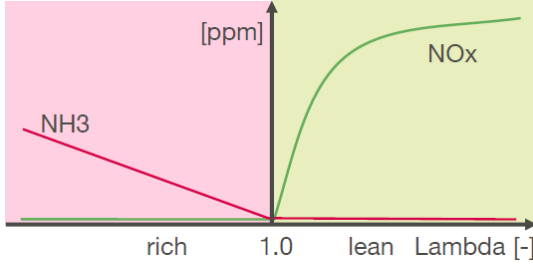
Bir diğer teknik gereklilik ise, NOx sensörü çıkış sinyalinin diğer temel sinyallerle, özellikle lambda ve egzoz kütle akışı ile zaman senkronizasyonunun sağlanmasıdır. NOx sensörleri genellikle 4-8 saniyelik bir sinyal gecikmesi gösterdiğinden, senkronizasyon lambda tarama (sweep) veri setleri kullanılarak gerçekleştirilir. Bu amaçla, çalışma matrisi ani gaz verme (tip-in) ve bırakma (tip-out) gibi geçici manevraları içerecek şekilde genişletilir. Bu geçişler sırasında NOx ve lambda sinyallerinin eğimleri karşılaştırılarak zaman farkları belirlenir ve yazılım modeli içerisinde düzeltilerek gerçek zamanlı doğruluk korunur.

Rakım ve nem gibi çevresel koşullar, hem NOx sensörü okumalarını hem de gerçek NOx emisyon seviyelerini etkiler. Yüksek nem seviyelerinde, egzozdaki su buharı NOx'i geçici olarak depolayabilir veya ölçümünü bozabilir.

Model sapması (drift) ve sensör yaşlanmasını değerlendirmek amacıyla yakıt kesme (fuel cut-off) ve engelleme (inhibition) testleri uygulanır. Bu testler, kısa ve uzun süreli yüksek yük altındaki hızlanmaların ardından ani yakıt kesilmesini içerir; bu süreçte teorik olarak NOx sinyali sıfıra yaklaşmalıdır. Kalıcı pozitif veya negatif sapmalar, sensör kirlenmesi veya yaşlanma etkilerini gösterir. Bu sapmalar OBM (On-Board Monitoring) ofset haritaları aracılığıyla nicel olarak değerlendirilir ve standart teşhis prosedürleri kullanılarak doğrulanır. Aşırı besleme (overrun) fazlarında sensör ortam havasına maruz kalır; bu esnada ölçülen NOx konsantrasyonu önceden tanımlanmış eşik değerleri aşarsa, teşhissel bir hata bayrağı tetiklenir.

İleri düzey kalibrasyon adımları arasında, özellikle dizel araçlar için kritik öneme sahip olan NOx/NH₃ ayrımı yer alır. Öte yandan, benzinli uygulamalarda, NOx sensöründen elde edilen lambda bilgisi, NOx ve NH₃'ün ayrıştırılmasında kullanılabilir. Şekil 3'te lambda değerine bağlı olarak NOx/NH₃ davranışı gösterilmektedir [10]. Kalibrasyon süreci, taze ve yaşlandırılmış katalizörler üzerinde sıcaklık ve lambda bağımlı ayırma katsayısı (split factor) haritalarının kullanılmasıyla gerçekleştirilir. Zengin-karışım ve fakir-karışım geçişleri gibi dinamik yanma geçişleri, farklı gradyanlar altındaki model tepkisini değerlendirmek amacıyla kullanılır.

Algoritma, hatalı sınıflandırmaları önlemek için katalizörün devreye giriş sıcaklığının (light-off temperature) altındaki koşullarda ayırma fonksiyonunu devre dışı bırakır. Bu sayede modelin, termal ve kimyasal gürültülere karşı dayanıklılığı artırılmış olur. Tüm kalibrasyon sonuçları, egzoz sistemine ait bir termal duvar sıcaklık modeli ile çapraz doğrulama sürecine tabi tutulur. Bu model, yalnızca sensör gecikmelerini tahmin etmekle kalmaz, aynı zamanda termal yayılım ve ısı kapasitesi etkilerini simüle ederek tüm OBM alt fonksiyonları için temel sınır şartlarını sağlar.



Şekil 3: Lambdaya bağlı NOx/NH3 davranışı

Genel olarak, Euro 7 uyumlu benzinli motorlar için NOx modeli kalibrasyonu; durağan durum ölçümleri, geçici senkronizasyon, soğuk çalışma değerlendirmeleri, çevresel düzeltmeler ve yaşlanmaya duyarlı teşhislerin entegre bir şekilde bir araya getirildiği kapsamlı bir yaklaşım gerektirir. Donanım farkındalığına dayalı strateji, sistematik test prosedürleri ve fonksiyonel yedekliliğin bir arada kullanılmasıyla oluşturulan bu yapı, OBM düzenleyici gerekliliklerine uyum kapsamında güvenilir NOx izleme performansı ve uzun vadeli dayanıklılık sağlar.

3. Dinamometre ve Yol Üzerinde Doğrulama

NOx emisyon modelinin kalibrasyonu, farklı katalizör yaşlanma durumları ve gerçek sürüş koşulları altında sistematik olarak doğrulanmalıdır. Bu süreç, yalnızca standartlaştırılmış emisyon çevrimleri kapsamında detaylı değerlendirmeleri değil, aynı zamanda gözlemlenen sapmalara bağlı olarak uyarlanabilir ayarlamaları da gerektirir. Özellikle yakıt kesme olayları, rölanı sonrası dengeleme ve motorun ilk çalıştırma anında gerçekleşen katalizör temizleme (purge) davranışı gibi dinamik fazlar, NOx oluşumu ve tespiti üzerinde önemli etkilere sahip olduğundan dikkatle ele alınmalıdır.

Kalibrasyonun gerçek araç kullanım koşulları altında kapsamlı şekilde değerlendirilmesi amacıyla geniş kapsamlı yol test prosedürleri uygulanmaktadır. Dinamik sürüş senaryoları için, önceden tanımlanmış ivmelenme kriterlerine göre ani hızlanma ve yavaşlama manevraları gerçekleştirilir (örneğin; şehir içi $\geq 18.8 \text{ m}^2/\text{s}^3$, şehir dışı $\geq 24.4 \text{ m}^2/\text{s}^3$ ve otoyol $\geq 28.4 \text{ m}^2/\text{s}^3$ ivmelenme değerleri). Bu testler, farklı motor devirlerinde gerçekleştirilen ardışık vites değişimleriyle desteklenir ve hem yakıt kesme (FCO) aktif hem de devre dışı durumda yürütülür. Ayrıca, gaz pedal konumunun %80 ile %20 arasında değiştiği tip-in ve tip-out manevraları da test kapsamına dahil edilerek, artan egzoz kütle akışı ve sık operasyonel geçişlerin olduğu koşullarda NOx modelinin geçici (transient) davranışı değerlendirilir.

Buna karşılık, standart sürüş değerlendirmeleri, yumuşak pedal geçişleri ve sınırlı vites değişimleri ile tasarlanmıştır; ivmelenme değerleri dinamik testlerde kullanılan eşiklerin altında tutulur. Bu koşullar, modelin düşük yükte ve durağan çalışma durumlarında kararlılığını doğrulamak amacıyla uygulanır.

Ayrıca, durağan sürüş testlerinde, motor yükünü sabit tutmak için hava yüklemesi (air charge) sınırlandırılır. Araç, yüksek viteslerde tam gaz (full throttle) çalıştırılarak termal denge sağlanana kadar ısı birikimi gerçekleştirilir. Bu yöntemle, termal olarak dengelenmiş koşullar ve olası ısı kaybı senaryoları altında model performansı değerlendirilir.

Yük rampası (load ramp) testleri, özellikle 2500 ve 4500 rpm sabit motor devirlerinde hem yüksek hem de düşük yük aralıklarında gerçekleştirilir. Termal veya bileşen koruma

sınırları nedeniyle 4500 rpm'de tam yük (yani %100 gaz pedalı) çalıştırmanın kısıtlandığı durumlarda, sistem hasarını önlemek amacıyla test %80 gaz pedalı ile tekrarlanır. Bu testler, motor ısınma düzeltme faktörü haritalarının kalibrasyonu için kritik veriler sağlar.

Eş zamanlı olarak, NOx sensörü kalibrasyonu, özellikle çiğlenme noktası (dew point) ve devreye giriş (light-off) davranışları, -20°C ile $+20^\circ\text{C}$ arasında 5°C aralıklarla kontrol edilen çevresel koşullar altında hassaslaştırılır. Bu deneyler, sensör aktivasyon zamanlaması ve yoğunlaşma yönetim stratejilerinin çeşitli ortam etkileri altında doğru şekilde ayarlanmasını sağlar.

NOx sensör sinyallerinin bütünlüğü ve güvenilirliği, kapsamlı teşhis testleri ile değerlendirilir. Sensör çıkışı, tedarikçi tarafından sağlanan, değiştirilmiş veya kasıtlı olarak kusurlu sensör seti kullanılarak referans yazılım modeli ile sistematik olarak karşılaştırılır. Bu sensörler; sinyal üretemeyen, gecikme veya değiştirilmiş dinamik yanıtı sahip olan ayrıca kasıtlı olarak pozitif veya negatif oksijen sinyali ofseti bulunan sensörleri içerir. Ek olarak, NOx sensörünün fiziksel olarak çıkarıldığı ve montaj yerinin kapatıldığı testler yapılır; böylece sinyalin tamamen yokluğunda model tepkisi doğrulanır. Bu konfigürasyonlar, sensör zehirlenmesi, oksijen kaynaklı ölçüm sapmaları, yaşlanmaya bağlı sapma (drift) ve genel sensör arızası gibi hata modlarının tespit ve sınıflandırılmasını destekler. Dış referans sensörlerle çapraz doğrulama ve Kullanım Sırasında İzleme Performans Oranı (IUMPR) kriterlerine uyum, sistemin kendi kendini teşhis fonksiyonlarının dayanıklılığını daha da garanti altına alır.

Katalizör dönüşüm verimliliğini değerlendirmek amacıyla, farklı oksijen depolama kapasitesine (OSC) sahip taze ve yaşlandırılmış katalizörler kullanılarak hedefe yönelik deneyler gerçekleştirilir. Farklı başlangıç katalizör duvar sıcaklıklarındaki soğuk çalışma testleri, katalizörün devreye giriş (light-off) davranışını ve bunun NOx dönüşümüne etkisini ölçer.

Egzoz kütle akışının dönüşüm verimliliği üzerindeki etkisini karakterize etmek için uzay hızı (space velocity) testleri uygulanırken, hava-yakıt oranı değişimlerinin etkisini incelemek üzere 0.8, 0.9, 1.0 ve 1.1 setpoint değerleri kullanılarak lambda geçiş testleri yapılır. Bu testler, hem fakir hem de zengin yanma koşulları altındaki dönüşüm davranışının modellenmesine olanak sağlar. Buna ek olarak, modelin dinamik performansını geçici (transient) koşullarda değerlendirmek amacıyla hızlanma ve yavaşlama olayları da teste dahil edilir. Bu katalizör özel testleri genellikle temel emisyon kalibrasyonu tamamlandıktan sonra yürütülür ve daha önce açıklanan doğrulama faaliyetleri ile entegre edilerek verimlilik ve veri tutarlılığı artırılır.

NOx izleme sisteminin nihai doğrulaması, soğuk çalışma, ısınma evreleri, yüksek sıcaklıklı durağan durumlar, farklı rakım ve nem seviyeleri, çeşitli yakıt formülasyonları ve katalizör yaşlanmasının farklı aşamaları dahil olmak üzere, gerçek dünya ve sertifikasyon test koşullarının tamamını kapsayacak şekilde gerçekleştirilir. Kapsamlı bir doğrulama sağlamak amacıyla bir dizi yasal test prosedürü uygulanır. Bunlar arasında yasal emisyon sınırlarına uyumu doğrulamak için Tip 1 WLTC testleri, Taşınabilir Emisyon Ölçüm Sistemleri (PEMS) kullanılarak yapılan Gerçek Sürüş Emisyonları (RDE) değerlendirmeleri ve ilgili yasal çerçevelere uygun olarak gerçekleştirilen Hizmet Halinde Uygunluk (ISC) testleri (örneğin Tip 1 için Ek XXI, RDE için Ek IIIA ve Tip 6 soğuk çalışma değerlendirmeleri için Ek VIII) yer alır. Ayrıca, gerektiğinde buharlaşan emisyonlara odaklanan Tip 4 testleri de uygulanır [11].

Kalibrasyonun dayanıklılığı, uzun süreli dayanıklılık testleri ve bileşen yaşlanma değerlendirmeleri ile ek olarak doğrulanır. Bu çalışmaların sonuçlarına dayanarak, nihai NOx model kalibrasyonu doğrulanır ve seri üretim için serbest bırakılır. Böylece, tüm öngörülen çalışma koşulları altında yasal uyumluluk ve uzun vadeli fonksiyonel güvenilirlik sağlanmış olur.

4. Sonuçlar

Bu makalede, Euro 7 düzenleyici çerçevesi kapsamında benzinli motorlarda NOx emisyonlarına yönelik Araç Üzerinde İzleme (On-Board Monitoring – OBM) sistemlerinin doğrulama sürecine odaklanılmıştır. OBM sistemlerinin doğruluğu – mevzuata uyum ve çevresel güvenilirlik açısından kritik öneme sahip olup – araç üzerindeki NOx sensörlerinin ve/veya modele dayalı tahminlerin performansına bağlıdır. Bu doğruluğun sağlanabilmesi amacıyla, Hizmette Uygunluk (In-Service Conformity – ISC) otoritelerine güvenilir performans sunulmasını hedefleyen yapılandırılmış bir OBM doğrulama metodolojisi tanımlanmıştır. Önerilen doğrulama yaklaşımı, ilk olarak motor test düzeneklerinde yapılan değerlendirmelerle başlamakta; bu aşama, sensör ve modelin ilk doğrulama süreci için temel oluşturmaktadır. Bu aşamada ayrıca NOx emisyon modeli, kontrollü motor çalışma verileri kullanılarak kalibre edilmektedir. Ardından, geçici etkiler ve araç düzeyindeki değişkenlerin dâhil edilebildiği daha kapsamlı şasi dinamometresi testleriyle doğrulama süreci devam etmektedir. Son olarak, gerçek sürüş koşullarında OBM performansının değerlendirilmesi amacıyla yol testleri gerçekleştirilmektedir.

Gelecekteki çalışmalar için, gerçek zamanlı model uyarlanabilirliğinin öz-öğrenme (self-learning) veya yapay zeka tabanlı kalibrasyon teknikleri aracılığıyla geliştirilmesi, hizmette kullanım sırasında OBM doğruluğunu daha da artırabilir. Bir diğer önemli alan ise, farklı araç platformlarında tutarlı şekilde uygulanabilecek standartlaştırılmış doğruluk metrikleri ve kabul kriterlerinin geliştirilmesidir. Bu doğrulama uygulamalarının uyumlaştırılması ve OBM sistemlerinin araç ömrü boyunca güvenilirliğini koruyabilmesi için düzenleyici otoriteler, sanayi ve test kuruluşları arasındaki iş birliği hayati öneme sahiptir. OBM sisteminin emisyon uygunluğunun temel bir unsuru haline gelmesiyle birlikte, büyük araç filoları için maliyet etkin ve ölçeklenebilir doğrulama stratejilerinin araştırılması da kritik olacaktır.

Sonuç olarak, bu çok aşamalı test stratejisi, hem sensör ölçümlerinin hem de model tahminlerinin Euro 7 kapsamında belirlenen doğruluk gerekliliklerini karşılamasını sağlar. Bu makalede sunulan çerçeve, üreticiler için benzinli uygulamalarda NOx odaklı OBM sistemlerini doğrulaması amacıyla genel ancak sağlam bir yöntem ortaya koymakta; şeffaflık, izlenebilirlik ve mevzuata uyumu desteklemektedir.

5. Kaynaklar

- [1] V. Müller, H. Pieta, J. Schaub, M. Ehrly, and T. Körfer, "On-Board Monitoring to meet upcoming EU-7 emission standards – Squaring the circle between effectiveness and robust realization," *Transportation Engineering*, vol. 10, p. 100138, 2022.
- [2] Aoyama Seiko, "World's first NOx sensor that enables real-time measurement of NOx concentration in vehicle emission," NGK Insulators Ltd. website, published approx. 2.2 years ago, accessed Jun. 12, 2025.

- [3] European Parliament and Council, "Regulation (EU) 2024/1257 on type-approval of motor vehicles and engines and of systems, components and separate technical units intended for such vehicles, with respect to their emissions and battery durability (Euro 7)," *Official Journal of the European Union*, L series, May 8, 2024.
- [4] European Commission, DG GROW, "Update on recent OBM developments," 18th AGVES Meeting, Brussels, Belgium, Apr. 11, 2024.
- [5] P. Rodatz, "OBM – Accuracy of NOx Determination," Presented at Vitesco Technologies, Brussels, Belgium, Jun. 6, 2024.
- [6] P. Rodatz, "NOx sensor based compliance tools: NOx emission tracking, in-use testing of engine families & emission monitoring," Vitesco Technologies, Regensburg, 2024.
- [7] European Commission, DG GROW, "Update on recent OBM developments," 18th AGVES Meeting, Brussels, Belgium, Apr. 11, 2024.
- [8] T. Selleri, C. Ferrarese, J. Franzetti, R. Suarez-Bertoa, and D. Manara, "Real-Time Measurement of NOx Emissions from Modern Diesel Vehicles Using On-Board Sensors," *Energies*, vol. 15, no. 22, art. 8766, 2022.
- [9] A. Barbier, J. M. Salavert, C. E. Palau, and C. Guardiola, "Analysis of the Euro 7 on-board emissions monitoring concept with real-driving data," *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, vol. 127, p. 104062, 2024.
- [10] P. Rodatz, "On-board monitoring – Performance of NOx sensor for high-emitter detection," AGVES Meeting, Brussels, Vitesco Technologies, Feb. 2024.
- [11] European Commission, "Commission Regulation (EU) 2018/1832 – amending Directive 2007/46/EC, Commission Regulation (EC) No 692/2008 and Commission Regulation (EU) 2017/1151 for improving emission type approval tests and procedures for light vehicles," *Official Journal of the European Union*, Brussels, Nov. 2018.

İntegral Etkili Dayanıklı Geri Adımlamalı Kontrolcü ile Bir İHA Sisteminin Konum ve Yönelim Kontrolü

Position and Attitude Control of a UAV System Using a Robust Backstepping Controller with Integral Action

Eyüp OKUMUŞ¹, Fatih ADIGÜZEL¹

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

{eyup.okumus, fatih.adiguzel}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, dört pervaneli bir insansız hava aracı (İHA) için iki farklı integral etkili dayanıklı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı sunulmaktadır. Klasik geri adımlamalı kontrolcü kontrol sinyali ile eşleşen sabit bilinmeyen sapmaların üstesinden gelememektedir ve performans azalması ve kararlı hal hatası olarak bunun etkileri karşımıza çıkmaktadır. Tasarımı sunulan iki farklı dayanıklı geri adımlamalı kontrol yöntemi bu problemin üstesinden gelmektedir. İlk olarak İHA modeli verildikten sonra, klasik geri adımlamalı kontrol ve integral etkili dayanıklı kontrol yöntemleri tanıtılmaktadır ve kapalı çevrim sistem kararlılık analizleri verilmektedir. Son olarak, bu kontrol yöntemleri benzetim ortamında gerçekleştirilerek sonuçları karşılaştırılabilir olarak analiz edilmektedir.

Abstract

In this study, two different robust backstepping controller designs with integral action are presented for a quadrotor unmanned aerial vehicle (UAV). The classical backstepping controller cannot overcome constant unknown biases matched with the control input, and its effects emerge as performance degradation and steady-state error. The two different proposed robust backstepping control methods overcome this problem. First, after the UAV model is given, the classical backstepping control and the robust control methods with integral action are introduced, and closed-loop system stability analyses are provided. Finally, these control methods are implemented in a simulation environment, and their results are comparatively analyzed.

1. Giriş

Teknoloji ve mühendislik alanındaki gelişmeler İHA'ların kullanımını yaygın hale getirmektedir. Kablosuz haberleşme, araç tanımlama, haritalama, radyoaktif maddelerin tespiti ve tarım gibi birçok farklı alanda İHA'ların kullanımına denk gelmek mümkündür [1–5]. Düşük maliyet, yüksek manevra kabiliyeti ve dikey iniş-kalkış (VTOL) gibi avantajlar dört pervaneli insansız hava araçlarını öne çıkarmaktadır. Fakat, dört pervaneli

İHA'ların doğrusal olmayan dinamiklere sahip olması ve eksik eyleyicili yapıda olması teorik olarak aşılması gereken problemleri meydana getirmektedir.

Literatürde dört pervaneli İHA'nın kontrol problemlerinin çözümü için doğrusal veya doğrusal olmayan çeşitli kontrol yöntemleri kullanılmaktadır [6]. Öncelikle [7] çalışmasında, dört pervaneli İHA için PID kontrolcüsünün eksiklerini ele alarak bunlara karşı avantajlar elde etmeyi hedefleyen doğrusal ve doğrusal olmayan kontrolcülerin birleşimiyle bir irtifa kontrolcüsü tasarlanmaktadır. Bu kontrolcü, PID kontrolcüsüyle karşılaştırmalı olarak değerlendirilmekte ve deneysel verilerle çalışma desteklenmektedir.

Geri adımlamalı kontrol ve integral etkili geri adımlamalı kontrol sırasıyla doğrusal olmayan PD ve PID gibi davranış sergilemektedir. Bu kontrol metodlarına literatürde sıkça rastlanmaktadır. Örneğin, [8] çalışmasında, geri adımlamalı kontrolcülerin yapılarındaki sanal kontrol sinyallerinin türevlerinin analitik olarak hesaplamasından oluşan karışıklığın önüne geçmek için komut filtreli geri adımlamalı yaklaşım kullanılmaktadır. Bu yaklaşıma ek olarak integral etkisi de eklenerek dış bozucu etki ve modellenmemiş dinamiklere karşı dayanıklılığın artırılması hedeflenmektedir. [9] çalışmasında, teklik ve belirsizlik sorunlarına çözüm olarak zorlu uçuş görevlerinde İHA'nın farklı yörüngeleri parametrik belirsizlikler altında gürbüz şekilde takip edebilen geometrik integral etkili geri adımlama kontrolcüsü sunulmaktadır. [10] çalışmasında, eksik eyleyicili bir İHA'nın yönelim dinamiklerinin stabilizasyon problemi, integral etkili geri adımlamalı kontrolcü tasarlanmaktadır. Kontrolcünün katsayıları parçacık sürü optimizasyonu algoritması kullanılarak elde edilmektedir. [11] çalışmasında, eyleyici arızası, doygunluk ve belirsizlik gibi durumların varlığında doğrusal olmayan sistemler için sonlu zamanda integral etkili geri adımlama kontrolcüsü sunulmaktadır. Çalışmada ayrıca bu yöntemin uyarlamalı bir versiyon tasarlanarak hata toleranslı bir takip kontrolü önerilmektedir.

Geri adımlamalı kontrolün yanı sıra, literatürde kayan kipli kontrol yapısına da rastlamak mümkündür. Örneğin, [12] çalışmasında İHA'nın pozisyon ve yönelim kontrolü için ikinci dereceden bir kayan kipli kontrolcü önermektedir. Bu amaçla sistem, tam ve eksik eyleyicili olmak üzere iki alt sisteme ayrılmakta ve Lyapunov teorisi kullanılarak her iki alt sistemin

kararlılığı garanti altına alınmaktadır.

Bu çalışmada, sabit bilinmeyen sapmaların (bias) etkisi altındaki dört pervaneli bir İHA'nın pozisyon ve yönelim kontrolü ele alınmaktadır. Bu amaçla, klasik geri adımlamalı kontrolcü ile iki farklı yöntemle tasarlanmış integral etkili geri adımlamalı kontrolcüler geliştirilmiş ve bu kontrolcülerin detaylı kararlılık analizleri sunulmuştur. Söz konusu yöntemlerin benzetim ortamında elde edilen performansları, takip hatası ve sabit bilinmeyen sapmaların etkisi karşısındaki davranışları karşılaştırmalı olarak analiz edilmektedir.

2. Matematiksel Model

Dört pervaneli İHA'nın şematiği Şekil 1'de verilmektedir. Dört pervaneli İHA modellenirken temel varsayımlar yapılmaktadır. Bu varsayımlar şöyledir: İlk olarak, İHA'nın gövdesi esnek olmayan ve simetrik bir yapı olarak varsayılmaktadır. İkinci olarak, İHA'nın ağırlık merkezi ile gövde referans sisteminin orijininin birbirine çakışık olduğu varsayılmaktadır. Üçüncü olarak, pervanelerin de esnek olmayan malzemeden yapıldığı varsayılmaktadır. Son olarak, itki ve sürüklenme kuvvetleri, pervanelerin açılma hızlarının karesiyle doğru orantılı varsayılmaktadır. İHA'nın matematiksel modeli aşağıdaki gibidir [13–15]:

$$\ddot{x} = (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi) \frac{U_1}{m} - \frac{K_1 \dot{x}}{m} + \Delta_1 \quad (1)$$

$$\ddot{y} = (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi) \frac{U_1}{m} - \frac{K_2 \dot{y}}{m} + \Delta_1 \quad (2)$$

$$\ddot{z} = (\cos \phi \cos \theta) \frac{U_1}{m} - \frac{K_3 \dot{z}}{m} - g + \Delta_1 \quad (3)$$

$$\ddot{\phi} = f_2 + \frac{l}{I_x} U_2 + \Delta_2 \quad (4)$$

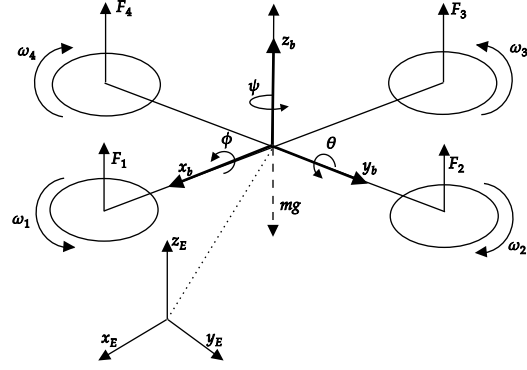
$$\ddot{\theta} = f_3 + \frac{l}{I_y} U_3 + \Delta_3 \quad (5)$$

$$\ddot{\psi} = f_4 + \frac{l}{I_z} U_4 + \Delta_4 \quad (6)$$

burada $f_2 = \dot{\theta} \dot{\psi} \frac{I_y - I_z}{I_x} + \frac{I_x}{I_y} \dot{\theta} \Omega_r - \frac{K_4 l}{I_x} \dot{\phi}$, $f_3 = \dot{\psi} \dot{\phi} \frac{I_x - I_z}{I_y} - \frac{I_x}{I_y} \dot{\phi} \Omega_r - \frac{K_5 l}{I_y} \dot{\theta}$, $f_4 = \dot{\phi} \dot{\theta} \frac{I_x - I_y}{I_z} - \frac{K_6 l}{I_z} \dot{\psi}$, x, y, z dört pervaneli İHA'nın dünya eksenine göre pozisyonunu, ϕ, θ, ψ İHA'nın gövde eksenine göre yönelim açılarını, bir diğer deyişle sırasıyla yuvarlanma, yunuslama ve sapma açılarını, m kütle, g yerçekimi ivmesini, l pervanelerin orta noktasıyla dört pervaneli İHA'nın merkez noktası arasındaki mesafeyi, I_x, I_y ve I_z gövde eksenindeki atalet momentlerini, $K_i (i = 1, \dots, 6)$ sürüklenme katsayılarını, $\Delta_i (i = 1, 2, 3, 4)$ sabit bilinmeyen sapmayı ifade etmektedir [16, 17]. Pervanelerin açılma hızları $\Omega_i (i = 1, 2, 3, 4)$ olarak ifade edilmektedir. Ayrıca, Ω_r toplam açılma hızı ifade etmektedir ve $\Omega_r = \Omega_1 - \Omega_2 + \Omega_3 - \Omega_4$ şeklinde hesaplanmaktadır. Pervanelerin açılma hızları ile $U_i (i = 1, 2, 3, 4)$ kontrol sinyalleri arasında

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & b & b & b \\ 0 & -b & 0 & b \\ -b & 0 & b & 0 \\ d & -d & d & -d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_1^2 \\ \Omega_2^2 \\ \Omega_3^2 \\ \Omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

olacak şekilde bir dönüşüm bulunmaktadır. Burada, b her bir motorun itki katsayısını, d her bir motorun sürüklenme katsayısını ifade etmektedir.



Şekil 1: Dört Pervaneli İHA Şematiği

3. Klasik Geri Adımlamalı Kontrolcü

Bu bölümde, klasik geri adımlamalı kontrolcünün tasarımı ele alınmaktadır. Durum değişkenleri $x_1 = x, x_2 = \dot{x}, x_3 = y, x_4 = \dot{y}, x_5 = z, x_6 = \dot{z}, x_7 = \phi, x_8 = \dot{\phi}, x_9 = \theta, x_{10} = \dot{\theta}, x_{11} = \psi$ ve $x_{12} = \dot{\psi}$ olarak seçilmektedir. Dört pervaneli İHA konum ve yönelim kontrolcüsü için

$$e_m = x_m - x_{md} \quad (m = 1, 3, 5, 7, 9, 11) \quad (8)$$

$$e_{m+1} = x_{m+1} - \alpha_n \quad (n = 1, 2, 3, 4, 5, 6) \quad (9)$$

olacak şekilde hata değişkenleri tanımlanır. Burada, x_{md} istenen açı ve α_n ise sanal kontrol sinyali ifade etmektedir.

Denklem (10)'da bir aday Lyapunov fonksiyonu tanımlanmaktadır. Bu aday Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi alındığında denklem (11) elde edilmektedir.

$$V_m = \frac{1}{2} e_m^2 \quad (10)$$

$$\dot{V}_m = e_m (e_{m+1} + \alpha_n - \dot{x}_{md}) \quad (11)$$

Denklem (11)'deki sanal kontrol sinyali denklem (12) olarak seçilmektedir.

$$\alpha_n = -c_m e_m + \dot{x}_{md} \quad (12)$$

Burada c_m kontrolcü kazancını ifade eden pozitif sabit sayıdır. Denklem (12), denklem (11)'de yerine konduğunda,

$$\dot{V}_m = -c_m e_m^2 + e_m e_{m+1} \quad (13)$$

denklemini elde edilmektedir. Ancak denklem (13), yalnızca $e_{m+1} = 0$ koşulu sağlandığında negatif yarı tanımlı hâle gelmektedir. Bu nedenle tasarım süreci, genişletilmiş aday Lyapunov fonksiyonuyla sürdürülecektir. Denklem (14)'de genişletilmiş bir aday Lyapunov fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır ve bu fonksiyonun zamana göre türev alındığında denklem (15) elde edilmektedir.

$$V_{m+1} = V_m + \frac{1}{2} e_{m+1}^2 \quad (14)$$

$$\dot{V}_{m+1} = -c_m e_m^2 + e_m e_{m+1} + e_{m+1} (\dot{x}_{m+1} - \dot{\alpha}_n) \quad (15)$$

Dört pervaneli İHA'nın yönelim kontrolü için (8)-(15) numaralı denklemler $m = 7, 9, 11$ ve $n = 4, 5, 6$ olarak seçildiği ve

bilinmeyen sabit sapmaların olmadığı ($\Delta_i = 0$) düşünülerek hesaplandığında U_2 , U_3 ve U_4 kontrol sinyalleri

$$U_2 = \frac{I_x}{l}(-f_2 + \dot{\alpha}_4 - e_7 - c_8 e_8) \quad (16)$$

$$U_3 = \frac{I_y}{l}(-f_3 + \dot{\alpha}_5 - e_9 - c_{10} e_{10}) \quad (17)$$

$$U_4 = I_z(-f_4 + \dot{\alpha}_6 - e_{11} - c_{12} e_{12}) \quad (18)$$

olacak şekilde tasarlanmaktadır. Bunun sonucunda,

$$\dot{V}_{m+1} = -c_m e_m^2 - c_{m+1} e_{m+1}^2 \quad (19)$$

elde edilmektedir.

Dört pervaneli İHA'nın konum kontrolünde z-ekseni doğrudan U_1 kontrol sinyali ile kontrol edilebilirken, x ve y eksenleri doğrudan kontrol edilememektedirler. X ve y ekseninin kontrolü için

$$U_x = (\cos \phi_d \sin \theta_d \cos \psi_d + \sin \phi_d \sin \psi_d) U_1 \quad (20)$$

$$U_y = (\cos \phi_d \sin \theta_d \sin \psi_d - \sin \phi_d \cos \psi_d) U_1 \quad (21)$$

şeklinde sanal kontrol sinyalleri seçilmektedir. Bu sanal kontrol sinyalleri kullanılarak, konum kontrolcüsünden yönelim kontrolcüsüne iletilmesi gereken istenen yönelim açıları, uygun aritmetik işlemler sonucunda aşağıdaki ifadelerle elde edilmektedir:

$$\phi_d = \arcsin \left(\frac{U_x \sin \psi_d - U_y \cos \psi_d}{U_1} \right) \quad (22)$$

$$\theta_d = \arcsin \left(\frac{U_x \cos \psi_d - U_y \sin \psi_d}{U_1 \cos \phi_d} \right). \quad (23)$$

Bu ifadeler, yönelim kontrolüne referans değerleri sağlayarak, dört pervaneli İHA'nın x ve y eksenlerindeki konumunun dolaylı olarak kontrol edilebilmesine imkan vermektedir. Konum kontrolcüsü için (8)-(15) numaralı denklemler $m = 1, 3, 5$ ve $n = 1, 2, 3$ olacak şekilde hesaplandığında U_1 , U_x ve U_y gerçel ve sanal kontrol sinyalleri

$$U_1 = \frac{m}{\cos \phi \cos \theta} (-e_5 + \frac{K_3}{m} x_6 + g + \dot{\alpha}_3 - c_6 e_6) \quad (24)$$

$$U_x = m \left(\frac{K_1}{m} x_2 - e_1 + \dot{\alpha}_1 - c_2 e_2 \right) \quad (25)$$

$$U_y = m \left(\frac{K_2}{m} x_4 - e_3 + \dot{\alpha}_2 - c_4 e_4 \right) \quad (26)$$

sırasıyla denklem (24), (25) ve (26) olarak tasarlanmaktadır.

Teorem 1. (1)-(6) ile verilen doğrusal olmayan eksik eyleyicili İHA modelini düşünelim. Burada, $\Delta_i = 0$ durumunda denklem (16)-(18) ve (24)-(26)'deki kontrol sinyalleri altında elde edilen kapalı-çevrim sistem dinamiğinin asimptotik kararlı olduğu Lyapunov teorisi anlamında garanti edilmektedir.

Kanıt. Aday Lyapunov fonksiyonu olarak (10) ve (14) numaralı denklemler seçilmektedir. Bu denklemler, $e_m = 0$ ve $e_{m+1} = 0$ olduğunda $V_m(e_m) = 0$ ve $V_{m+1}(e_m, e_{m+1}) = 0$ ve $e_m \neq 0$ ve $e_{m+1} \neq 0$ olduğunda $V_m(e_m) > 0$ ve $V_{m+1}(e_m, e_{m+1}) > 0$ olacağından bunlar pozitif tanımlı denklemlerdir ve böylece Lyapunov fonksiyonu olmaktadır. Denklem (12), (11)'de yerine konduğunda denklem (13) elde edilmektedir. Denklem (16)-(18) ve (24)-(26), denklem (15)'te

yerine konulduğunda denklem (19) elde edilmektedir. Denklem (13) sadece $e_{m+1} = 0$ olduğu durumda negatif yarı tanımlı olurken, denklem (19) ile her durumda negatif yarı tanımlılık sağlanmaktadır. Denklem (19)'da sadece $e_m = 0$ ve $e_{m+1} = 0$ olduğu durumda $\dot{V}_{m+1}(e_m, e_{m+1}) = 0$ olacağından Barbashin-Krasovskii-LaSalle teoremine [18, 19] göre bu sistem asimptotik kararlı olacaktır. \square

4. İntegral Etkili Geri Adımlamalı Kontrol

Bu bölümde, integral etkili geri adımlamalı kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmektedir. Dört pervaneli İHA sistemlerinde çeşitli nedenlerle ölçmede sapmalar meydana gelebilmektedir [16]. İntegral etki ile birlikte sistemde olası sapmaların sebep olacağı kalıcı hal hatasının önüne geçilmektedir. İntegral etkisi sisteme entegre edilirken iki farklı yöntem kullanılacaktır. Bu yöntemlerden ilki, integral etkiyi, geri adımlamalı kontrolün ilk adımında (Metot 1), ikincisi ise geri adımlamalı kontrolün ikinci adımında (Metot 2) tanımlamaktır [17].

4.1. Metot 1

Geri adımlamalı kontrolcü için hata sinyalleri tanımlanır ve ilk adımda, x_{md} sinyali x_m için referans sinyal olmak üzere, $\xi_n = \int (x_m(\tau) - x_{md}(\tau)) d\tau$ olacak şekilde integral etkisi eklendiğinde

$$e_m = x_m - x_{md} \quad (27)$$

$$e_{m+1} = x_{m+1} - \alpha_n \quad (28)$$

$$\dot{\xi}_n = e_m \quad (29)$$

burada α_n sanal kontrol sinyali olmak üzere, denklemleri elde edilmektedir. Aday Lyapunov fonksiyonu denklem (30) şeklinde tanımlanırsa ve zamana göre türevi alınır (31) elde edilmektedir.

$$V_m = \frac{1}{2} k_n \xi_n^2 + \frac{1}{2} e_m^2 \quad (30)$$

$$\dot{V}_m = e_m (k_n \xi_n + e_{m+1} + \alpha_n - \dot{x}_{md}) \quad (31)$$

burada k_n integral etki kontrolcü kazancını ifade eden pozitif sabit sayıdır. Denklem (10)'dan farklı olarak aday Lyapunov fonksiyonu içerisinde integral etkisi de dahil edilmektedir. Denklem (31)'deki sanal kontrol sinyali

$$\alpha_n = -k_n \xi_n - c_m e_m + \dot{x}_{md} \quad (32)$$

olarak tasarlanmaktadır. Denklem (32), denklem (31)'de yerine konulduğunda

$$\dot{V}_m = -c_m e_m^2 + e_m e_{m+1} \quad (33)$$

elde edilmektedir. Burada, denklem (33) sadece $e_{m+1} = 0$ olduğu durumda negatif yarı zamanlı tanımlı olmaktadır. Kontrolcü tasarımının ikinci adımında aday Lyapunov fonksiyonu genişletilerek tasarıma devam edilmektedir. Genişletilmiş aday Lyapunov fonksiyonu denklem (34) şeklinde seçilmektedir. Denklem (34)'ün zamana göre türevi alındığında denklem (35) elde edilmektedir.

$$V_{m+1} = V_m + \frac{1}{2} e_{m+1}^2 \quad (34)$$

$$\dot{V}_{m+1} = -c_m e_m^2 + e_m e_{m+1} + e_{m+1} (\dot{x}_{m+1} - \dot{\alpha}_n) \quad (35)$$

(27)-(35) tüm durumlar için tekrarlandığında kontrol sinyalleri

$$U_2 = \frac{I_x}{l}(-f_2 + \dot{\alpha}_4 - e_7 - c_8 e_8) \quad (36)$$

$$U_3 = \frac{I_y}{l}(-f_3 + \dot{\alpha}_5 - e_9 - c_{10} e_{10}) \quad (37)$$

$$U_4 = I_z(-f_4 + \dot{\alpha}_6 - e_{11} - c_{12} e_{12}) \quad (38)$$

$$U_1 = \frac{m}{\cos \phi \cos \theta}(-e_5 + \frac{K_3}{m} x_6 + g + \dot{\alpha}_3 - c_6 e_6) \quad (39)$$

$$U_x = m(\frac{K_1}{m} x_2 - e_1 + \dot{\alpha}_1 - c_2 e_2) \quad (40)$$

$$U_y = m(\frac{K_2}{m} x_4 - e_3 + \dot{\alpha}_2 - c_4 e_4) \quad (41)$$

olarak tasarlanmaktadır. Bu kontrol sinyalleri denklem (35)'te yerlerine konduğunda

$$\dot{V}_{m+1} = -c_m e_m^2 - c_{m+1} e_{m+1}^2 \quad (42)$$

elde edilmektedir. Genelleştirilmiş kapalı-çevrim sistem

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_n &= e_m \\ \dot{e}_m &= e_{m+1} - k_n \xi_n - c_m e_m \\ \dot{e}_{m+1} &= -e_m - c_{m+1} e_{m+1} + \Delta_i \end{aligned} \quad (43)$$

olarak ifade edilmektedir.

4.2. Metot 2

İntegral etkisi, geri adımlamalı kontrolcünün ikinci adımına $\xi_n = \int (x_{m+1}(\tau) - \alpha_n(\tau)) d\tau$ olacak şekilde eklendiğinde ve hata tanımları yapıldığında,

$$e_m = x_m - x_{md} \quad (44)$$

$$e_{m+1} = x_{m+1} - \alpha_n \quad (45)$$

$$\dot{\xi}_n = e_{m+1} \quad (46)$$

denklemleri elde edilmektedir. Aday Lyapunov fonksiyonu denklem (47) olacak şekilde tanımlanmaktadır. Denklem (47)'nin zamana göre türevi alındığında denklem (48) elde edilmektedir.

$$V_m = \frac{1}{2} e_m^2 \quad (47)$$

$$\dot{V}_m = e_m(e_{m+1} + \alpha_n - \dot{x}_{md}) \quad (48)$$

Sanal kontrol sinyali

$$\alpha_n = -c_m e_m + \dot{x}_{md} \quad (49)$$

olarak tasarlanmaktadır. (49) ifadesi (48)'de işletildiğinde, (48) ifadesi

$$\dot{V}_m = -c_m e_m^2 + e_m e_{m+1} \quad (50)$$

halini almaktadır ve burada da denklem (50), (13) ve (33) denklemlerinde olduğu gibi sadece $e_{m+1} = 0$ olduğu durumda negatif yarı zamanlı tanımlı olmaktadır. İntegral etkinin de dahil edildiği ikinci aşamada, aday Lyapunov fonksiyonu genişletilerek kontrol tasarımına devam edilmektedir. Genişletilmiş aday Lyapunov fonksiyonu denklem (51) olacak şekilde seçilmektedir. (51)'in zamana göre türevi alındığında (52) elde edilmektedir.

$$V_{m+1} = V_m + \frac{1}{2} k_n \xi_n^2 + \frac{1}{2} e_{m+1}^2 \quad (51)$$

$$\dot{V}_{m+1} = e_m e_{m+1} - c_m e_m^2 + k_n \xi_n \dot{\xi}_n + e_{m+1}(\dot{x}_{m+1} - \dot{\alpha}_n) \quad (52)$$

Tüm durumlar için (44)-(52) tekrarlandığında kontrol sinyalleri

$$U_2 = \frac{I_x}{l}(-f_2 + \dot{\alpha}_4 - e_7 - c_8 e_8 - k_4 \xi_4) \quad (53)$$

$$U_3 = \frac{I_y}{l}(-f_3 + \dot{\alpha}_5 - e_9 - c_{10} e_{10} - k_5 \xi_5) \quad (54)$$

$$U_4 = I_z(-f_4 + \dot{\alpha}_6 - e_{11} - c_{12} e_{12} - k_6 \xi_6) \quad (55)$$

$$U_1 = \frac{m}{\cos \phi \cos \theta}(-e_5 + \frac{K_3}{m} x_6 + g + \dot{\alpha}_3 - c_6 e_6 - k_3 \xi_3) \quad (56)$$

$$U_x = m(\frac{K_1}{m} x_2 - e_1 + \dot{\alpha}_1 - c_2 e_2 - k_1 \xi_1) \quad (57)$$

$$U_y = m(\frac{K_2}{m} x_4 - e_3 + \dot{\alpha}_2 - c_4 e_4 - k_2 \xi_2) \quad (58)$$

olarak tasarlanmaktadır. Bu kontrol sinyalleri (52)'de yerlerine konduğunda

$$\dot{V}_{m+1} = -c_m e_m^2 - c_{m+1} e_{m+1}^2 \quad (59)$$

elde edilmektedir. Genelleştirilmiş kapalı-çevrim sistem

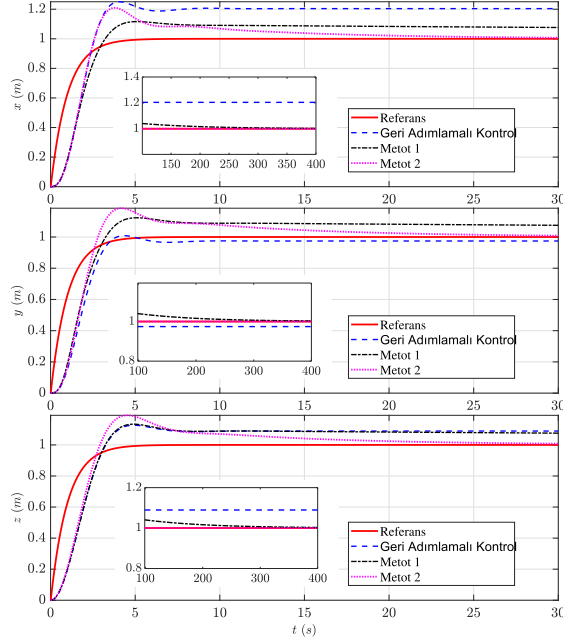
$$\begin{aligned} \dot{e}_m &= e_{m+1} - c_m e_m \\ \dot{\xi}_n &= e_{m+1} \\ \dot{e}_{m+1} &= -e_m - c_{m+1} e_{m+1} - k_n \xi_n + \Delta_i \end{aligned} \quad (60)$$

olarak ifade edilmektedir.

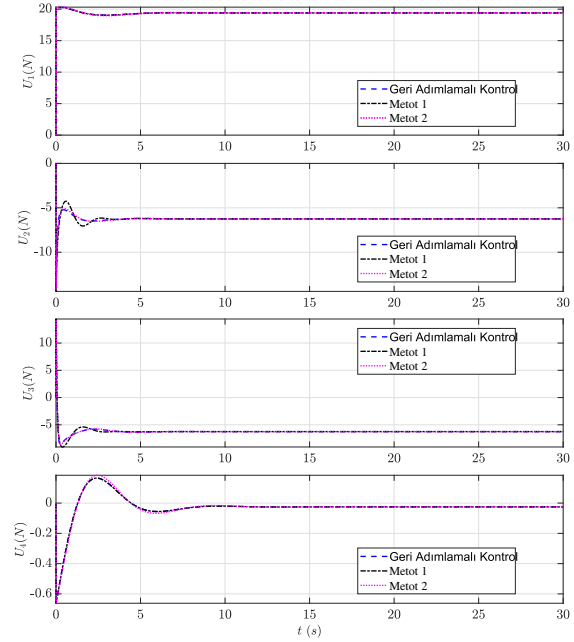
Teorem 2. $\Delta_i = 0$ durumunda (43) ve (60) numaralı denklemlerde belirtilen kapalı çevrim sistemler $(\xi_n, e_m, e_{m+1}) = 0$ denge noktasında düzgün küresel asimptotik kararlılığı (UGAS).

Kanıt. Burada yalnızca Metot 2 için ayrıntılı kanıt verilmiştir. Ancak, Metot 1 de aynı teoreme dayanmaktadır. [20]'daki Teorem 1'e göre bazı varsayımlar sağlandığında sistemin orijinde düzgün küresel asimptotik kararlılığı garanti altına alınmaktadır. İlk varsayım, sistemin küresel düzgün kararlılığı denklem (52) ile sağlanmaktadır. Devamında, yerel Lipschitz olan $W_i : \mathcal{R} \times \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R} (i = 1, \dots, j)$, sürekli olan $\Phi_i : \mathcal{R} \times \mathcal{R}^n \rightarrow \mathcal{R}^m$ fonksiyonları sabit bir $\mu > 0$ gerçel sayısının varlığında $\max \{|W_i|, |\Phi_i|\} \leq \mu$ koşulu sağlayan sınırlı fonksiyonlar seçilir. $W_1 = V_{m+1}$, $W_2 = e_{m+1} \xi_n$ ve $\Phi = e_{m+1}$ olarak seçilmektedir. Kapalı-çevrimde kararlı kılınan sinyaller sınırlı olacağından seçimlerin hepsi sınırlı olacaktır. Birbirine bağlı olacak şekilde yardımcı fonksiyon seçimi gerçekleştirilmektedir. Buna göre: $Y_1 = \dot{W}_1 = -c_m e_m^2 - c_{m+1} e_{m+1}^2$ ve $Y_2 = \dot{W}_2 = -e_m \xi_n - c_{m+1} e_{m+1} \xi_n - k_n \xi_n^2 + e_{m+1}^2$ olarak seçilir. Burada seçimin amacı küresel çekiciliği göstermektir. $\xi \neq 0$ iken $Y_1 = 0 \rightarrow Y_2 \leq 0$ sağlayan tek koşul $(e_m, e_{m+1}) = (0, 0)$ olmasıdır ve böylece üçüncü varsayım sağlanır. $Y_1 = Y_2 = 0$ olduğu durumu da ancak $(\xi_n, e_m, e_{m+1}) = (0, 0, 0)$ sağlar ve böylece denge noktasının düzgün küresel asimptotik olduğu garanti altına alınmış olunur. \square

$\Delta_i \neq 0$ ve sabit olduğu durumda, (43) ve (60) kapalı çevrim sistemlerin denge noktaları için $\hat{\xi}_n = \xi_n - k_n^{-1} c_{m+1}^{-1} \Delta_i$ ve $\hat{e}_n = \xi_n - k_n^{-1} \Delta_i$ değişken dönüşümü yapılarak yeni denge noktaları $(\hat{\xi}_n, e_m, e_{m+1}) = (0, 0, 0)$ olarak elde edilebilmektedir. Teorem 2 uyarınca denge noktaları küresel düzgün asimptotik kararlı olacaktır.



Şekil 2: Dört Pervaneli İHA'nın Pozisyon Cevabı



Şekil 3: Kontrol Sinyalleri

5. Benzetim Çalışması

Bu bölümde, klasik geri adımlamalı kontrol, integral etkili geri adımlamalı kontrol Metot 1 ve Metot 2 olmak üzere üç farklı yöntemin benzetim sonuçları sunulmaktadır. Benzetim sonuçları, [13]'de bulunan sistem parametreleri kullanılarak MATLAB ortamından üretilmiştir. Sistem durumlarının başlangıç değerleri sıfır alınmış, yalnızca ϕ için $\phi(0) = \pi/12$ olarak belirlenmiştir. Sapma etkisi için $\Delta_i = [0.1(m/s^2), 1(rad/s^2), 1(rad/s^2), 0.01(rad/s^2)]$ olarak tanımlanmıştır. Referans pozisyon değerleri $[x_{ref}, y_{ref}, z_{ref}] = [1, 1, 1] (m)$ olarak seçilmiştir. Başlangıç anındaki ani değişimlerin olumsuz etkilerini azaltmak amacıyla referans sinyalleri, bir ön filtre ile yumuşatılmıştır. Bu kapsamda, referans sinyali $[x_d \ y_d \ z_d]^T = (1 - e^{-t}) [x_{ref} \ y_{ref} \ z_{ref}]^T$ şeklinde tanımlanmıştır. Karşılaştırılan tüm kontrol yöntemleri için kontrol kazançları aynı tutulmuştur. İlgili katsayılar $c_{1,3,5} = 1.2$, $c_{2,4,6} = 0.1$, $c_{7,9} = 5$, $c_{8,10} = 15$, $c_{11} = 1$, $c_{12} = 0.01$, $k_{1,2,3,6} = 0.001$ ve $k_{4,5} = 0.1$ şeklinde seçilmiştir.

Şekil 2'de İHA'nın pozisyon cevabı verilmektedir. Burada mavi kesik, siyah noktalı kesik ve mor noktalı çizgiler sırasıyla klasik geri adımlamalı kontrol, integral etkili geri adımlamalı kontrol Metot 1 ve Metot 2'yi ifade etmektedir. Sabit bilinmeyen sapmalar altında klasik geri adımlamalı kontrolde kalıcı hal hatası görülürken Metot 1 ve Metot 2'de bu hata görülmektedir. Fakat, Metot 1 bu hatayı uzun zamanda telafi edebilirken Metot 2 çok daha kısa zamanda telafi edebilmektedir. Şekil 3'te her yöntemle ait, birbirine yakın, belirli bir değerde ve sınırlı kalan kontrol sinyalleri görülmektedir. Ancak, bu görsel benzerliğe rağmen sinyallerdeki küçük farklılıkların her bir yöntem için farklı sistem cevapları ürettiği görülmektedir.

Şekil 4'de İHA'nın yönelim cevabı görülmektedir. Birinci satırda pozisyona bağlı olarak ortaya çıkan yönelim davranışları gösterilmektedir. İkinci, üçüncü ve dördüncü satırlarda ise yu-

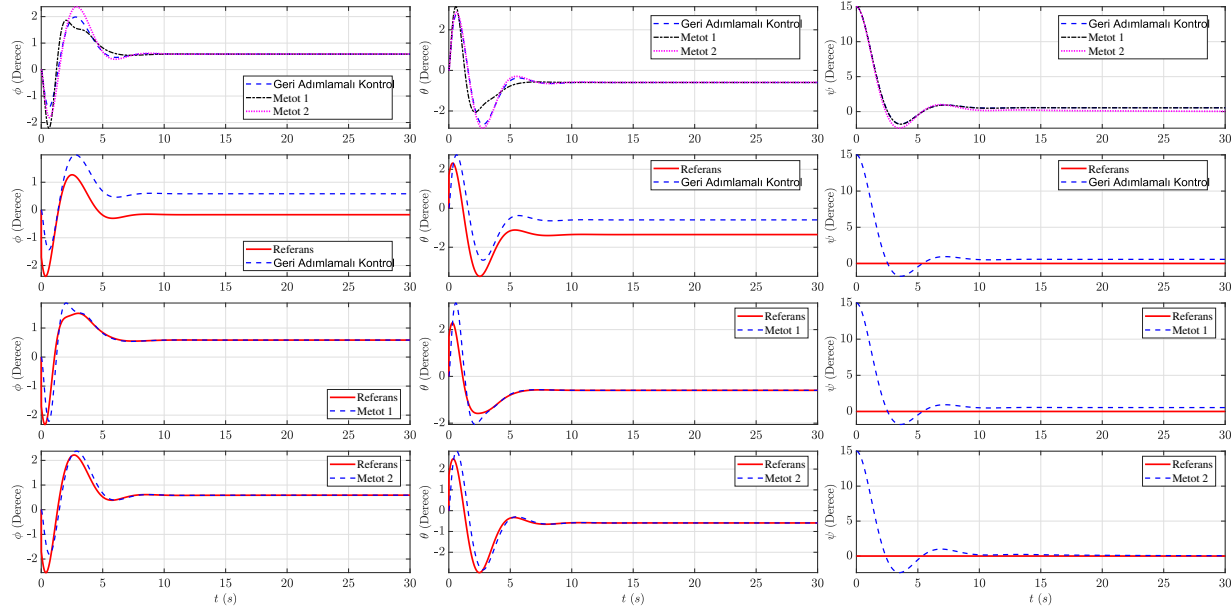
varlanma, yunuslama ve sapma açıları için her bir kontrol yöntemine ait referans sinyalleri ile yönelim cevapları birlikte verilmektedir. Yönelim kontrolünde yöntemler arasında benzer performansın sergilendiği görülmüş olsa da istenen değerler denklem (22) ve (23)'ten elde edildiğinden her bir kontrolcü için oluşturulan referans değeri farklı olacaktır. Şekil 4'ün ikinci, üçüncü ve dördüncü satırlarında bu farklar gösterilmektedir. Şekillerde de görüldüğü üzere klasik geri adımlamalı kontrolcünün cevabında kalıcı hal hatasına rastlanırken Metot 1 ve Metot 2'de buna rastlanmamaktadır. Fakat sapma açısı incelendiğinde Metot 1'de kalıcı hal hatası var gibi gözükse de çok uzun sürelerde bu hata başarılı şekilde telafi edilmektedir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, bir İHA'nın pozisyon ve yönelim kontrolü için klasik geri adımlamalı kontrolcü ile iki farklı integral etkili geri adımlamalı kontrolcülerin sabit bilinmeyen sapmalar altındaki performansları karşılaştırılmaktadır. Benzetim çalışmaları, uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü gibi davranış sergileyen Metot 2'nin, sistem dinamiğine etki eden sabit bilinmeyen sapmaların giderilmesinde diğer yöntemlere kıyasla daha başarılı olduğunu ve söz konusu sapmalardan kaynaklı oluşabilecek kalıcı hal hatasının önüne geçtiğini göstermektedir.

7. Kaynakça

- [1] X. Gu and G. Zhang, "A survey on UAV-assisted wireless communications: Recent advances and future trends," *Comput. Commun.*, vol. 208, pp. 44–78, 2023.
- [2] M. Bakirci, "Enhancing vehicle detection in intelligent transportation systems via autonomous UAV platform and YOLOv8 integration," *Appl. Soft Comput.*, vol. 164, 112015, 2024.



Şekil 4: Dört Pervaneli İHA'nın Yönelim Cevabı

- [3] J. Sun, G. Yuan, L. Song, and H. Zhang, "Unmanned aerial vehicles (UAVs) in landslide investigation and monitoring: A review," *Drones*, vol. 8, no. 1, p. 30, 2024.
- [4] H. Ardiny, A. Beigzadeh, and H. Mahani, "Applications of unmanned aerial vehicles in radiological monitoring: A review," *Nucl. Eng. Des.*, vol. 422, 113110, 2024.
- [5] F. Toscano *et al.*, "Unmanned aerial vehicle for precision agriculture: A review," *IEEE Access*, vol. 12, pp. 69188–69205, 2024.
- [6] M. Maaruf, M. S. Mahmoud, and A. Ma'arif, "A survey of control methods for quadrotor UAV," *Int. J. Robot. Control Syst.*, vol. 2, no. 4, pp. 652–665, 2022.
- [7] N. Xuan-Mung and S.-K. Hong, "Improved altitude control algorithm for quadcopter unmanned aerial vehicles," *Appl. Sci.*, vol. 9, no. 10, p. 2122, 2019.
- [8] R. Rashad, A. Aboudonia, and A. El-Badawy, "Backstepping trajectory tracking control of a quadrotor with disturbance rejection," in *Proc. XXV Int. Conf. Inf. Commun. Autom. Technol. (ICAT)*, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 2015, pp. 1–7.
- [9] A. Bouchaib, T. Rachid, A. Massoum, and S. Mekhilef, "Geometric control of quadrotor UAVs using integral backstepping," *Indones. J. Electr. Eng. Comput. Sci.*, vol. 22, no. 1, pp. 53–61, Apr. 2021.
- [10] F. Yacef, O. Bouhali, M. Hamerlain, and A. Rezoug, "PSO optimization of integral backstepping controller for quadrotor attitude stabilization," in *Proc. 3rd Int. Conf. Syst. Control (ICoSC)*, 2013, pp. 462–466.
- [11] S. M. Smaeilzadeh and M. Golestani, "Finite-time fault-tolerant adaptive robust control for a class of uncertain non-linear systems with saturation constraints using integral backstepping approach," *IET Control Theory Appl.*, vol. 12, no. 14, pp. 2109–2117, 2018.
- [12] E.-H. Zheng, J.-J. Xiong, and J. Luo, "Second order sliding mode control for a quadrotor UAV," *ISA Trans.*, vol. 53, pp. 1350–1356, Apr. 2014.
- [13] J.-J. Xiong and E.-H. Zheng, "Position and attitude tracking control for a quadrotor UAV," *ISA Trans.*, vol. 53, no. 3, pp. 725–731, 2014.
- [14] F. Adigüzel, K. Kurtuluş, and O. Akbati, "A discrete-time trajectory tracking controller for an underactuated quadrotor uav," in *In 2023 IEEE 11th International Conference on Systems and Control (ICSC)*, 2023, pp. 464–469.
- [15] F. Adigüzel and T. V. Mumcu, "Digital robust non-linear controller for position and attitude stabilization of an autonomous quadrotor unmanned aerial vehicle," *Proc. Inst. Mech. Eng., Part G: J. Aerosp. Eng.*, 09544100251327722, 2025.
- [16] G. V. Raffo, M. G. Ortega, and F. R. Rubio, "Robust non-linear control for path tracking of a quad-rotor helicopter," *Asian J. Control*, vol. 17, no. 1, pp. 142–156, 2015.
- [17] R. Skjetne and T. I. Fossen, "On Integral Control in Backstepping: Analysis of Different Techniques," in *Proc. Am. Control Conf.*, Boston, MA, USA, 2004, pp. 1899–1904.
- [18] W. M. Haddad and V. S. Chellaboina, *Nonlinear Dynamical Systems and Control: A Lyapunov-Based Approach*, Princeton Univ. Press, Princeton and Oxford, 2008.
- [19] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2002.
- [20] A. Loria, E. Panteley, D. Popovi, and A. R. Teel, "An extension of Matrosov's theorem with application to stabilization of nonholonomic control systems," in *Proc. 41st IEEE Conf. Decis. Control (CDC)*, Las Vegas, NV, USA, pp. 1113–1118, Dec. 2002.

Otomatik Şanzımanda Sürünme/Creep Fonksiyonel Güvenlik Mekanizmasının Monitör Edilmesinin Geliştirilmesi

Burak Ardiç¹, Furkan Akhan¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik, İstanbul, Türkiye
burak.ardic@avl.com, furkan.akhan@avl.com

Özetçe

Bu çalışmada, otomatik şanzımanlardaki sürünme/Creep fonksiyonunu izlemek için bir fonksiyonel güvenlik mekanizması geliştirmeyi ele almaktadır. ISO 26262 standartlarına uygun olarak, V model tabanlı bir yaklaşım benimsenmiştir. Çalışma, öge tanımı, tehlike analizi ve risk değerlendirmesi ile başlayarak güvenlik bütünlük seviyeleri ve güvenlik hedeflerini belirlemektedir. Fonksiyonel güvenlik gereksinimleri ve güvenlik mekanizmalarını içeren bir konsept oluşturulmuştur. Güvenlik mekanizması, şanzıman kontrol ünitesinin operasyonları sırasında sürünme/Creep torkunu izler, istenmeyen hızlanmayı önler. Bu durumu tespit edebilmek için içten yanmalı motor parametreleri, hız farklılıkları ve güvenlik tork eşikleri dikkate alınmıştır. İçten yanmalı motor, şanzıman, araç ve kontrol mekanizmalarını içeren plant modeli, çeşitli sürüş senaryolarında simüle edilerek ne kadar doğru olduğu valide edilmiştir. Son olarak da tüm fonksiyonel emiyet konsepti ele alınarak, güvenlik testleri yapılmıştır. Bunun için hata enjeksiyonları yapılarak sistemin yanıtını değerlendirmiştir ve çıkan sonuca göre oluşabilecek ciddi hasarları önlediğini doğrulanmıştır. MATLAB/Simulink üzerinde yürütülen bu çalışma, özellikle otomatik şanzımanlardaki sürünme/Creep fonksiyonlarına bağlı kazaları önlemede fonksiyonel güvenliği artırmaya katkı sağlamaktadır.

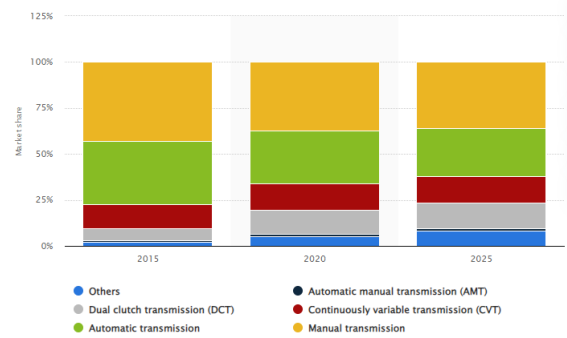
Abstract

This paper deals with the development of a functional safety mechanism for monitoring the creep/creep function in automatic transmissions. In accordance with ISO 26262 standards, a V-model based approach is adopted. The study starts with item definition, hazard analysis and risk assessment to establish safety integrity levels and safety objectives. A concept including functional safety requirements and safety mechanisms has been established. The safety mechanism monitors the creep/creep torque during the operations of the transmission control unit and prevents unwanted acceleration. In order to determine this situation, internal combustion engine parameters, speed differences and safety torque thresholds are taken into consideration. The plant model, which includes the internal combustion engine, transmission, vehicle and control mechanisms, has been validated by simulating various driving scenarios. Finally, safety tests were carried out by considering the whole functional safety concept. For this purpose, fault injections were performed to evaluate the response of the system and it was verified that it prevents serious damages that may occur according to the result. This study, carried out on MATLAB/Simulink, contributes to increase functional safety, especially in preventing accidents due to creep functions in automatic transmissions.

1. Giriş

Otomotiv endüstrisi, teknolojik ilerlemelerle birlikte ürünlerine daha fazla elektronik özellik ekleyerek güvenlik standartlarını artırmaktadır. Modern araçlar genellikle gömülü elektronik sistemlere sahip olup, bu durumun potansiyel arıza riskleriyle ilgili endişeleri beraberinde getirmektedir. Araç beklentileri eski dönemlerde sadece hız ve yolcu taşıma üzerineyken, günümüzde otonom araçlar ve yeni elektriksel özelliklerle birlikte bu beklentiler değişmiştir. Bu evrim, otomotiv sektöründe güvenlik standartlarını artırmaya ek olarak teknoloji odaklı yenilikleri de beraberinde getirmiştir.

Şanzıman, gücün kaynaktan tekerleklerle aktarılmasında hayati bir rol oynar, bu nedenle otomatik şanzımanlar (AT) diğer türleri geride bırakarak pazarın çoğunluğunu elinde bulundurur. Küresel otomotiv pazarında şanzıman türlerinin paylarını gösteren Şekil 1'e göre, bu eğilim endüstrinin güvenlik ve teknolojiye dayalı bir evrim geçirdiğini göstermektedir[1].



Şekil 1: Küresel otomotiv pazarı payı[2]

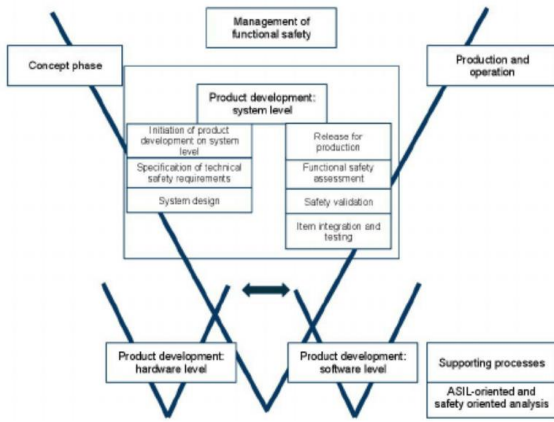
Otomatik şanzımanlar, motor ile tekerlekler arasında tork transferini sağlamada kritik bir rol oynar. Bu transfer, motor boşa durumdayken bile bir tork konvertörü aracılığıyla tekerleklerle belirli bir miktar tork iletilmesi şeklinde gerçekleşir, bu durum da aracın yavaşça hareket etmesine neden olan "creep" fonksiyonunu oluşturur. Araç hızının düşük olması, dur-kalk durumlarının daha düzgün gerçekleşmesini sağlar, bu fonksiyon ise kayma debriyajını kullanarak yuvarlanma, eğim, hava direnci ve motor ile tekerlekler arasındaki güç transferi gibi dirençleri aşmayı amaçlar [3].

Günümüzde, modern araçlarda genellikle elektronik kontrol üniteleri (ECU'lar) tarafından yönetilen otomatik şanzımanlar, vites değişim mekanizması gibi bir dizi karmaşık fonksiyonu içerir. Bu programlanabilir ECU'lar, birçok fonksiyonu bünyesinde barındırmaları nedeniyle potansiyel tehlikeleri beraberinde getirir ve bu sebeple otomotiv sistemleri genellikle

güvenlikle ilgili sistemler olarak kabul edilir. Bu güvenlikle ilgili sistemler, "Yol Araçları - Fonksiyonel Güvenlik" başlıklı uluslararası bir standart olan ISO26262 tarafından incelenir [4].

ISO26262'ye göre, ana amaç, sistemik hatalar gibi ortaya çıkabilecek tehlikelerin riskini azaltmaktır. Tehlike olasılığı durumunda alınması gereken önlemlerin kapsamı, Hazard Analysis and Risk Assessment (HARA)'tan türetilen Automotive Safety Integrity Level (ASIL)'a dayanarak belirlenir [5].

Fonksiyonel güvenliğin geliştirilmesi, genellikle V-modeli adı verilen bir geliştirme modeli kullanılarak gerçekleştirilir. Bu model, yazılım ve donanım geliştirmesini ayrı ayrı ele alır ve fonksiyonel güvenliğin E/E güvenliği yaşam döngüsünün yönetimini sağlar, aynı zamanda geliştirme sürecinde süreç seçimine rehberlik eder. Şekil 2, fonksiyonel güvenliğin basitleştirilmiş geliştirme süreç yapısını göstermektedir [6].



Şekil 2: Fonksiyonel güvenlik için Basitleştirilmiş V-Cycle Modeli

1.1. Creep Fonksiyonu Çalışma Sistemi

Creep fonksiyonu, otomatik şanzımanlı bir aracın vites kolu Drive (D) veya Reverse (R) konumundayken fren pedalından ayağını çekildiğinde ve aynı zamanda gaz pedalına basılmadığında standart/hazır hızdır. Park (P) konumunda aracın hareketini önlemek için çıkış mili kilitlenir, böylece araç dururken motor çalışabilir. Geri (R) konumu geri hareket için seçilir, Nötr (N) konumunda tork iletimi yoktur. Creep fonksiyonu, yoğun trafikte düşük hızlarda kolayca hareket etmeyi sağlar. Çoğu otomatik şanzıman, bu fonksiyona sahiptir ve araç, gaz ve fren pedalına basılmadığında Drive/Reverse modunda çok yavaş bir hızda ilerler.

2. Fonksiyonel Güvenlik Konsept Geliştirilmesi

Modern araçlarda gaz pedalı ve vites değiştirme gibi yeni E/E (elektrik/elektronik) ve programlanabilir elektronik sistemler kullanılmaktadır. ISO 26262 standardı, "Yol Araçları - Fonksiyonel Güvenlik" [7] ilk kez 11 Kasım 2011'de yayımlandı ve ardından Aralık 2018'de ISO 26262:2018 sürümü yayımlandı. Bu iyileştirmelerle, standart kapsamını mopetler dışında tüm yol araçlarına genişletti [7]. ISO 26262, aracın tüm yaşam döngüsünü ele alır, ürün tasarımı, geliştirme, uygulama, entegrasyon, doğrulama, doğrulama ve test etme aşamalarını

kontrol eder. Temel amacı, Elektrik/Elektronik sistemlerin arıza veya hatalarından kaynaklanan olası tehlikeleri belirlemektir ve ISO 26262, en fazla 3500 kg brüt ağırlığa sahip seri üretim yolcu araçları için geçerlidir. ISO 26262'de birçok teknik terim ve kelime tanımlanmıştır. Kullanılan önemli terimler; fonksiyonel güvenlik, öge, hata, tehlike analizi ve risk değerlendirilmesi, güvenlik hedefi, güvenlik gereksinimleri, fonksiyonel güvenlik konsepti olarak öne çıkmaktadır.

2.1. Fonksiyonel Güvenlik Konsepti

2.1.1 Öge Tanımı

Bu çalışmada "Öge", "Transmission Control Unit (TCU)" olarak adlandırılmaktadır. Bu bölüm, otomatik şanzımanın çalışma prensiplerini anlama ve standartlara dayalı uygulamaları tanımlama amacını taşımaktadır.

2.1.2 Tehlike Analizi ve Risk Değerlendirilmesi (HARA)

Hazard analizi, risk değerlendirmesi ve ASIL belirleme, bir ögenin güvenlik hedeflerini makul bir riskten kaçınacak şekilde belirlemek için kullanılır. ASIL belirlenirken, ciddiyet, maruz kalma olasılığı ve kontrol edilebilirlik göz önünde bulundurulur. Öge tanımı, tehlike analizi ve risk değerlendirmesinin temelini oluşturur. Operasyonel durum analizi ve tehlike tanımlama, bir ögenin işlev bozukluğu durumunda ortaya çıkacak tehlikeli olayları açıklar. Durum analizi, aracın doğru ve yanlış kullanımı için işletme modlarını ve ögenin güvenli bir şekilde davranması beklenen sınırları belirtir. Tehlike tanımlama sürecinde, Failure Mode and Effects Analysis (FMEA), kontrol listeleri, beyin fırtınası ve saha çalışmaları gibi teknikler kullanılarak tüm tehlikeler belirlenir. Operasyonel durumlar ve tehlikelerin ilgili kombinasyonları için tehlikeli olaylar belirlenir. Tehlikeli olayların sonuçları tanımlanır. Eğer bir ögenin arızalarından birkaç fonksiyon etkileniyorsa, öge veya aracın birleşik arızalanma davranışı durum analizi ve tehlike tanımlaması için dikkate alınır. ISO 26262 [3] kapsamında olmayan tehlikeler varsa, tehlike sınıflandırması gerekli değildir.

Bu bölümde, sürünme fonksiyonu için tüm tehlikeler ve tehlikeli olaylar incelenmiştir. Bu tehlikeler ve operasyonel durumlar örnek olarak seçilmiştir, tüm operasyonel durum koşulları içermez.

Creep/Sürünme fonksiyonu, sürücü fren pedalından ayağını çektiğinde çalışır. Bu süreçte eğer ICE torku kazara artarsa, güvenlikle ilgili sorunlar ortaya çıkabilir.

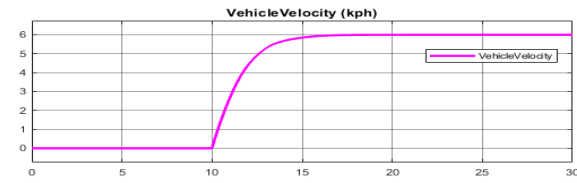
2.1.2.1 Creep/Sürünme Fonksiyonu Risk Değerlendirilmesi

Risk değerlendirmesi, tehlikeleri belirlemek, riskleri analiz etmek ve bir tehlike meydana geldiğinde ne tür etkiler olabileceğini incelemek için önemli bir süreçtir. Bu bölümde, "İstem dışı İvmelenme" tehlikesi incelenmiş ve risk değerlendirmesi yapılmıştır. İnceleme, "Sürünme Fonksiyonu Tehlike Analizi" bölümünde belirtilen her işletme senaryosu için gerçekleştirilmiştir. Potansiyel tehlike, HARA sonrasında kazara ivmelenme olarak tanımlanır. Bu durum, hesaplanan ASIL'e dayalı olarak belirlenen "İstem dışı İvmelenmeyi Önleme" güvenlik hedefi ile önlenabilir. Çünkü en yüksek ASIL seçilmelidir ve burada hesaplanan ASIL B'dir. Bu güvenlik hedefi, şanzımandan tekerlere tork gönderilmemesi güvenlik

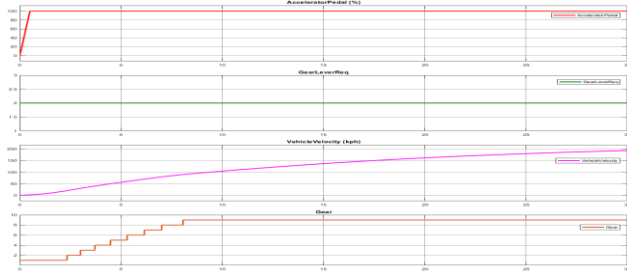
4. Simülasyon ve Test Sonuçları

Çalışmanın bu bölümünde simülasyon ve test bölümünde farklı simülasyon ve test senaryoları dikkate alınmıştır. Testin ilk kısmında, geliştirilen otomatik şanzıman modeline sahip aracın istenildiği gibi çalıştığından emin olmak için 3 farklı sürüş test senaryosu test edilmiştir. Bu senaryolarda herhangi bir hata enjekte edilmemiş sadece, gaz pedalı, fren pedalı ve vites değişimi komutları giriş arayüz sinyalleri olarak verilmiştir. Bu senaryolar aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

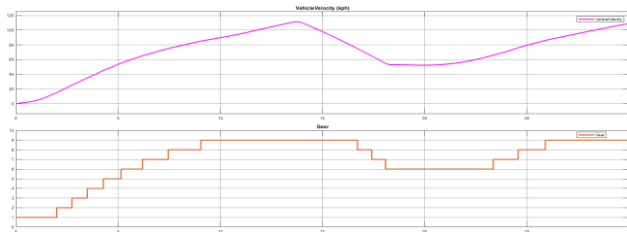
- Sürünme/Creep Senaryosu
- Maksimum gaz pedalı ile hızlanma
- Hızlanma ve sonrasında frenleme



Şekil 6: Sürünme/Creep sırasında hızdaki değişim



Şekil 7: Maksimum gaz pedalı ile hızlanma senaryosuna ait hız ve vites değişimleri

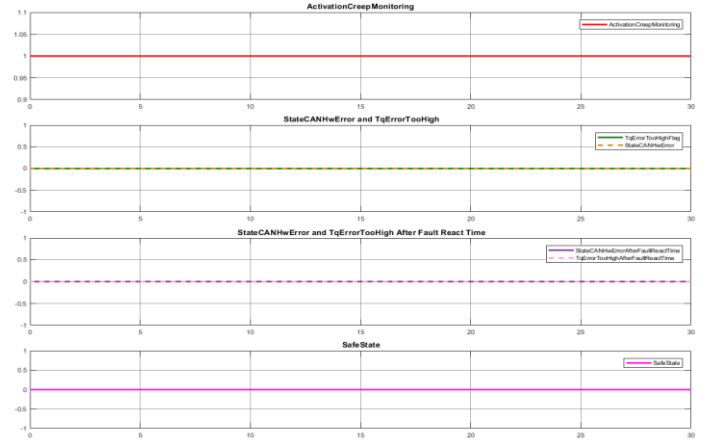


Şekil 8: Hızlanma ve sonrasında frenleme senaryosuna ait hız ve vites değişimleri

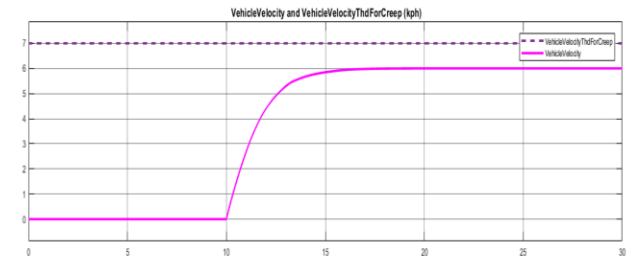
Testin ikinci kısmında, sürünme fonksiyonu güvenlik mekanizması izleme, donanım ve CAN durumu güvenli izleme test etmek için 4 farklı hata ve hatasız senaryo oluşturulmuştur. Bu senaryolar aşağıdaki gibidir.

- Sürünme/Creep sırasında hata enjeksiyonu yapmama
- Sürünme/Creep sırasında hata enjeksiyonu yapma
- Hata enjeksiyonu yapmama ama CAN ya da donanımsal hata
- Sürünme/Creep sırasında hata enjeksiyonu yapma ama yeterli reaksiyon süre geçmemesi

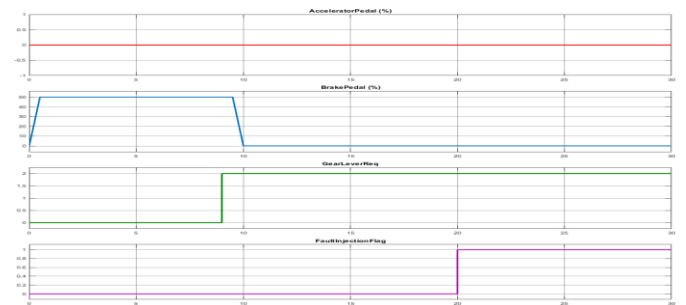
Hata enjeksiyonu direk olarak Simulink signal builder bloğu ile sisteme enjekte edilir ve normal tork değerinin daha yüksek bir seviyeye çıkmasına sebep olur. Donanım ve CAN durumu hataları da aynı şekilde Simulink bloğunun CAN ve HW sinyalleri arayüzünden manipüle edilerek oluşturulmuştur. Tüm testlerde yol eğimi, test fazını basitleştirmek için 0 olarak alınmıştır. Sürüş giriş arayüz sinyalleri, gaz pedalı, fren pedalı, vites kolu talebi ve hata enjeksiyon bayrağı olarak belirlenmiştir. Hata enjeksiyon bayrağı 1'e ayarlandığında motora istenmeyen yüksek tork enjekte edilir.



Şekil 9: Sürünme/Creep fonksiyonu hatasız durumda güvenlik mekanizması etkinleştirme kontrolü, tork hatası çok yüksek kontrol, hata tepki süresi aralığı kontrolü ve güvenli durum bilgisi.

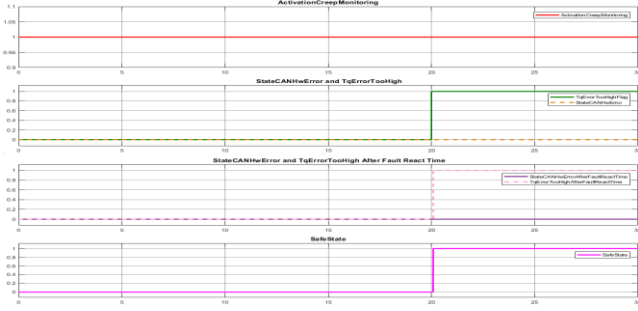


Şekil 10: Hız değişimi ve istenmeyen hız limiti karşılaştırması



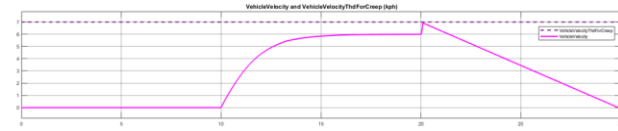
Şekil 11: Hata enjeksiyonu olduğu durum için giriş arayüz sinyalleri

Şekil 12’de sürünme/creep fonksiyonu güvenlik mekanizması etkinleştirme kontrolü, tork hatası çok yüksek kontrol, hata tepki süresi aralığı kontrolü ve güvenli durum bilgisi verilmiştir.



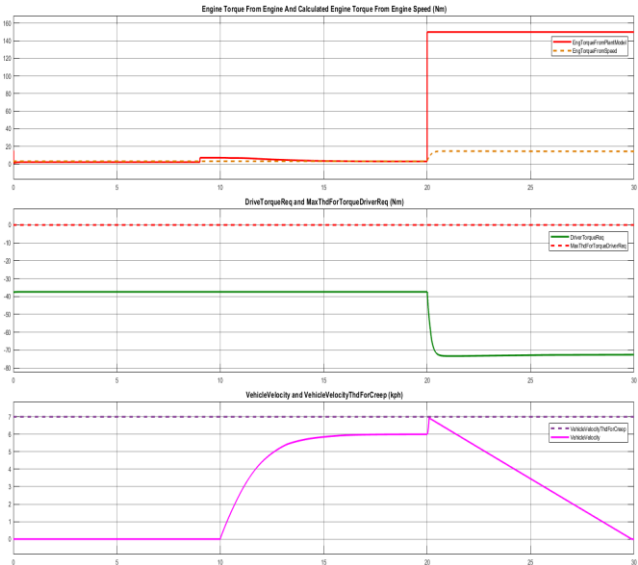
Şekil 12: Sürünme/Creep fonksiyonu hata sırasında güvenlik mekanizması etkinleştirme kontrolü, tork hatası çok yüksek kontrol, hata tepki süresi aralığı kontrolü ve güvenli durum bilgisi.

Görüldüğü gibi bir yüksek tork hata tespiti yeterince süre boyunca gelmiş ve hata durumu aktif olmuştur. Hız durumu da Şekil 13’te görüldüğü üzere limitin üzerindedir.



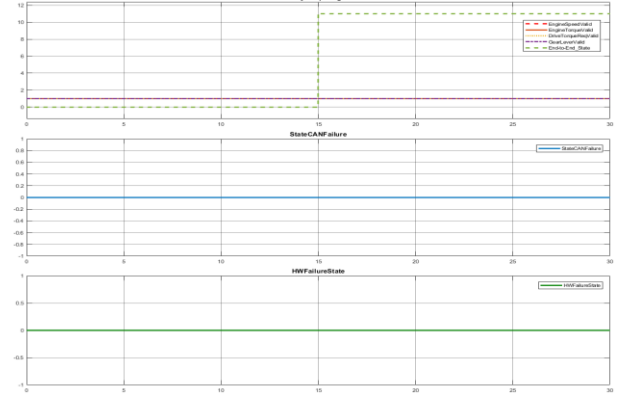
Şekil 13: Hata durumunda hız değişimi ve istenmeyen hız limiti karşılaştırması

Şekil 14’te hata durumuna karşı ani ivmelenmeyi engellemek adına alınan reaksiyon gözükmemektedir. Sürücü tork isteği 0’a düşürülerek araba yavaşlatılmıştır.



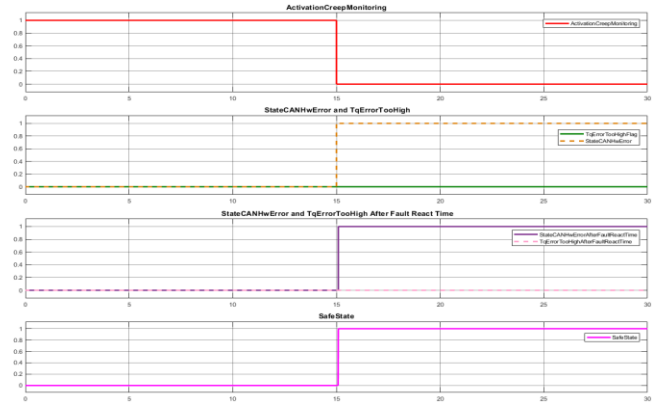
Şekil 14: Hata durumu reaksiyonu sonrası içten yanmalı motor torku, sürücü tork isteği ve hızdaki değişimi

Şekil 15’te Sürünme/Creep sırasında hata enjeksiyonu yapmama ama CAN ya da donanımsal bir hata olduğu duruma ait giriş arayüz sinyalleri verilmiştir.



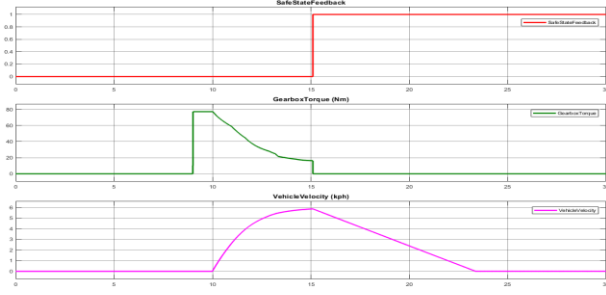
Şekil 15: Sürünme/Creep sırasında hata enjeksiyonu yapmama ama CAN ya da donanımsal bir hata olduğu duruma ait giriş arayüz sinyalleri

Şekil 16’da, Şekil 15’teki senaryoya ait sürünme/creep fonksiyonu güvenlik mekanizması etkinleştirme kontrolü, tork hatası çok yüksek kontrol, hata tepki süresi aralığı kontrolü ve güvenli durum bilgisi verilmiştir.



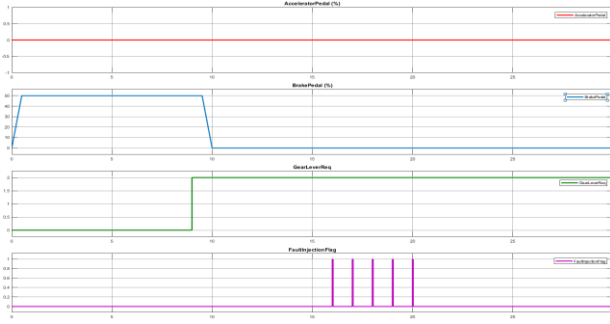
Şekil 16: Sürünme/Creep fonksiyonu hata sırasında güvenlik mekanizması etkinleştirme kontrolü, tork hatası çok yüksek kontrol, hata tepki süresi aralığı kontrolü ve güvenli durum bilgisi.

Görüldüğü üzere CAN ya da donanımsal bir hata yeterince süre tespit edildiğinde de güvenlik durumu aktif olmaktadır. Şekil 17’de hız limiti aşılmamasına rağmen alınan reaksiyonun araç hızı ve şanzıman torkundaki etkisi görülmektedir.



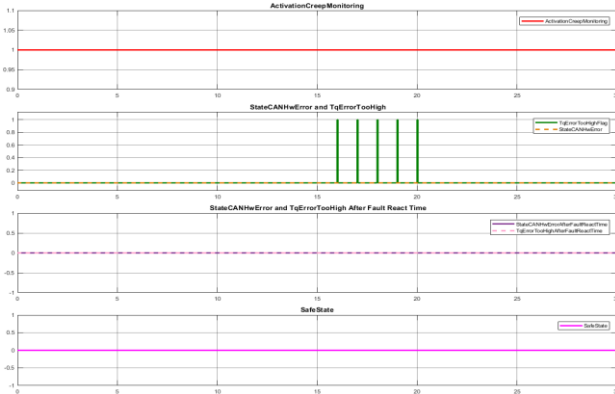
Şekil 17: CAN ya da donanımsal bir hata durumundan kaynaklı oluşan güvenlik durumuna karşın hız ve şanzıman torku değişimi

Son olarak ise Şekil 18’de sürünme/creep sırasında hata enjeksiyonu yapma ama yeterli reaksiyon süre geçmemesi durumuna ait giriş arayüz sinyalleri verilmiştir.



Şekil 18: Sürünme/Creep sırasında hata enjeksiyonu yapma ama yeterli reaksiyon süre geçmemesi durumuna ait giriş arayüz sinyalleri

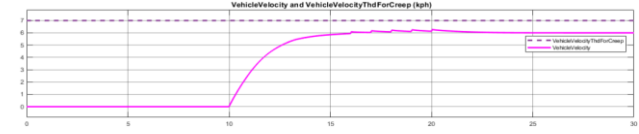
Görüldüğü üzere hata enjeksiyonunun sürekliliği stabil değildir. Şekil 19’da Şekil 18’deki senaryoya ait sürünme/creep fonksiyonu güvenlik mekanizması etkinleştirme kontrolü, tork hatası çok yüksek kontrol, hata tepki süresi aralığı kontrolü ve güvenli durum bilgisi verilmiştir.



Şekil 19: Sürünme/Creep fonksiyonu hata sırasında güvenlik mekanizması etkinleştirme kontrolü, tork hatası çok yüksek kontrol, hata tepki süresi aralığı kontrolü ve güvenli durum bilgisi.

Görüldüğü üzere hata tespit edilse de yeterince süre boyunca sabit olarak gelmediği için güvenlik durumu aktif olmamaktadır.

Bu sayede yanlış bir tespitin önüne geçilerek aracın gereksiz yere durdurulması önlenmektedir. Şekil 20’de bu hata durumunun hızdaki etkisi görülmektedir.



Şekil 20: Yeterince zaman aralığı boyunca hata enjeksiyonu olmaması durumunda hız değişimi

5. Sonuç

Sonuç olarak, aracın işleyişi için işlevsel güvenlik izleme mekanizması olarak başka bir yazılım katmanına sahip olmak daha güvenlidir. Bu çalışma, bölüm 4’de gösterildiği gibi, şanzıman kontrol ünitesi yazılımında, donanımda veya CAN ile ilgili hatalar olduğunda güvenli durumları belirleyerek araç kazalarını tespit edip önlediğini kanıtlamaktadır.

Gelecekteki çalışmalarda, plant modeli geliştirilebilir ve otomatik şanzımanın diğer işlevleri için de daha detaylı işlevsel güvenlik yazılım izleme mekanizmaları uygulanabilir; bu örneğin, kilitli debriyaj aktüasyonu, park kilidi aktüasyonu, debriyaj aktüasyonları, vites değiştirme mekanizması, insan-makine arayüzü vb. Ayrıca, aracın plant modeli başka şanzıman tipleri için türetilir. Bu benzer işlevsel güvenlik yazılım izleme mekanizmalarının diğer şanzıman türlerine uygulanabilmesini sağlar.

6. Referanslar

- [1] Ismail, A. and Jung, W. (July 2013), “Research Trends in Automotive Functional Safety”, International Conference on Quality, Reliability, Risk, Maintenance, and Safety Engineering.
- [2] <<https://www.statista.com/statistics/204123/transmission-type-marketshare-in-automobile-production-worldwide>>, date retrieved 11.9.2022.
- [3] Zhang, J., Hong, J., Gao, B., and Chen, H. (2017). "Creep speed tracking control of the AMT vehicles.", In: Proceedings of the 36th Chinese control conference, Dalian, China, 2017. (pp.9619–9623). IEEE.
- [4] International Organization for Standardization, 2018, ISO26262 “Road Vehicles – Functional Safety”, International Standard.
- [5] Burton, S., Likkei, J., Vembar P. and Wolf, M., (2012) “Automotive functional safety = safety + security.”, In First International Conference on Security of Internet of Things, pages 150-159
- [6] Makartetskiy, D. Pozza, D. and Sisto, R. (2010) “An Overview of Softwarebased Support Tools for ISO 26262”, in Proc. of the 3rd International Workshop on Innovation in Information Technologies: Theory and Practice, 2010, (pp. 1–6).
- [7] International Organization for Standardization, 2018, ISO26262 “Road Vehicles – Functional Safety”, International Standard.

Sanal Atalet Moment Kontrolü İçeren Mikro Şebekelerin Kararlılık Gecikme Payları Üzerinde Kesir Dereceli Denetleyicinin Etkisi

Impact of the Fractional-Order Controller on Stability Delay Margins of Microgrids with Virtual Inertia Control

Berat KORKMAZ¹, Şahin SÖNMEZ²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Malatya Turgut Özal Üniversitesi, Malatya
beratkorkmaz3423@gmail.com

²Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Malatya Turgut Özal Üniversitesi, Malatya
sahin.sonmez@ozal.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, sanal atalet momenti kontrol çevrimi içeren zaman gecikmeli mikro şebeke (Microgrid, MG) sistemin kararlılık zaman gecikmesi değerleri üzerinde kesir dereceli integral denetleyicisinin etkisi incelenmiştir. Yenilenebilir enerji kaynaklarının güç dönüştürücü devre elemanlarıyla MG sistemlere bağlantısı sistemin atalet momenti eksikliğine neden olmaktadır. Aynı zamanda sistemde haberleşme ağlarının kullanılması sonucu sistemin frekans kararlılığını olumsuz etkileyen ve sistemin dinamik kararlılığını bozabilen zaman gecikmeleri oluşmaktadır. Bu nedenle, zaman gecikmeli MG sistemlerin kararlılık gecikme payı değerlerini elde etmek önemlidir. Bu çalışmada, MG sistemlerin zaman gecikme değerleri üzerinde kesir dereceli denetleyici derecesinin etkisi benzetim çalışmaları yardımıyla elde edilmiştir. Belirlenen gecikme değerlerinin sistemin frekans yanıtı üzerinde etkisi ayrıntılı olarak incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, kesir derece parametresinin tam dereceli denetleyicilere göre sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılığını iyileştirdiği gösterilmiştir.

Abstract

This study examines the effect of fractional order controller on the stability delay margins of the microgrid (MG) with virtual inertia control. The integration of the power electronic converters based renewable energy sources into the MG systems causes the low inertia issues which degrade the inertial response of the MGs. In addition, the extensively utilization of the communication networks causes the time delays which adversely affect the dynamical stability of the MG system. In this study, the effect of the degree of fractional order controller on the stability delay margins of the MGs are obtained for wide range of proportional integral controller gains using time-domain simulations. The impact of the determined stability delay margins on the frequency response of the MG system is broadly investigated. The findings indicate that the degree of fractional order of the integral controller improves the stability delay margins of the system compared with the conventional controller.

1. Giriş

Günümüzde enerji sistemleri, yenilenebilir enerji kaynaklarının hızlı entegrasyonu ve mikro şebeke (Microgrid, MG) teknolojilerinin gelişimi ile büyük bir dönüşüm geçirmektedir [1]. Özellikle fosil yakıtların çevresel etkilerinin azaltılması ve enerji arz güvenliğinin sağlanması hedefleri doğrultusunda, güneş ve rüzgar gibi yenilenebilir enerji kaynaklara (YEK) olan bağımlılık artmıştır. Bu değişim, enerji üretiminde sürdürülebilirliğin artırılması açısından önemli bir adım olmakla birlikte, şebeke kararlılığı açısından çeşitli teknik zorlukları da beraberinde getirmiştir [2, 3].

Güneş ve rüzgar gibi yenilenebilir enerji santralleri güç elektroniği tabanlı dönüştürücüler yardımıyla güç şebekesine dahil edilmektedir. Özellikle, yenilenebilir enerji santrallerin güç şebekesinde katılım oranlarının önemli ölçülerde artışı, senkron jeneratör tabanlı güç üretim birimlerinin sistemin dinamik kararlılığı üzerinde etkisinin azaldığını göstermiştir. Bu durum, klasik senkron jeneratör tabanlı üretim birimlerinin frekans kontrol servisi üzerinde etkinliğinin azalmasına ve MG sistemlerde, atalet ve sönümleme momentinin yetersizliğine neden olmaktadır [4, 5]. Dolayısıyla, YEK tabanlı üretimlerin bu tesisi, sistemin güç dengesizliği karşısında frekans kararlılığını olumsuz etkilemekte ve frekansta dalgalanmaların artmasına yol açmaktadır. MG sistemlerin atalet ve sönümleme momenti ihtiyacını karşılamak amacıyla, gerçek bir senkron jeneratörün davranışı taklit edilerek çeşitli topolojiler geliştirilmiştir [5-8]. Bu yöntemler arasında, aktif güç-frekans dengesi dikkate alınarak frekans değişim oranı (the Rate of Change of Frequency, RoCoF [5]) tabanlı sanal atalet kontrolü, MG frekans kontrol sistemlerine etkin olarak uygulanmıştır [5-9]. Bu çalışmada, sanal atalet ve sönümleme (virtual inertia and damping, VID) kontrolünü sağlamak ve gerçek bir senkron jeneratörün eylemsizliğini taklit etmek için RoCoF topolojisi kullanılmıştır [5].

Eylemsizlik ve sönümleme momenti problemine ek olarak, MG sistemlerinde meydana gelen haberleşme zaman gecikmeleri sistemin frekans kararlılığını ve denetleyici performansını olumsuz etkileyebilmektedir. Güç üretim birimlerinden alınan ölçüm verilerini bir MG kontrol merkezine

iletme ve kontrol merkezinden alınan kontrol sinyallerinin üretim birimlerine iletmek amacıyla haberleşme ağları yoğun olarak kullanılmaktadır. Bu durum, sistemde haberleşme zaman gecikmelerinin yaşanmasına neden olmaktadır [10, 11]. Mevcut literatürde, MG sistemlerde zaman gecikmesi problemi pek çok çalışmanın odak noktasını oluşturmuştur. [12]'de sunulan çalışmada, önceden tanımlanmış zaman gecikme değeri için MG-VID sistemin kararlılığını sağlayan oransal-integral (PI) denetleyici seti elde edilmiştir. [13]'te, MG-VID sisteminde haberleşme zaman gecikmelerinin olumsuz etkilerini azaltmak için MG-VID sisteminin önemli parametrelerinin optimizasyonu yapılmıştır. [14]'te sunulan çalışmada, rezerv güç kontrolü içeren MG - VID frekans kontrol sistemi için adaptif bir gecikme dengeleyici model önerilmiştir. Bununla birlikte, güç sistemlerinde zaman gecikmesi problemini aşmak için Lyapunov kararlılık teorisine dayalı zaman düzlemindeki yöntemler [15, 16] ve frekans düzlemindeki yöntemler [17, 18] kararlılık zaman gecikmesi değerlerinin hesaplanmasında etkin bir şekilde kullanılmıştır. Lyapunov kararlılık teorisine dayalı olan yöntemler genellikle klasik PI denetleyici içeren frekans kontrol sistemlerine uygulanırken [12, 13], frekans düzleminde kullanılan yöntemler hem tam sayı dereceli, hem de kesir dereceli PI denetleyici içeren frekans kontrol sistemlerine uygulanmıştır [17, 19, 20]. [17]'de, zaman gecikmeli MG-VID sistemi için ikincil kontrol çevriminde tam sayı dereceli PI denetleyici kullanılması durumunda sistemin kararlılık gecikme payı değerleri frekans düzleminde kullanılan üstel terimlerin yok edilmesi yöntemi ile elde edilmiştir. [18]'de, klasik bir güç sisteminde tam sayı dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli bir bölge YFK sisteminin kararlılık zaman gecikme değerleri elde edilmiştir. [19]'da kesir dereceli PI denetleyici ve talep taraflı kontrol içeren zaman gecikmeli yük frekans kontrol (YFK) sistemlerinde kazanç ve faz payı tabanlı kararlılık zaman gecikmesi değerleri hesaplanmıştır. [20]'de sunulan çalışmada, VID kontrol birimi içermeyen zaman gecikmeli MG sistemlerde kesir dereceli denetleyici kullanılması halinde sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi incelenmiştir.

Son yıllarda, sunulan pek çok çalışmada tam sayı dereceli denetleyiciler yerine esnek kullanımı, kontrol edilebilir ek parametre sunması ve farklı kontrol stratejileri sağlaması nedeniyle kesir dereceli denetleyiciler YFK sistemlerinde oldukça ilgi çekmektedir. [19-21]'de sunulan çalışmalar incelendiğinde, PI/PID denetleyicilerde kesir derece parametresinin kullanımı klasik PI/PID denetleyicilere göre daha etkin frekans yanıtları sağladığı görülmektedir. Bu çalışmada, tam sayı dereceli PI denetleyiciler içeren zaman gecikmeli MG-VID sistemlerin [12, 17], kararlılık analizlerinin genişletilmesi amaçlanmıştır. Bu amaçla, önerilen çalışmanın en önemli katkısı, zaman gecikmeli MG-VID sisteminde kesir dereceli PI denetleyici kullanılması halinde PI denetleyici kazanç değerlerinin belirli bir seti için, MATLAB/Simulink ortamında [22] sistemin kararlılık gecikme payı değerlerinin belirlenmesidir. Ayrıca, kesir derece parametresinin ve VID parametrelerinin kararlılık gecikme payı değerleri üzerinde etkisi incelenmiştir. Son olarak, kesir dereceli PI denetleyici tabanlı kararlılık zaman gecikmesi değerleri tam sayı dereceli klasik PI denetleyici tabanlı gecikme değerler ile kıyaslanmıştır. Elde edilen sonuçlar, PI denetleyicinin integral denetleyici kesir derecesinin sistemin kararlılık gecikme paylarını iyileştirdiği ve sistemin kararlılık sınırını artırdığını göstermiştir.

2. Zaman gecikmeli MG-VID sistem modeli

Şekil 1'de, VID kontrol çevrimi eklenen zaman gecikmeli bir MG sisteminin dinamik modeli görülmektedir. Klasik MG sistem modelinden farklı olarak, ikincil kontrol çevrimi tarafında $e^{-s\tau}$ ile gösterilen zaman gecikmesi ifadesi ve bir VID kontrol bloğu eklenmiştir. Sistemde meydana gelen toplam zaman gecikmesi değeri τ ile gösterilmiştir. Ayrıca, ikincil kontrol çevrimi tarafında kesir dereceli bir PI denetleyici yer almaktadır. Bu kontrol çevrimi tarafında K_P ve K_I oransal ve integral denetleyici kazanç değerlerini gösterirken, λ integral denetleyicisinin kesir derecesini göstermektedir. Şekil 1'den dikkat edilecek olursa, $\lambda = 1$ olması halinde, ikincil kontrol çevriminde tam sayı dereceli bir PI denetleyicinin kullanıldığı söylenebilir. Sistem modelinde, M , D , R , β , T_g , T_i , T_{WT} ve T_{PV} sırasıyla, jeneratör eylemsizlik ve sönüm sabitleri, hız regülasyon düşü sabiti, frekans yönelim faktörü, devir sayısı regülatörü, türbin, rüzgar güçlü türbini ve güneş enerji sistemi zaman sabitleridir. Sistemin dinamik modelinde, durum ifadeleri Δf , ΔP_v , ΔP_m , ΔP_{VI} olarak tanımlanmış ve bu ifadeler sırasıyla, frekans değişimini, valf pozisyonunun, mekanik güç çıkışının ve VID kontrol çıkışının güç değişimlerini temsil etmektedir. Ayrıca, ΔP_L , ΔP_{WT} ve ΔP_{PV} sırasıyla, yükteki değişimi, rüzgar gücü değişimini ve güneş santrali güç üretim değişimini göstermektedir. Dikkat edilecek olursa, MG sisteminde, yük değişimi ve YEK üretim birimlerinin güç dalgalanmaları neticesinde, sistem frekansında meydana gelen aşırı dalgalanmaları en aza indirmek ve sistemin eylemsizlik ve sönümleme momentini artırmak için enerji depolama tabanlı bir sanal atalet ve sönüm momenti kontrol çevrimi eklenmiştir [5-8]. VID kontrol modelinin detaylı gösterimi Şekil 2'de ve bu kontrol çevriminin RoCoF tabanlı transfer fonksiyonu Denklem (1)'de yer almaktadır [4,5,17].

$$\frac{\Delta P_{VI}(s)}{\Delta f(s)} = \frac{sK_{VI} + D_{VI}}{1 + sT_{INV}} \quad (1)$$

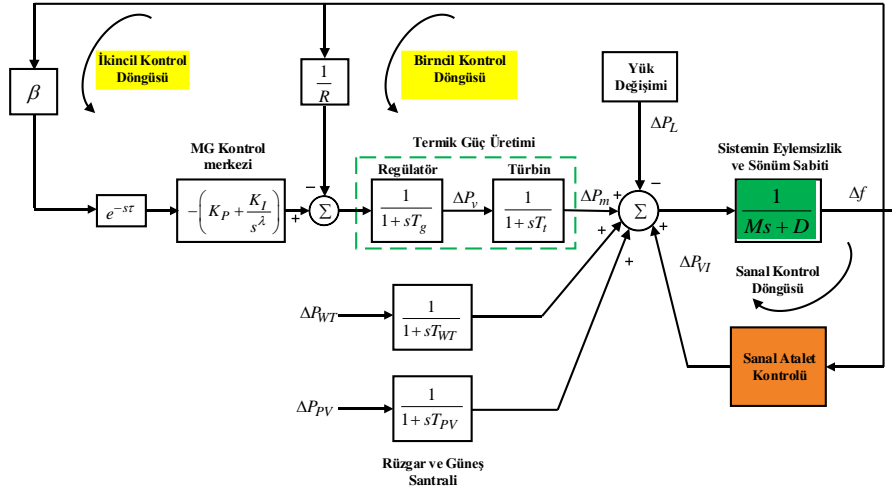
Burada, K_{VI} , D_{VI} ve T_{INV} sırasıyla, VID kontrol çevriminin sanal eylemsizlik ve sönüm sabitleri, inverter tabanlı enerji depolama sisteminin zaman sabiti ve sanal hız düşü sabitini temsil etmektedir [5-8]. Böylesi bir güç sisteminin kararlılık analizini yapabilmek için, öncelikle sistemin karakteristik denklemi elde edilmelidir. Şekil 1'deki sistemin karakteristik denklemi aşağıda verildiği gibi elde edilmiştir.

$$\Delta(s^\lambda, \tau) = P(s^\lambda) + Q(s^\lambda)e^{-s\tau} = 0 \quad (2)$$

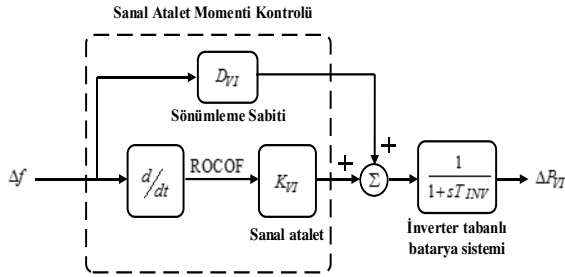
$$P(s^\lambda) = p_1s^\lambda + p_2s^{1+\lambda} + p_3s^{2+\lambda} + p_4s^{3+\lambda} + p_5s^{4+\lambda} + p_6s^{5+\lambda} + p_7s^{6+\lambda} \quad (3)$$

$$Q(s^\lambda) = q_0 + q_1s^\lambda + q_2s^{1+\lambda} + q_3s^{2+\lambda} + q_4s^{3+\lambda}$$

Burada, p ve q katsayıları $P(s^\lambda)$ ve $Q(s^\lambda)$ polinomlarının sistem parametreleri cinsinden katsayılarıdır. Polinomlar, sistem parametreleri cinsinden fazla yer kapladığından dolayı burada ayrıntılı olarak sunulmamıştır.



Şekil 1: Kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli MG-VID sistemi blok diyagramı



Şekil 2: Sanal atalet kontrolü için dinamik frekans cevabı yapısı

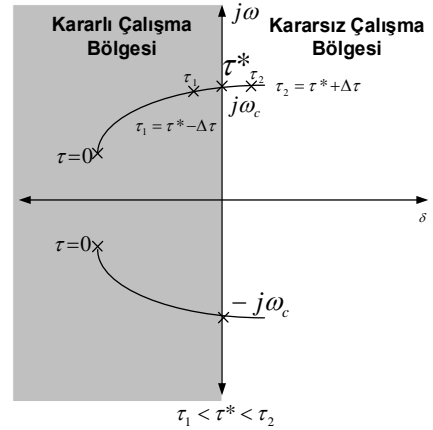
3. Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık analizi

Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılık çalışmalarındaki temel amaç, sistemin kararlı çalışabileceği parametreler için gecikme şartlarını belirlemek ve sistemin kararlı çalışabileceği maksimum gecikme zamanını hesaplamaktır. Zaman gecikmeli sistemlerin kararlılığı, Denklem (2) ile verilen karakteristik denklemin köklerinin konumuna bağlıdır. Denklem (2)'de τ değıştikçe, bazı köklerin yerleri de değışebilir ve sistem parametrelerine göre, iki farklı kararlılık durumu vardır [17,18]:

$$\Delta(s^\lambda, \tau) \neq 0, \quad \forall s \in C^+ \quad (4)$$

i) Gecikmeden bağımsız kararlılık: Denklem (4)'teki kararlılık şartı tüm pozitif ve sonlu gecikme değerleri için sağlanırsa $\tau \in [0, \infty)$, karakteristik denklem (2) zaman gecikmesinden bağımsız kararlılığa sahiptir.

ii) Gecikmeye bağı kararlılık: Denklem (4)'teki kararlılık şartı $\tau \in [0, \tau^*)$ aralığındaki bazı gecikme değerleri için sağlanırsa, karakteristik denklem (2) zaman gecikmesine bağı olarak kararlıdır ve $\tau \geq \tau^*$ değerleri için sistem kararsız olmaktadır.



Şekil 3: Karakteristik denklemin köklerinin zaman gecikmesine göre hareketi

Zaman gecikmesine bağı kararlılık durumunda, Şekil 3'ten görüleceği üzere, karakteristik denklem (2)'de üstel terimli ifade ile verilen zaman gecikmesi haricinde diğer tüm sistem parametreleri sabit durumda iken, $\tau=0$ 'dan başlayarak zaman gecikmesi τ arttıkça karakteristik denklemin kökleri gecikmeye bağı olarak değışir. Bu durum, τ zaman gecikmesi değeri arttıkça, bir veya daha fazla kompleks eşlenik kök çiftinin sol yarı düzlemde sağ yarı düzleme doğru taşındığını gösterir. τ^* zaman gecikmesi değeri, karakteristik denklemin kompleks eşlenik kök çifti sanal eksen üzerinde yer alacak ve dolayısıyla τ^* zaman gecikmesi değeri, sistemin sınırda kararlı olmasını sağlayan kararlılık zaman gecikmesi payı değeri olarak bilinir. Zaman gecikmesine bağı bu kararlılık durumu için, $\tau < \tau^*$ zaman gecikmesi değeri MG-VID sistemi kararlı, $\tau > \tau^*$ değeri ise MG-VID sistemi kararsız olacaktır. Dolayısıyla, Şekil 1'de verilen MG-VID sisteminin farklı PI denetleyici kazanç değerleri için sistemin kararlılık gecikme payı değerleri benzetim ortamında elde edilmiştir.

Tablo 1: Sistem parametreleri

M	D	β	T_g	T_{WT}	R
0.164	0.016	0.99	0.1	1.4	2.4
T_{PV}	T_i	K_{VI}	D_{VI}	T_{INV}	
1.9	0.4	1.6	1.2	10	

4. Benzetim ortamında kararlılık gecikme paylarının belirlenmesi

Bu bölümde, Şekil 1’de verilen MG-VID sisteminin integral denetleyicinin farklı kesir derecesi değerlerinde sistemin kararlılık gecikme payı değerleri elde edilmiştir. Bu doğrultuda, PI denetleyici kazanç değerleri $K_P = 0-1.0$ ve $K_I = 0.1-1.0$ aralığında seçilirken, integral denetleyicinin kesir derece değerleri $\lambda = 0.9$, $\lambda = 1.0$ ve $\lambda = 1.1$ olarak seçilmiştir. Sistem parametreleri [17]’den alınmış olup aşağıdaki tabloda verilmiştir.

4.1 Kesir derece parametresinin ve VID parametrelerinin kararlılık gecikme payı değerleri üzerindeki etkisi

Verilen sistem parametreleri kullanılarak, MATLAB/Simulink ortamında üç farklı kesir derece değeri için seçilen PI denetleyici setinde kararlılık zaman gecikme değerleri Tablo 2 – 4’te sunulmuştur. Tablo 2, $\lambda = 0.9$ için kararlılık gecikme paylarını gösterirken; Tablo 3, $\lambda = 1.0$ tam sayı dereceli integral denetleyici için kararlılık gecikme pay değerlerini sunmaktadır. Tablo 2, Tablo 3 ile kıyaslandığında, dikkat edilecek olunursa, bazı PI denetleyici kazanç değerleri için kararlılık gecikme payı değerleri tam sayı dereceli integral denetleyici durumuna göre daha büyük değerlerde elde edilmişken (Yeşil renk ile vurgulu olunan satır ve sütunlar), bazı PI değerleri için daha küçük gecikme değerlerinin (Mavi renk ile vurgulu olan satır ve sütunlar) elde edildiği görülmektedir. Tablo 4, Tablo 3 ile kıyaslandığında ise, benzer şekilde yeşil renk ile vurgulu satır ve sütunlarda büyük gecikme değerleri belirlenirken mavi renk ile vurgulu olan noktalarda gecikme değerlerinin oldukça düştüğü görülmektedir. Yapılan bu kıyaslamadan iki önemli sonuç çıkarılabilir. İlk olarak, integral denetleyicinin $\lambda = 0.9$ ve $\lambda = 1.1$ kesir derece değerlerinde, klasik PI denetleyicisine göre sistemin kararlılık zaman gecikmesi değerleri bakımından kararlılık sınırının arttığı gözlemlenebilir. İkinci olarak, integral denetleyicisinin $\lambda > 1$ durumu için denetleyici kazançlarının geniş bir aralığında sistemin kararlılık sınırının iyileştirildiği görülürken, $\lambda < 1$ durumu değerlendirildiğinde, daha kısıtlı bir denetleyici kazanç seti için kararlılık gecikme payı değerlerinin büyük olduğu ve sistemin kararlılık sınırının iyileştirilmesinde daha dar bir PI denetleyici seti ile çalışıldığı gözlemlenebilmektedir. Bu durum, her ne kadar seçilen kesir derece değeri zaman gecikmesi payları üzerinde etkin sonuçlar verse de, seçilen PI denetleyici katsayılarının da kararlılık gecikme değerlerinin belirlenmesinde önemli bir faktör olduğu sonucuna varılabilir.

Çalışılan sistem modelinde, kararlılık gecikme payı değerleri üzerindeki PI denetleyici parametrelerinin etkilerine ek olarak, VID sisteminin fiziksel parametreleri olan sanal atalet ve sönümlleme katsayılarının da etkilerini inceleyen senaryolar gerçekleştirilmiştir. Bu analiz için, öncelikle $D_{VI} = 1.2$ ’de sabit tutularak ve $\lambda = 1.1$ seçilerek, $K_{VI} = 1.6$ ’dan 2.0’ye artırılmıştır. Tablo 4, Tablo 5 ile kıyaslandığında,

sanal atalet momenti katsayısı artırıldığında tüm PI denetleyici katsayıları için MG-VID sisteminin kararlılık gecikme payı değerlerinin arttığı görülmektedir. Sanal sönümlleme katsayısının etkisini incelemek için, $K_{VI} = 1.6$ ’da sabit tutularak ve $\lambda = 1.1$ seçilerek, $D_{VI} = 1.2$ ’den 1.8’e artırılmıştır. Tablo 6’da sanal sönümlleme katsayısının artışına bağlı olarak elde edilen kararlılık gecikme payı değerleri verilmiştir. Benzer şekilde sönüm katsayı değeri arttıkça tüm PI denetleyici kazanç seti için sistemin kararlılığının iyileştiği ve dolayısıyla daha kararlı bir MG-VID sistemi elde edildiği görülmektedir. Son olarak, yapılan bu analizlerde kesir derecesi değerinin $\lambda = 1.1$ ’de olduğu göz önünde bulundurulursa kesir derece parametresinin böylesi analizlerde kullanılabileceği görülmektedir.

Tablo 2: $\lambda = 0.9$ için çalışılan sistemin zaman gecikmesi üst sınır (τ^*) değerleri.

$\tau^*(s)$	K_I					
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
0.1	41.0	13.0	3.1	1.46	0.7	0.33
0.2	42.2	12.3	2.9	1.41	0.65	0.3
0.4	41.5	9.0	1.9	0.5	0.31	0.2
0.6	0.37	0.34	0.29	0.23	0.18	0.14
0.8	0.21	0.20	0.17	0.15	0.12	0.10
1.0	0.14	0.12	0.10	0.09	0.08	0.05

Tablo 3: $\lambda = 1$ için çalışılan sistemin zaman gecikmesi üst sınır (τ^*) değerleri.

$\tau^*(s)$	K_I					
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
0.1	27.4	8.7	2.7	1.41	0.77	0.401
0.2	28.5	8.9	2.8	1.45	0.79	0.43
0.4	29.0	7.9	2.4	0.9	0.43	0.28
0.6	0.38	0.36	0.32	0.28	0.22	0.18
0.8	0.21	0.20	0.19	0.17	0.14	0.12
1.0	0.15	0.14	0.13	0.11	0.10	0.08

Tablo 4: $\lambda = 1.1$ için çalışılan sistemin zaman gecikmesi üst sınır (τ^*) değerleri.

$\tau^*(s)$	K_I					
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
0.1	18.9	6.5	2.39	1.3	0.78	0.45
0.2	19.6	7.0	2.5	1.44	0.88	0.52
0.4	20.9	7.1	2.63	1.41	0.69	0.41
0.6	0.40	0.38	0.36	0.31	0.27	0.22
0.8	0.22	0.21	0.2	0.18	0.16	0.15
1.0	0.15	0.14	0.13	0.12	0.11	0.10

Tablo 5: $K_{VI} = 2$, $D_{VI} = 1.2$ ve $\lambda = 1.1$ için çalışılan sistemin zaman gecikmesi pay değerleri.

$\tau^*(s)$	K_I					
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1
0.1	19.0	6.71	2.51	1.42	0.88	0.56
0.2	19.8	7.15	2.75	1.56	1.0	0.64
0.4	21.0	7.45	2.86	1.61	0.99	0.59
0.6	0.52	0.53	0.48	0.40	0.35	0.31
0.8	0.26	0.27	0.24	0.23	0.21	0.19
1	0.18	0.18	0.17	0.16	0.15	0.14

Tablo 6: $K_{VI} = 1.6$, $D_{VI} = 1.8$ ve $\lambda = 1.1$ için çalışılan sistemin zaman gecikmesi pay değerleri.

τ^* (s)	K_I					
K_P	0.1	0.2	0.4	0.6	0.8	1
0.1	27.0	10.05	2.84	1.5	0.89	0.52
0.2	27.8	10.3	3.08	1.65	0.97	0.57
0.4	29.35	10.7	3.11	1.58	0.76	0.41
0.6	0.38	0.35	0.33	0.29	0.25	0.21
0.8	0.22	0.21	0.19	0.18	0.16	0.15
1	0.15	0.14	0.14	0.12	0.11	0.10

4.2 Elde edilen kararlılık zaman gecikmesi değerlerinin doğruluğunun gösterilmesi

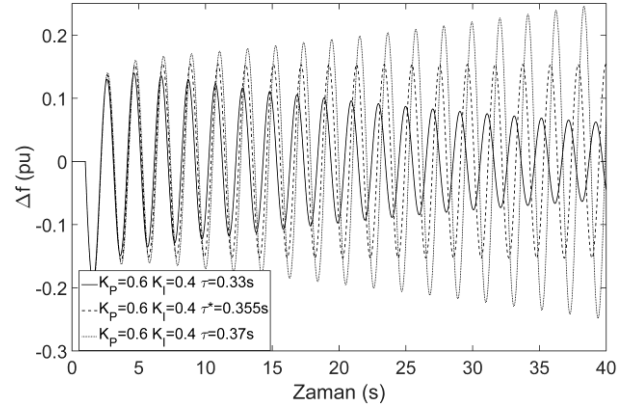
Bu bölümde, elde edilen kararlılık zaman gecikmesi pay değerlerinin doğrulama çalışmaları yapılmıştır. Bu amaçla, $t = 0$ anında, YEK güç değişimleri sırasıyla $\Delta P_{WT} = \Delta P_{PV} = 0.02\text{pu}$ ve yük değişimi $\Delta P_L = 0.1\text{pu}$ olarak girilmiştir. Ayrıca, PI denetleyici kazanç değerleri ve kesir derece parametresi $K_P = 0.6$, $K_I = 0.4$ ve $\lambda = 1.1$ olarak seçilmiştir. Bu parametre değerlerine karşılık gelen kararlılık zaman gecikme değeri Tablo 4'te $\tau^* = 0.355\text{s}$ olarak belirlenmiştir. Şekil 4'te üç farklı zaman gecikme değeri için sistemin frekans yanıtları incelenerek $\tau^* = 0.355\text{s}$ değerinin doğruluğu gösterilmiştir.

- $\tau = 0.33\text{s}$ olarak girilen zaman gecikmesi değeri kararlılık zaman gecikmesi payı değerinden küçük olduğundan sistem kararlıdır. Sistemin frekans salınımlarının genliği zamanla azalmakta ve belirli bir süre sonunda sistemde frekans değişiminin sıfır olması beklenmektedir.

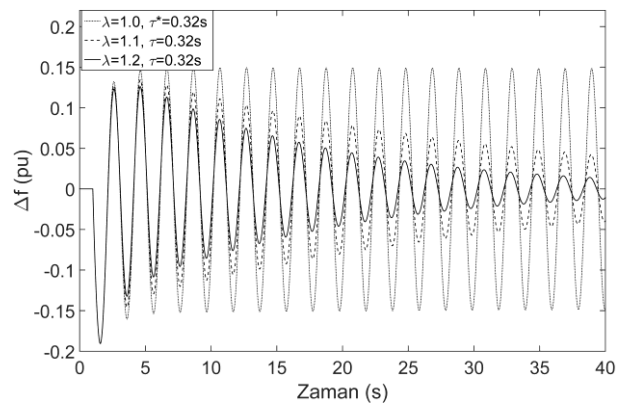
- $\tau^* = 0.355\text{s}$ olarak girilen zaman gecikmesi değerinde, sistemin frekansında sürekli devam eden sabit genlikli salınımlar mevcut olup MG-VID sistemi sınırda kararlı olmaktadır.

- $\tau = 0.37\text{s}$ olarak girilen zaman gecikmesi değeri kararlılık zaman gecikmesi değerinden büyük olduğundan sistemin frekans tepkisinde sürekli olarak büyüyen salınımlar meydana gelmekte ve sistem kararsız olmaktadır.

Şekil 5'te, kesir derecesi değerinin artışının sistemin frekans tepkileri üzerindeki etkisi incelenmiştir. Bu durum için, PI denetleyici kazançları $K_P = 0.6$, $K_I = 0.4$ olarak seçilmiş ve $\lambda = 1.0$, $\lambda = 1.1$ ve $\lambda = 1.2$ için sistemin frekans yanıtları elde edilmiştir. $\lambda = 1.0$ değerinde Tablo 3'den dikkat edileceği üzere zaman gecikme değeri $\tau = 0.32\text{s}$ olarak belirlenmiştir. Şekil 5'ten görüldüğü üzere bu gecikme değerinde sistem sınırda kararlı olmaktadır. $\lambda = 1.1$ değerinde, aynı zaman gecikme değerinde sistemin frekans salınımlarının giderek sönümlendiği ve sistemin kararlı olduğu görülmektedir. $\lambda = 1.2$ değerinde ise, $\tau = 0.32\text{s}$ için sistemin frekans tepkisinde oluşan salınımların daha küçük genlikle hızlı bir şekilde sönümlenerek sistemin kararlı olduğu gözlemlenebilir. Yapılan bu analizden, integral denetleyicinin kesir derecesinin artırılması durumunda, sistemin frekans yanıtında oluşan salınımların daha hızlı bir şekilde sönümlendiği ve sistemin kararlılık sınırının iyileştirildiği görülmektedir.



Şekil 4: $K_P = 0.6$, $K_I = 0.4$ ve $\lambda = 1.1$ için üç farklı zaman gecikmesi değerinde sistemin frekans tepkileri



Şekil 5: Üç farklı kesir derece değeri ve $\tau = 0.32\text{s}$ için sistemin frekans yanıtları

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, integral denetleyici kesir derece parametresinin MG-VID sisteminin kararlılık zaman gecikmesi pay değerleri üzerinde etkisi ayrıntılı olarak incelenmiştir. Seçilen PI denetleyici kesir derece parametresinin tam sayı dereceli değerden büyük veya küçük olması durumları her ne kadar sistemin zaman gecikme değerleri üzerinde etkili olsa da, seçilen PI denetleyici kazanç değerlerinin de belirlenen gecikme değerleri üzerinde etkisi olduğu gözlemlenmiştir. Bu analizlerle birlikte, sistemde kesir dereceli PI denetleyici kullanılması halinde, VID parametrelerindeki artışların sistemin kararlılık sınırını iyileştirdiği görülmüştür. Son olarak, belirlenen gecikme değerleri için benzetim çalışmaları yardımıyla sistemin frekans yanıtları incelenmiştir. Sistemin frekans yanıtlarından görüldüğü üzere, elde edilen kararlılık zaman gecikme değerlerinin sistemin frekans tepkisinde beklenildiği gibi sonuçlar verdiği görülmüştür.

İlerleyen çalışmalarda, kesir dereceli PI denetleyici içeren zaman gecikmeli MG-VID sistemi için gürbüz PI denetleyici tasarımı yapılarak farklı yük koşulları ve YEK üretim birimlerinin güç değişimleri altında sistemin gürbüz kararlılık analizinin yapılması planlanmaktadır.

Kaynakça

- [1] H. Bevrani, A. Golpîra, A.R. Messina, N. Hatziaargyriou, F. Milano, ve T. Ise, "Power system frequency control: An updated review of current solutions and new challenges," *Electric Power Systems Research*, Cilt: 194, No: 107114, 2021.
- [2] A.M. Mohan, N. Meskin ve H. Mehrjerdi, "A comprehensive review of the cyber-attacks and cyber-security on load frequency control of power systems," *Energies*, Cilt: 13, No: 15, 2020.
- [3] B. Mohandes, M.S. El Moursi, N. Hatziaargyriou ve S. El Khatib, "A Review of power system flexibility with high penetration of renewables," *IEEE Transactions on Power Systems*, Cilt: 34, No: 4, s. 3140-3155, 2019.
- [4] T. Kerdphol, F.S. Rahman, M. Watanabe, Y. Mitani, D. Turschner ve H.-P. Beck, "Enhanced virtual inertia control based on derivative technique to emulate simultaneous inertia and damping properties for microgrid frequency regulation," *IEEE Access*, Cilt: 7, s. 14422 - 14433, 2019.
- [5] T. Kerdphol, F. S. Rahman, M. Watanabe ve Y. Mitani, *Virtual Inertia Synthesis and Control*, Springer, 2021.
- [6] P. Beck ve R. Hesse, "Virtual synchronous machine," 9th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, Barcelona, Spain s. 1- 6, 2007.
- [7] K. Sakimoto, Y. Miura ve T. Ise, "Stabilization of a power system with a distributed generator by a virtual synchronous generator function," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE, Jeju, Korea (South), pp. 1498-1505, 2011.
- [8] T. Kerdphol, F.S. Rahman ve Y. Mitani, "Virtual inertia control application to enhance frequency stability of interconnected power systems with high renewable energy penetration," *Energies*, Cilt: 11, No:4, 981, 2018.
- [9] H. Abubakr, T.H. Mohamed, N.M. Hussein, J.M. Guerrero ve G. Agundis-Tinajero, "Adaptive frequency regulation strategy in multi-area microgrids including renewable energy and electric vehicles supported by virtual inertia," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Cilt: 129, 2021.
- [10] J.M. Thangaiah ve R. Parthasarathy, "Delay dependent stability analysis of power system considering communication delays," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, Cilt: 27, No: 3, 2017.
- [11] D. Muyizere, L.K. Letting ve B.B. Munyazikwiye, "Effects of communication signal delay on the power grid: A review," *Electronics*, Cilt: 11, No: 6, 874, 2022.
- [12] S.A. Hasen, Ş. Sönmez, ve S. Ayasun, "Enhancement of Stability Region by Virtual Inertia and Damping Control for Microgrids with Communication Time Delay," *Iranian Journal of Science and Technology, Transactions of Electrical Engineering*, Cilt: 47, s. 177–191, 2023.
- [13] G.A. Alizadeh, T. Rahimi, M.H. Babayi Nozadian, S. Padmanaban ve Z. Leonowicz, "Improving microgrid frequency regulation based on the virtual inertia concept while considering communication system delay," *Energies*, Cilt: 12, No: 10, 2016.
- [14] S.A. Hosseini, "Frequency control using electric vehicles with adaptive latency compensation and variable speed wind turbines using modified virtual inertia controller," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, Cilt: 155, 109535, 2024.
- [15] C. Hua and Y. Wang, "Delay-dependent stability for load frequency control system via linear operator inequality," *IEEE Transactions on Cybernetics*, Cilt: 52, No: 7, s. 6984 – 6992, 2022.
- [16] S.K. Ojha ve M.C. Obaiah, "Delay Dependent Stability Analysis of Load Frequency Control via Asymmetric Lyapunov-Krasovskii Functional," *IEEE Access*, Cilt: 11, s. 139811-139822, 2023.
- [17] S. Hasen, Ş. Sönmez ve S. Ayasun, "Enhancement of stability delay margins by virtual inertia control for microgrids with time delay," *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, Cilt: 30, No: 6, s. 2221–2236, 2022.
- [18] Ş. Sonmez, S. Ayasun ve C.O. Nwankpa, "An exact method for computing delay margin for stability of load frequency control systems with constant communication delays," *IEEE Transactions on Power Systems*, Cilt: 31, No: 1, s. 370–377, 2016.
- [19] K. Deniz, "Stability Analysis Using Fractional-Order PI Controller in a Time-Delayed Single-Area Load Frequency Control System with Demand Response," *Advances in Electrical & Computer Engineering*, Cilt: 23, No:2, s. 39-46, 2023.
- [20] E. Halil, "Delay Margin Computation in Micro Grid Systems with Time Delay by using Fractional Order Controller," *Electric Power Components and Systems*, Cilt: 49, No: 6-7, s. 669-680, 2021.
- [21] M. Saka, H. Gozde, İ. Eke, ve M.C. Taplamacioglu, "Neural network based heuristic fractional order adaptive PID-controller for eliminating communication time delay in multi-area LFC," *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, Cilt: 35, No: 6, e3021, 2022.
- [22] Simulink, *Simulation and model-based design*, MathWorks, Natick, MA, USA, 2019.

Sterilizasyon Konteynerlerinde Dijital İzlenebilirlik ve Takip Sistemi

Digital Traceability and Tracking System in Sterilization Containers

Ömer Faruk DEMİRTAŞ^{1 2}, Soner GÜNGÖR³

^{1 2} Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun

faruk.demirtas@aygun.com

³ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun

soner.gungor@aygun.com

Özetçe

Sterilizasyon konteynerleri, tıbbi ekipmanların işlenmesinde sterilitenin sağlanması ve enfeksiyon risklerinin azaltılmasında kritik bir öneme sahiptir. Bu çalışmada geliştirilen sistem, her sterilizasyon döngüsünü otomatik olarak izleyerek saymakta ve verileri gerçek zamanlı olarak kullanıcıya iletmektedir. Bu, otomatik kontrol prensipleri çerçevesinde geri besleme ve izleme sistemi olarak değerlendirilebilir. Bu konteynerler, özellikle hastaneler ve cerrahi alanlarda sterilizasyon süreçlerinin sürekliliğini desteklemektedir. Bu çalışma ile, geleneksel konteyner sistemlerine entegre edilen sayaç modülü, otoklav cihazlarında sterilizasyon konteynerinin iç sıcaklığını sürekli ölçerek geri bildirim sağlar ve istenilen sıcaklığa ulaşıldığında mikroişlemciye döngüyü artırma sinyali gönderir. Bu sistem gerçekleştirilen her sterilizasyon döngüsünü kaydederek sistematik bakım planlamasını ve kalite güvencesini sağlamaktadır.

Ergonomik ve sızdırmazlık odaklı tasarımıyla konteyner, optimum sterilizasyon etkinliğini sağlarken kontaminasyonu önler. Ayrıca, kablosuz veri aktarımı özelliği sayesinde konteynerin hayati parçalarının bakım periyotları gerçek zamanlı olarak izlenebilmekte ve analiz edilebilmektedir. Bu çalışmada, sterilizasyon süreçlerinde kullanılan konteyner sistemlerinin sürdürülebilirliğini sağlamak ve teknik servis bakımlarının zamanında gerçekleştirilmesiyle sızdırmazlık risklerini minimuma indirmek amacıyla, entegre sayaç modülü ve mobil uygulama uyumluluğuna sahip yenilikçi bir sterilizasyon konteyneri geliştirilmiştir.

Anahtar kelimeler: Akıllı sterilizasyon konteyner kutuları; sayaç modülü; kablosuz veri aktarımı; otoklav cihazı; dijital izlenebilirlik; cihaz takip sistemi; ürün izleme sistemi; otomasyon; sterilizasyon izleme sistemi

Abstract

Sterilization containers are critical in ensuring sterility and reducing infection risks in the processing of medical equipment. These containers support the continuity of sterilization processes, especially in hospitals and surgical areas. The counter module integrated into conventional container systems in this study records each sterilization cycle performed in the autoclave devices, enabling systematic maintenance planning and quality assurance.

With its ergonomic and seal-oriented design, the container prevents contamination while ensuring optimum sterilization efficiency. In addition, with its wireless data transfer feature, the maintenance periods of vital parts of the container can be monitored and analyzed in real time. In this study, an innovative sterilization container with integrated counter module and mobile application compatibility has been developed to ensure the sustainability of container systems used in sterilization processes and to minimize leakage risks by performing technical service maintenance on time

Keywords: Smart sterilization containers; counter module; wireless data transfer; autoclave device; digital traceability; device tracking system; product tracking system; automation; sterilization tracking system

1. Giriş

Sterilizasyon, tıbbi malzemelerin mikroorganizmalardan arındırılarak enfeksiyon risklerinin minimize edilmesini sağlayan kritik bir süreçtir. Hastanelerde enfeksiyon kontrol politikalarının temel taşı olan dezenfeksiyon ve sterilizasyon uygulamaları, sağlık hizmetlerinin güvenliği açısından vazgeçilmez bir unsurdur. Bir tıbbi cihazın “STERİL” olarak tanımlanabilmesi için sterilizasyon işlemi sonrasında tek bir canlı mikroorganizma kalma olasılığı $\leq 10^{-6}$ olmalıdır. Sterilite

Güvence Düzeyi olarak tanımlanan bu değer sterilizasyon sonrası erişilmesi istenen sayısal değeri ifade etmektedir [1]. Bu süreçte kullanılan sterilizasyon konteynerleri, yalnızca sterilitenin korunmasını değil, aynı zamanda malzemelerin güvenli bir şekilde taşınmasını ve saklanmasını da sağlamaktadır.

Tarihsel olarak sterilizasyon teknolojisinin gelişimi, Antonie van Leeuwenhoek'un mikroorganizmaları gözlemlemesiyle başlamış ve modern yöntemlere kadar uzanmıştır. 1862 yılında Louis Pasteur, mikroorganizmaların hastalıklara neden olduğunu ve ısıнын bakterilerin öldürülmesinde kullanılabileceğini öne sürmüştür [2] Pasteur'un geliştirdiği pastörizasyon işlemi, bakterilerin nemli ısı ile daha etkili şekilde yok edilebileceğini göstermiştir ve sterilizasyon bilimi açısından önemli bir kırılma noktası olmuştur [3]. Devam eden yıllarda bu alandaki çalışmalara bakıldığında, 1876'da Charles Chamberland, basınçlı buharlı otoklav geliştirmiştir. Otoklav, yüksek basınç ve sıcaklık sayesinde sterilizasyon sürecini optimize etmiş ve bu yöntem, sağlık sektöründe yaygın olarak kullanılmaya başlanmıştır. 1930'larda ise modern otoklav, Alman ve Amerikalı mühendisler tarafından sıcaklık, vakum ve basınç kontrol sistemleriyle geliştirilmiştir. Günümüzde otoklav sistemleri, ekonomik, toksik olmayan ve etkili bir sterilizasyon yöntemi olarak kabul edilmektedir [4], [5].

Bu alanda kullanılan Merkezi Sterilizasyon Üniteleri (MSÜ), tıbbi cihazların temizlenmesi, sterilize edilmesi ve tekrar kullanıma hazır hale getirilmesi sürecinde hayati bir rol oynamaktadır [6]. Bununla birlikte, sterilizasyon güvenliği yalnızca MSÜ ile sınırlı değildir. Steril malzemelerin ameliyathanelere taşınması ve kullanım anına kadar steril koşulların korunması da büyük önem taşımaktadır. Sterilizasyon konteynerleri bu noktada, kontaminasyonu önleyerek malzemelerin dış etkenlerden korunmasını sağlamaktadır. Medikal cihazların yeniden kullanımı, çeşitli hazırlık aşamalarının kontrolünü gerektiren özel bir süreç olup, ön dezenfeksiyon, temizlik, paketlenme, sterilizasyon, sterilizasyon yükünün serbest bırakılması ve depolama veya doğrudan departmana teslim olmak üzere altı aşamadan oluşmaktadır [7]. Sterilizasyon süreçlerindeki başarısızlıkların maliyeti oldukça yüksektir. Araştırmalar, Amerika Birleşik Devletleri'nde cerrahi operasyonların yaklaşık %2'sinde enfeksiyon komplikasyonları görüldüğünü göstermektedir [8], [9]. Bu enfeksiyonların maliyeti, özellikle artroplasti vakalarında 90.000 doları aşabilmektedir [8].

Otoklav cihazlarında kullanılan konteyner sistemlerinde, kritik bileşenlerin durumunun izlenmesi ve bakım süreçlerinin optimize edilmesi, sterilizasyon sürecinin güvenilirliği ve verimliliği açısından büyük önem taşımaktadır. Bu sistemlerde sıklıkla karşılaşılan başlıca sorunlardan biri, sızdırmazlık işlevi gören contaların sınırlı bir kullanım ömrüne sahip olmasıdır. Contalar, kullanım sürecinde aşınma ve yıpranma gibi mekanik deformasyonlara maruz kalabilirler [10]. Bu tür bozulmalar, otoklav işleminden sonra steril olarak muhafaza edilmesi gereken konteynerlerin dış ortamdan hava sızıntısına maruz kalmasına ve bunun sonucunda partikül veya mikroorganizma geçişi nedeniyle sterilitenin kaybına yol açabilmektedir [10]. Bu sorunun yalnızca contalarla sınırlı olmadığı da göz önünde bulundurulmalıdır. Örneğin, uzun ömürlü teflon filtrelerin değişim döngüleri kullanıcılar tarafından genellikle göz ardı edilmekte veya izlenmemektedir. Bu durum, filtrasyon

sistemlerinin performansında azalmaya ve dolayısıyla sterilizasyon sürecinin etkinliğinde kayıplara neden olabilmektedir. Daoudi vd. (2023) çalışmalarında, valfli konteynerlerin filtreli konteynerlere göre %64 oranında daha fazla su sızıntısına ve bütünlük kaybına eğilimli olduğunu tespit etmiştir [7]. Kritik bileşenlerin zamanında bakım veya değişim süreçlerinin aksatılması, sterilizasyon süreçlerinin kalite oranı üzerinde olumsuz etkiler oluşturmaktadır [10]

Bu bağlamda, konteyner sistemlerinde kullanılan bileşenlerin kullanım ömrünün izlenmesine olanak tanıyan entegre bir mekanizma eksikliği, sterilizasyon süreçlerinde karşılaşılan en temel teknik sorunlardan birini teşkil etmektedir. Dolayısıyla, bu bileşenlerin durumunun sürekli olarak izlenmesi ve zamanında bakım ya da değişimlerinin yapılması, otoklav cihazlarının güvenilirliği ve sterilizasyon süreçlerinin etkinliği açısından kritik bir gereklilik olarak öne çıkmaktadır.

Bu çalışmada, sterilizasyon süreçlerinin daha güvenilir ve izlenebilir hale getirilmesi için yenilikçi bir sterilizasyon konteyner sistemi geliştirilmiştir ve sistemin çalışması otomatik kontrol prensipleriyle optimize edilmiştir. Geliştirilen sistem, her sterilizasyon döngüsünü kaydedip analiz ederek hayati parçaların bakım süreçlerini optimize etmeyi ve dijital izlenebilirlik sağlamayı hedeflemektedir. Mobil uygulama entegrasyonu sayesinde kullanıcıların sterilizasyon süreçlerini anlık olarak takip edebilmesi sağlanmıştır. Bu yaklaşım, sterilizasyon konteynerinin sızdırmazlık güvenliğini artırmanın yanı sıra bakım süreçlerini kolaylaştırarak sağlık hizmetlerinin kalitesine katkıda bulunmaktadır. Şekil 1(a) ve Şekil 1(b)'de periyodik olarak bakımı yapılan konteyner bileşenleri gösterilmektedir. Ayrıca, bu konteyner bileşenleri için mobil uygulama vasıtasıyla teknik servis bakım raporu oluşturularak, konteyner bileşenlerinin sağlığının dijital ve çevreci bir şekilde izlenebilmesi sağlanmaktadır.



(a)



(b)

Şekil 1. (a) Sızdırmazlık için kullanılan kapak contaları, (b) Sterilizasyon konteyner sistemleri kapak filtreleri

2. Malzeme ve Yöntem

2.1. Sayaç Modülü

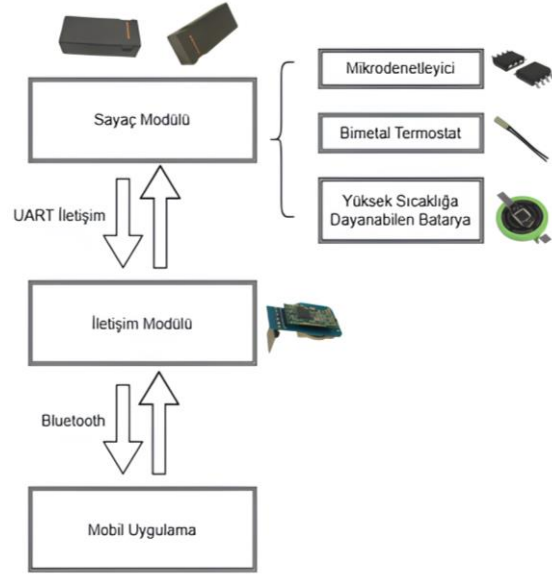
Sayaç modülü, sterilizasyon konteynerlerinin modern gereksinimlere uygun şekilde izlenmesi ve yönetilmesi için tasarlanmış yenilikçi bir teknolojidir. Şekil 2’de görüldüğü üzere modül, sterilizasyon döngülerini kaydetmek ve kullanıcıya bu süreçler hakkında bilgi sağlamak amacıyla mikrodenetleyici, bimetal termostat, ısıya dayanıklı batarya ve kablosuz iletişim birimi gibi bileşenlerden oluşmaktadır. Sayaç modülünün temel işlevi, sterilizasyon sırasında belirli bir sıcaklık eşik değerine ulaşıldığında bimetal termostat aracılığıyla mikrodenetleyiciye sinyal göndererek döngü sayısını otomatik olarak artırmaktır. Bu işleyiş, sıcaklık verilerinin sürekli izlenmesi ve döngü sayısının geri besleme mantığıyla güncellenmesi açısından bir otomatik kontrol döngüsüne örnek teşkil etmektedir. Mikrodenetleyici, bir CPU, RAM, bazı ROM türleri ve I/O portları içeren tek bir entegre devre üzerinde bulunan bir bilgisayar olup, sistemin kontrol merkezi olarak görev yapmakta ve sıcaklık verilerini işleyerek sterilizasyon süreçlerinin güvenilirliğini sağlamaktadır [11]. Isıya dayanıklı batarya, yüksek sıcaklık koşullarında uzun süre dayanıklılık göstererek modülün enerji ihtiyacını karşılamakta ve enerji yönetimi açısından verimlilik sağlamaktadır. Sterilizasyon işlemi tamamlandığında, sayaç modülüne okuyucu ünitesi takılır ve mobil uygulamalarla kablosuz iletişim kurularak kullanıcıların sterilizasyon döngü verilerine erişmesi sağlanır. Geliştirilen mobil uygulama, verilerin analiz edilmesine, yorumlanmasına ve gerektiğinde düzenlenmesine imkan tanımaktadır. Bu özellik, özellikle periyodik bakım gerektiren parçaların kullanım ömrünün izlenmesi ve bakım planlarının optimize edilmesi açısından kritik bir avantaj sağlamaktadır. Sayaç modülünün kompakt tasarımı, konteynerin iç hacminden tasarruf ederken, operasyonel verimliliği de artırmaktadır. Geliştirilen sistem, sterilizasyon süreçlerini dijitalleştirerek kullanım kolaylığı ve güvenilirlik sunmaktadır.

2.2. İletişim Modülü

Şekil 2’de gösterildiği üzere sterilizasyon konteynerindeki iletişim modülü, sayaç modülünün kaydettiği verilerin transfer edilmesinde önemli bir rol oynamaktadır. Sayaç modülü, her sterilizasyon döngüsünü sayarak verileri kaydeder ve bu veriler, UART (Universal Asynchronous Receiver-Transmitter) arayüzü aracılığıyla iletişim modülüne iletilir. Gömülü sistemler, mikrodenetleyiciler ve bilgisayarlar genellikle UART’ı cihazlar arası donanım iletişim protokolü olarak kullanırlar [12].

İletişim modülü, UART üzerinden verileri alarak kablosuz olarak mobil cihazlarla Bluetooth bağlantısı kurmaktadır. Veri aktarımı, konteynerin durumunun uzaktan izlenmesini sağlar ve mobil uygulama üzerinden alınan geri bildirim ile bakım süreçleri optimize edilir; bu yönüyle sistem, bir otomatik izleme ve kontrol süreci olarak değerlendirilebilir. Bu sayede, sterilizasyon konteynerinin döngü sayısı ve diğer önemli verilerin, mobil uygulama üzerinden gerçek zamanlı olarak izlenebilmesi ve analiz edilebilmesi sağlanmaktadır. Bluetooth bağlantısı, verilerin kolayca transfer edilmesini sağlayarak, kullanıcıların bakım gereksinimlerini zamanında tespit etmelerine yardımcı olmaktadır. Örneğin, belirli bir döngü sayısına ulaşıldığında bakım gerektiren contalar veya filtreler gibi bileşenlerin durumu mobil uygulama aracılığıyla takip

edilebilir. UART ve Bluetooth kullanımı, güvenilir ve verimli veri iletimini sağlamakta ve bakım işlemlerinin doğru zamanda yapılmasını temin etmektedir. Geliştirilen bu kablosuz iletişim özellikleri, sterilizasyon süreçlerinin etkinliğinin ve güvenliğinin artırılmasında önemli katkılar sağlamaktadır.



Şekil 2: Tasarlanan sistemin ana bileşenleri ve akış Şeması

2.3. Mobil Uygulama

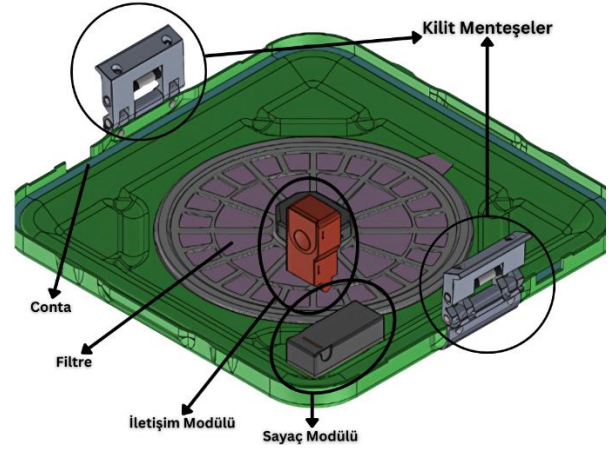
Şekil 3’te gösterildiği üzere, bu sistemin temel bileşenlerinden biri olan mobil uygulama, iletişim modülü ile sağlanan kablosuz Bluetooth bağlantısı aracılığıyla çalışmaktadır. Mobil uygulama, Bluetooth bağlantısı sayesinde sterilizasyon konteynerinin döngü sayısını, yapılan işlemlerin geçmişini ve bakım gereksinimlerini kullanıcıya anlık olarak sunmaktadır. Mobil uygulama üzerinden kullanıcılar, sterilizasyon konteynerinin çalışma durumu, döngü sayısı ve bakım gereksinimleri hakkında anlık bilgi alabilirler. Uygulama, geri besleme mantığı ile kritik bileşenlerin periyodik bakımını önceden uyarılarla bildirerek sistemin otomatik kontrol süreçlerine entegre olmasını sağlar. Bu durum, kullanıcıların bakım işlemlerini zamanında yapmalarına olanak tanımakta ve sterilizasyon güvenliğini artırmaktadır. Örneğin, belirli bir döngü sayısına ulaşan contaların veya filtrelerin değiştirilmesi gerektiği mobil uygulama üzerinden uyarılarla bildirilebilir. Bluetooth ile sağlanan bu kablosuz iletişim sayesinde, sterilizasyon süreçlerinin daha verimli ve izlenebilir olması sağlanır. Sistem, kullanıcıların mobil cihazları üzerinden işlemleri kolayca takip etmelerine ve gerektiğinde müdahale etmelerine imkan sağlamaktadır. Bu durum, özellikle sağlık sektöründe sterilizasyonun yüksek güvenlik gereksinimleri taşıdığı düşünüldüğünde, önemli bir avantaj sunmaktadır. Bluetooth üzerinden yapılan veri iletimi, aynı zamanda sistemin kullanımını basitleştirmekte, kullanıcı dostu bir deneyim sunmakta ve bakım süreçlerini daha verimli hale getirmektedir. Bu sayede, sterilizasyon konteynerinin sızdırmazlık riski azalmakta ve sağlık ortamlarındaki enfeksiyon riski minimize edilmektedir.



Şekil 3: Mobil uygulama haberleşme akışı

2.3. Montaj-Demontaj Özelliği ve Modüler Tasarım

Sterilizasyon konteynerinin ergonomik yapısını korumak için tüm bileşenler sök-tak özelliğine sahip modüler bir sistem olarak tasarlanmıştır. Şekil 4'te görüldüğü üzere, sayaç modülü, sterilizasyon konteynerinin kapağına kompakt bir şekilde entegre edilmiştir. Bu tasarım, konteynerin iç hacminden tasarruf sağlarken, kullanım kolaylığı ve bakım süreçlerinde esneklik sunmaktadır. Konteyner sistemi, herhangi bir sterilizasyon cihazında kullanılabilir hale getirilmek için sök-tak özellikte üretilmiştir. Modül, farklı sterilizasyon sistemlerine uyarlanabilir ve kullanıcılar tarafından kolaylıkla monte veya demonte edilebilir şekilde tasarlanmıştır. Bu tasarım, seri numarası, durumu ve filtre bilgileri gibi kritik verilerin mobil uygulama üzerinden girilmesiyle aktif hale gelmektedir. Sistemin bu uyarlanabilir yapısı, çeşitli tipteki sterilizasyon cihazlarında güvenilir bir şekilde kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Bu modüler sistem, sterilizasyon süreçlerinde dijital izlenebilirlik sağlayarak operasyonel verimliliği artırmaktadır. Ek olarak, sistemin esnek tasarımı, periyodik bakım işlemlerinin zamanında yapılmasını kolaylaştırarak, hem cihazın hem de kullanıcıların sterilizasyon güvenliğini maksimum seviyede tutmaktadır.



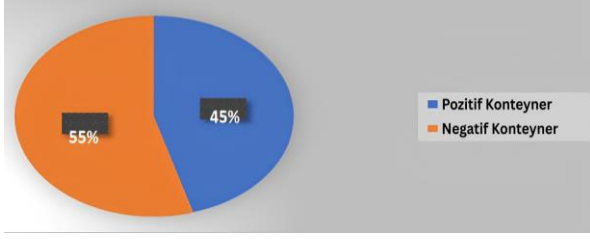
Şekil 4: Sterilizasyon konteyner kapağına entegre edilen sayaç modülü

3. Bulgular ve Tartışma

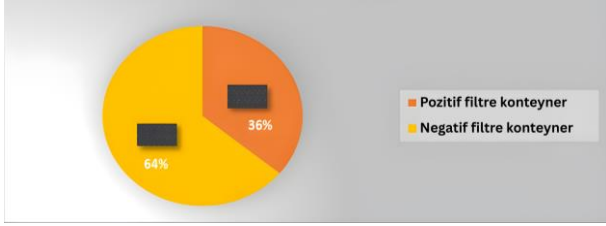
Gerçekleştirilen çalışma ile elde edilen bulgular modern sterilizasyon konteyneri tasarımlarının, hem geleneksel sterilizasyon ihtiyaçlarını hem de modern sağlık hizmeti ortamlarının gereksinimlerini karşılamak üzere evrildiğini göstermektedir. Bu konteynerler, sterilizasyon sürecinin etkinliğini, verimliliğini ve izlenebilirliğini artıran özelliklere sahiptir. Sterilizasyon paketleme sistemleri, tıbbi aletlerin bütünlüğünün korunmasında çok önemlidir. Cerrahi setlerin kullanımından önce steril durumunun doğrulanmasının mümkün olmadığı, bu nedenle sterilizasyon sürecinin her adımının mükemmel şekilde kontrol edilmesi ve steril ürünün kullanımından hemen önce sızdırmazlık durumunun da kontrolünün yapılması bu süreçte önem arz etmektedir [7].

Sterilizasyon cihazlarının etkinliği, temel bileşenlerin düzenli kontrol ve bakımına bağlıdır. Özellikle sızdırmazlık contaları, sterilizasyon işlemi sırasında cihazın sızdırmazlığını sağlamada kritik bir rol oynamaktadır. Conta yüzeyinde oluşabilecek çatlaklar, yıpranmalar veya deformasyonlar sızdırmazlık kaybına yol açarak sterilizasyon etkinliğini olumsuz etkileyebilmektedir. Bu nedenle, conta yüzeyi her sterilizasyon döngüsü sonrası gözle kontrol edilmeli ve üretici tarafından önerilen sürelerde yenilenmelidir. Mikroorganizmalara karşı gerçekten geçirimsiz olduklarından emin olmak için hem statik hem de dinamik contalara özel dikkat gösterilmelidir [13].

Daoudi vd. (2023) tarafından yapılan çalışmada, 55 sterilizasyon konteynerinin %45'inde su sızıntısı tespit edilmiştir. Bu oran, özellikle valfli konteynerlerde %64'e kadar yükselirken, filtreli konteynerlerde %36 olarak belirlenmiştir. Bu sonuçlar Şekil 5 ve Şekil 6'da özetlenmiştir.

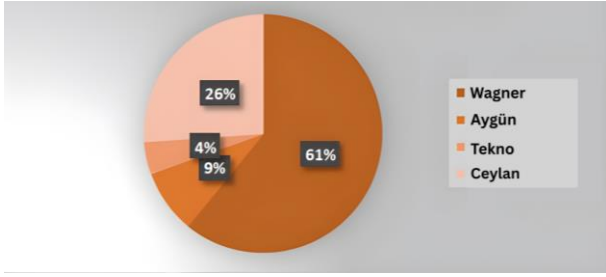


Şekil 5 Su sızıntı testinde pozitif ve negatif çıkan konteyner oranları (Daoudi vd., 2023).



Şekil 6 Valfli ve filtreli konteynerlerin su sızıntı oranlarının karşılaştırılması (Daoudi vd., 2023).

Marka bazlı incelemelerde Wagner %61, Ceylan %26 ve Aygün %9 oranında pozitif test sonucu vermiştir. Bu veriler Şekil 7’te karşılaştırmalı olarak gösterilmektedir.



Şekil 7 Farklı marka konteynerlerde su sızıntısı oranlarının karşılaştırılması (Daoudi vd., 2023).

Bu çalışmada geliştirilen sayaç modülü, her sterilizasyon döngüsünü kaydederek bakım ve kalite kontrol süreçleri için otomatik veri sağlamaktadır. Böylece zaman alıcı manuel testlere olan bağımlılık azaltılmakta ve süreçlerin izlenebilirliği artırılmaktadır. Sistem ayrıca uzaktan erişim ve mobil uygulama desteğiyle sterilizasyon döngülerinin gerçek zamanlı izlenmesine imkân tanımaktadır. Su sızıntı testi, konteyner bakımında sızdırmazlık sorunlarını tespit etmek ve düzeltmek için oldukça faydalıdır; ancak rutin olarak uygulanması zaman alıcıdır ve sızdırmazlık problemi olan konteynerlerin yönetimi lojistik açıdan zorluklar yaratabilir [7]. Kritik bileşenlerin bakım gereksinimleri Tablo 1’de özetlenmiştir. Sterilizasyon konteynerlerinin kritik parçaları arasında sızdırmazlık contaları, filtre elemanları, kilit mekanizmaları/menteşeler, kapak kilit yayları, conta veya fitil yuvaları, plastik veya silikon bileşenler ve iç tepsiler yer almaktadır. Sızdırmazlık contaları, cihazın sterilizasyon sırasında sızdırmazlığını sağlamada kritik rol oynar; çatlaklar veya deformasyonlar sterilizasyon etkinliğini olumsuz etkileyebilir. Bu nedenle conta yüzeyi her döngü sonrası gözle kontrol edilmeli ve üretici önerilerine göre değiştirilmelidir.

Sistem, sterilizasyon döngülerine ilişkin verileri dijital ortamda saklayarak analiz ve izlenebilirlik imkânı sunmakta, operasyonel verimliliği artırmakta ve kalite kontrol süreçlerini daha etkin hâle getirmektedir. Kullanıcılar sterilizasyon döngülerini gerçek zamanlı izleyebilir, gerektiğinde müdahale edebilir ve geçmiş kayıtlara kolayca erişerek süreçleri uzun vadede iyileştirebilir.

Tablo 1: Konteyner sistemlerinin bakım gerektiren kritik parçalarının periyodik değişim ve kontrol gereksinimleri

Bileşen/ Parça Adı	Önerilen Periyodik Değişim/ Kontrol Sıklığı	Değişim/Bakım Gereksiniminin Gösteren Belirtiler	Açıklama
Sızdırmazlık Contası	Her döngü sonrası gözle kontrol, genellikle 6 ay-1 yıl değişim	Çatlak, yıpranma, aşırı esneme, sızdırmazlık kaybı	Sızdırmazlığı sağlar, kullanım yoğunluğuna göre daha kısa sürede deforme olabilir. Sorun varsa değiştirilmeli.
Filtre Elemanları	100-150 döngü sonrası veya 3-6 ayda kontrol	Partikül birikimi, hava/gaz geçişinde güçlük, deformasyon	Buhar veya sterilizasyon gazlarının geçişini sağlar. Tıkanma veya hasar sterilizasyonu etkiler.
Kilit Mekanizması / Menteşe	Yılda bir veya 100-150 döngüde inceleme	Zor açma-kapama, deformasyon, tam oturmama	Kapağın düzgün kapanmasını ve sızdırmazlığı sağlar. Hasar varsa bakım veya değişim yapılmalıdır.
Kapak Kilit Yayları	Yılda bir veya 100-150 döngü sonrası	Tam kapanmama, yay gerginliği azalması, kırılma	Kapakların sıkı kapanmasını sağlar. Metal yorgunluğu varsa değiştirilmeli.
Conta / Fitil Yuvası	Yılda bir veya contayla eş zamanlı kontrol	Pas, deformasyon, kayma/gevşeme	Contayı yerinde tutar ve sızdırmazlığı korur. Sorun varsa parça/yeni yuva değişmeli.
Plastik / Silikon Bileşenler (Ör. Kulplar vb.)	1-2 yılda bir kontrol	Çatlak, kopma, deformasyon, renk değişimi	Mekanik strese dayanır. Hasar varsa değiştirilmelidir.
İç Tepsi ve Aksesuarlar	6 ay - 1 yıl arası	Çizik, aşınma, pas, işlev kaybı	Alet düzenini sağlar. Hasar sterilizasyonu etkileyebilir, gerektiğinde değiştirilmeli.

4. Sonuçlar ve Öneriler

Gerçekleştirilen çalışma, modern sterilizasyon konteyneri tasarımlarının hem geleneksel sterilizasyon ihtiyaçlarına hem de çağdaş sağlık hizmeti ortamlarının gereksinimlerine yanıt verecek şekilde evrildiğini ortaya koymaktadır. Bu kapsamda geliştirilen konteynerler, sterilizasyon sürecinin etkinliğini, verimliliğini ve izlenebilirliğini artırmaya yönelik çok yönlü özellikler sunmaktadır. Geliştirilen sayaç modülü ile gerçekleştirilen düzenli izlemenin önemini daha da vurgulamakta olup sistem, manuel kontrollerle tespit edilemeyen küçük ölçekteki yapısal bozuklukları izleme sürecine dâhil edebilmektedir.

Geliştirilen sistemin bakım ve iyileştirme süreçlerine katkıları dikkat çekicidir. Sayaç modülü ve mobil entegrasyon sayesinde, periyodik bakımı yaklaşan contalar, filtreler ve benzeri konteyner bileşenleri hakkında kullanıcıya uyarılar iletilmekte; böylece gerekli müdahalelerin zamanında yapılması sağlanmaktadır. Bu veriler, büyük veri analitiği kapsamında işlenerek konteyner tasarımlarının geliştirilmesinde ve periyodik bakım gereksinimlerinin iyileştirilmesinde kullanılabilmektedir. Aynı şekilde, kullanıcıların mobil uygulama üzerinden firmaya gönderdikleri raporlar sayesinde bakım gerektiren parçalarla ilgili detaylı analizler gerçekleştirilebilmekte ve üretim süreçleri bu veriler ışığında sürekli olarak yenilenip geliştirilmektedir.

Bu bulgular, sterilizasyon konteynerlerine entegre dijital izlenebilirlik ve takip sistemlerinin hem hasta güvenliği hem de operasyonel etkinlik açısından kayda değer iyileşmeler sağladığını göstermektedir. Böylece, gelişmiş izleme ve bakım imkânlarının, sağlık hizmeti ortamlarında hijyen ve sterilizasyon kalitesini artırdığı, maliyetleri azaltarak kullanım ömrünü uzattığı sonucuna varılmaktadır.

Teşekkür

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde verdikleri destek için Aygün Cerrahi Aletler şirketine teşekkür ederiz. Araştırma sürecinde emeği geçen tüm araştırmacılara ve teknik ekibe içten şükranlarımızı sunarız. Bildirinin hazırlanması ve sunulması aşamalarında değerli rehberlikleriyle katkı sağlayan TOK Düzenleme Kurulu'na minnettarız. Ayrıca, bilimsel yaklaşımı ve kıymetli yönlendirmeleriyle çalışmamıza önemli katkılarda bulunan Prof. Dr. Naci Kurgan hocamıza en içten teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

- [1] D. PERÇİN, “Sterilizasyon Uygulamaları ve Hastane Enfeksiyonları”.
- [2] “Louis Pasteur | Biography, Inventions, Achievements, Germ Theory, & Facts | Britannica”, Erişim: 15 Ocak 2025.
- [3] “The History of Sterilisation Part 2”, STERIS IMS EMEA, Erişim: 15 Ocak 2025.
- [4] T. R. Frieden, “A Safer, Healthier U.S.: The Centers for Disease Control and Prevention, 2009–2016”, *Am. J. Prev. Med.*, c. 52, sy 3, ss. 263-275, 2017.
- [5] L. Joslyn, “Sterilization by heat”, *Disinfect. Steriliz. Preserv.*, ss. 495-526, 1991.
- [6] A. Arslanoğlu ve M. Urk, “Merkezi sterilizasyon ünitesinde çalışan güvenliği”, *Sağlık Akad. Derg.*, c. 2, sy 4, 2015.
- [7] H. Daoudi et al., “The utility of water leak test in evaluating the functionality of sterilization containers”, *Jour Med Resh Health Sci*, c. 6, sy 5, 2023.
- [8] AORN, *Guidelines for Perioperative Practice 2019*, 1st edition, 2019.
- [9] R. P. Evans et al., “Surgical site infection prevention and control: an emerging paradigm”, *Instr. Course Lect.*, c. 60, ss. 539-543, 2011.
- [10] “Medical Device Sterilization Methods and Information | Analog Devices”, Erişim: 15 Ocak 2025.
- [11] A. Hussain, M. Hamad, K. Hafeez, ve T. Zainab, “Programming a Microcontroller”, *Int. J. Comput. Appl.*, c. 155, sy 5, ss. 21-26, 2016.
- [12] E. Peña ve M. G. Legaspi, “Uart: A hardware communication protocol understanding universal asynchronous receiver/transmitter”, *Visit Analog*, c. 54, sy 4, ss. 1-5, 2020.
- [13] H. L. M. Lelieveld ve J. Holah, “Chapter 29 - Specific Requirements for Equipment for Aseptic Processing”, içinde *Handbook of Hygiene Control in the Food Industry (Second Edition)*, H. Lelieveld, J. Holah, ve D. Gabrić, Ed., içinde *Woodhead Publishing Series in Food Science, Technology and Nutrition.*, San Diego: Woodhead Publishing, 2016, ss. 389-394. doi: 10.1016/B978-0-08-100155-4.00029-7.

Otonom ve Bağlantılı Araçlar Arasındaki Kooperatif Etkileşim için V2X Temelli Mimari

V2X-Based Architecture for Cooperative Interaction Between Connected and Autonomous Vehicles

Ege Özdemir¹, Canberk Kurtulmuş¹, Tolga Bodrumlu¹, Musa Yazar¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik
İstanbul, Türkiye

ege.ozdemir@avl.com.tr, canberk.kurtulmus@avl.com.tr,
tolga.bodrumlu@avl.com.tr, musa.yazar@avl.com.tr

Özetçe

Bu çalışma, karışık trafik senaryolarında Bağlantılı Araçlar ile Bağlantılı ve Otonom Araçlar arasında etkileşimi ve iş birliğini desteklemek amacıyla tasarlanmış kapsamlı bir Araçtan-Her-Şeye (V2X) sistem mimarisi sunmaktadır. Baştan sona geliştirilen iletişim altyapısı; V2X modemlerini, İnsan-Makine Arayüzleri'ni (İMA) ve işlem birimlerini entegre eden modüler bir sistem tasarımı içerir. Geliştirilen sistemin hem simülasyon ortamlarında hem de gerçek dünya uygulamalarında test edilmesi ve doğrulanması planlanmaktadır. Araçlar; müzakere sonuçları, sinyal verme niyetleri (örneğin, dönüş sinyalleri), hız ve konum gibi kritik verileri birbirleriyle paylaşmaktadır. Bu veriler, V2X protokolleri aracılığıyla çift yönlü olarak iletilmekte ve otonom sürüş yazılımı tarafından işlenmektedir. Gerçek dünyadaki senaryolarda araçlar, kavşak geçişleri gibi kararları bu sinyaller aracılığıyla müzakere ederek güvenli ve koordine bir şekilde hareket etmektedir. Simülasyon ortamında ise, bir bağlı ve otonom araç (BOA) doğrudan bir bağlı aracı (BA) algılayamadığında, BA tarafından paylaşılan konum ve yön bilgilerine göre davranışını ayarlayarak güvenli manevralar gerçekleştirebilmektedir. Bu sistem, araçlar arasında sürekli karşılıklı farkındalık sağlayarak hem otonom hem de insan sürücülü ortamlarda alınan kararların güvenilirliğini önemli ölçüde artırmaktadır. Elde edilen sonuçlar, V2X iletişiminin dursal farkındalık, iş birliğine dayalı manevra planlama ve genel trafik güvenliği açısından kayda değer iyileştirmeler sağladığını ortaya koymaktadır. Bu yaklaşım, geleceğin akıllı ulaşım sistemlerinde sistem düzeyinde mimari tasarımın, doğrulamanın ve veriye dayalı karar verme süreçlerinin kritik önemini vurgulamaktadır.

Abstract

This study introduces a comprehensive V2X system architecture designed to enable interaction and support cooperative between Connected Vehicles (CV) and Connected and Autonomous Vehicles (CAV) in mixed traffic scenarios. A complete

communication infrastructure is developed from scratch, with a modular system design that integrates V2X modems, Human-Machine Interfaces (HMI), and processing units. The entire system will be tested and validated through both simulation environments and real-world deployments. The vehicles exchange critical data including negotiation results, turn signal intentions, speed, and position. These data are transmitted bidirectionally via V2X protocols, and processed by the AVL autonomous driving software. In the real-world scenario, vehicles negotiate intersection passage using these signals, enabling safe and coordinated behavior. In simulation scenarios, when a CAV fails to perceive a CV directly, it adjusts its behavior based on the shared turn and location information from the CV, enabling safe maneuvers. This system ensures continuous mutual awareness among vehicles, significantly enhancing the reliability of decisions made under both autonomous and human-driven conditions. The results demonstrate that V2X communication significantly enhances situational awareness, cooperative maneuver planning, and overall traffic safety in mixed vehicular environments. This approach underlines the importance of system-level design, validation, and data-driven decision-making in future intelligent transportation systems.

1. Giriş

Günümüzde kentleşme, nüfus artışı ve artan mobilite ihtiyacı, ulaşım sistemlerinde daha güvenli, verimli ve çevre dostu çözümlerin geliştirilmesini zorunlu kılmaktadır. Bu bağlamda, otonom ve bağlantılı araç teknolojileri önemli bir çözüm olarak öne çıkmaktadır. Otonom sürüş sistemleri; sürücü hatalarını azaltmak, trafik güvenliğini artırmak ve ulaşım altyapısının verimli kullanımını sağlamak amacıyla geliştirilmektedir. Bununla birlikte, araçların yalnızca kendi sensörleriyle değil, aynı zamanda çevresindeki diğer araçlar ve altyapı ile de etkileşime geçmesi, bu sistemlerin başarısı açısından kritik önem taşımaktadır.

Araçlar arası iletişim (V2V), araç-altyapı iletişimi (V2I) ve araç-yaya iletişimi (V2P) gibi alt başlıkları içeren araçtan-herşeye (V2X) teknolojileri, bu noktada devreye girmektedir. V2X, BA ile BOA arasında çift yönlü iletişim kurulmasını sağ-

layarak, özellikle karma trafik senaryolarında güvenli ve koordineli sürüş davranışlarını mümkün kılar.

Bu çalışma kapsamında, karışık trafik ortamlarında BA ve BOA araçların agresif ve iş birliğine dayalı davranış modelleri üzerinden müzakere ederek etkileşime geçmesini sağlayacak modüler bir V2X mimarisi geliştirilmiştir. Söz konusu sistemin doğrulaması ise hem simülasyon ortamlarında hem de gerçek dünya uygulamalarında gerçekleştirilecektir. Geliştirilmiş olan mimari kapsamında, V2X modemleri, İMA, veri işleme birimleri ve otonom sürüş yazılımları entegre edilecektir.

Çalışmanın devamında, öncelikle V2X tabanlı araçlar arası iletişime ilişkin literatür özetlenecek, ardından V-model esaslı otonom sürüş yazılım mimarisi tanıtılacaktır. Sonraki bölümlerde önerilen V2X haberleşme altyapısı ayrıntılı biçimde açıklanacak ve sistemin uygulama geliştirmeleri aktarılacaktır.

2. Literatür Özeti

V2X teknolojileri, araçların birbirleriyle (V2V), altyapıyla (V2I), yayalarla (V2P) ve ağlarla (V2N) iletişim kurmasını sağlayarak sürüş güvenliğini, trafik verimliliğini ve enerji kullanımını optimize etme potansiyeline sahiptir. Literatürde bu iletişim biçimlerinin farklı senaryolarda nasıl uygulandığı ve performansa etkileri birçok çalışmayla incelenmiştir.

Hartenstein ve Laberteaux [1], V2V iletişimi üzerine yaptığı kapsamlı çalışmada, Adanmış Kısa Mesafeli İletişim (DSRC) tabanlı V2X sistemlerinin kavşaklarda çarpışmaları önlemede etkili olduğunu göstermiştir. Karagiannis ve ark. [2], V2X iletişim standartlarını, iletişim zorluklarını ve protokol yapısını detaylandırarak sistemin mimari çerçevesini oluşturmuştur.

Segata ve Lo Cigno [3], V2X tabanlı çarpışma önleme sistemlerinin OMNeT++ ve Veins simülasyon platformlarıyla modellenmesini sağlayarak, yüksek hızlı trafik senaryolarında performans değerlendirmeleri yapmıştır. Chen ve ark. [4], kooperatif sürüşte V2X mesajlarının senkronizasyonu ve zamanlama duyarlılığını analiz ederek güvenli manevralar için kritik eşikler önermiştir.

Papadimitratos ve ark. [5], güvenliğe odaklanarak V2X sistemlerinde gizlilik, kimlik doğrulama ve saldırı önleme üzerine kapsamlı bir güvenlik çerçevesi sunmuştur. Bazzi ve ark. [6], LTE-V ve IEEE 802.11p teknolojilerini karşılaştırmalı olarak incelemiş ve V2X uygulamaları için hangi protokolün hangi senaryoda daha uygun olduğunu analiz etmiştir.

Huang ve ark. [7], kentsel senaryolarda V2X iletişiminin etkisini değerlendirmiş, özellikle sinyalizasyon kavşaklarda CAV ve CV arasındaki etkileşimlerin trafik akışı üzerindeki katkısını modellemiştir. Lu ve ark. [8], V2X destekli çevresel farkındalık ve şerit değiştirme sistemlerinin karar destek sistemlerine entegrasyonunu incelemiştir.

Ayrıca Abbas ve ark. [9], V2X sistemlerinin mobilite modelleriyle entegrasyonunu sağlayarak araçların rotalama kararlarını kolektif şekilde alabilmesine olanak tanıyan bir mimari önermiştir. Talebpour ve Mahmassani [10], CAV'lerin V2X desteğiyle sürüş davranışları üzerindeki etkisini incelemiş, güvenli takip mesafeleri ve trafik yoğunluğu analizleri yapmıştır.

Bu çalışmalar, V2X teknolojisinin sadece bir iletişim sistemi değil, aynı zamanda otonom sürüş sistemlerinin güvenli ve koordineli şekilde çalışmasını sağlayan temel bir yapı taşı

olduğunu ortaya koymaktadır. Literatürdeki bulgular, bu teknolojilerin gerçek zamanlı veri paylaşımı, iş birliğine dayalı karar verme ve çevresel farkındalık konularında önemli katkılar sunduğunu göstermektedir.

Bu literatür bulguları, V2X teknolojilerinin yalnızca iletişim altyapısı değil, aynı zamanda otonom karar alma süreçlerinin ayrılmaz bir parçası olduğunu ortaya koymaktadır. Bu doğrultuda, çalışmamızda hem bu teknolojilerin hem de otonom yazılım bileşenlerinin entegrasyonunu temel alan katmanlı bir yazılım mimarisi geliştirilmiştir.

Sonraki bölümde, açıklanabilir yapay zeka destekli ve V2X ile entegre çalışan V-model tabanlı otonom sürüş yazılım mimarimiz ayrıntılı biçimde sunulmaktadır.

3. V-Model Temelli Otonom ve V2X Entegrasyonlu Yazılım Mimarisi

Şekil 1'de açıklanabilir yapay zeka katmanı içeren, V-model temelli bir otonom sürüş yazılım mimarisi verilmiştir[11]. Beş ana katmandan oluşan bu yapı, her katmanda birer algılama ve eyleyici modül barındıracak şekilde, hiyerarşik düzene göre tasarlanmıştır. En alt seviyede konumlanan İnsan-Makine Arayüzü ve Gözlem Modülü, sistemin kullanıcı ile olan etkileşimini sağlamakla birlikte, sistemin en az hata ile çalışmasını da gözetmektedir. Katmanlar arasındaki bilgi akışı sıralı bir şekilde tanımlanmışken, İnsan-Makine Arayüzü ve Gözlem Modülü diğerlerinden farklı olarak tüm katmanlardaki modüllerle doğrudan iletişim kurmaktadır.

Otomotiv Mühendisleri Derneği'nin (SAE) SAE J3016 standardında belirttiği üç ana fonksiyon grubu esas alındığında, mimarideki katmanlar aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

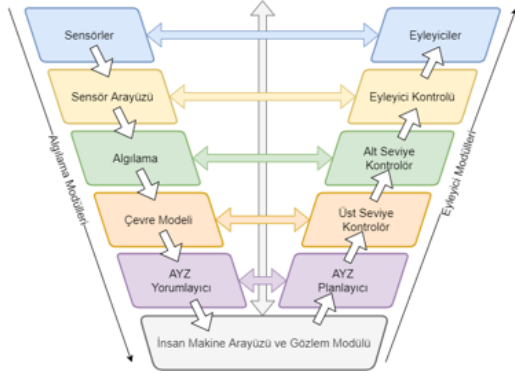
- **Operasyonel:** Sensörler – Eyleyiciler, Sensör Arayüzü – Eyleyici Kontrolü Katmanları
- **Taktiksel:** Algılama – Alt Seviye Kontrolör, Çevre Modeli – Üst Seviye Kontrolör Katmanları
- **Stratejik:** Açıklanabilir Yapay Zeka (AYZ) Yorumlayıcı – AYZ Planlayıcı Katmanı

Operasyonel katmanda yer alan modüller yüksek örneklemme hızına ihtiyaç duyarken, taktiksel ve stratejik katmanlarda bu hız daha düşük olabilir. Ayrıca işlem yükü açısından bakıldığında, operasyonel katman daha az kaynak tüketirken, stratejik katmanda işlem karmaşıklığı ve yükü artış göstermektedir.

Bu yazılım mimarisi, sadece otonom sürüş kararlarını üretmekle kalmayıp, aynı zamanda V2X sistemlerinden alınan bilgilerin karar süreçlerine entegre edilmesini de mümkün kılmaktadır. Özellikle stratejik katmanda yer alan Açıklanabilir Yapay Zeka Planlayıcı modülü, çevredeki diğer araçlardan gelen niyet, konum, hız gibi V2X verilerini değerlendirerek daha güvenli ve kooperatif kararlar alınmasını sağlar. Aynı şekilde taktiksel katmanda bulunan çevre modeli, V2X aracılığıyla gelen bilgileri araç üzerindeki sensör verileriyle birleştirerek zenginleştirilmiş bir çevresel farkındalık elde eder. Böylece, sadece doğrudan algılanabilen değil, haberleşme yoluyla tespit edilen diğer araçlara karşı da uygun tepki üretilebilmektedir.

Sonuç olarak, bu mimari yapı sayesinde hem otonom karar alma süreçlerinin açıklanabilirliği artmakta hem de bağlantılı ortamların sunduğu avantajlar sistem düzeyinde değerlendirilebilmektedir. Bu entegrasyon, özellikle karma trafik koşullarında

sürüş güvenliğini artırmakta ve BOA ile BA arasında etkin biçimde kooperatif şekilde çalışabilmesini mümkün kılmaktadır.



Şekil 1: Otonom Sürüş Yazılım Mimarisi .

3.1. V2X Haberleşme Mimarisi

Şekil 2’de gösterilen V2X iletişim mimarisi, BOA ile BA arasında gerçekleşen veri alışverişinin yapısını ve sistem bileşenleri arasındaki etkileşimi açıklamaktadır. Bu yapı, ROS tabanlı otonom sürüş sistemi ile haberleşme donanımlarının ve kontrol arayüzlerinin iki yönlü veri akışıyla nasıl entegre çalıştığını detaylı şekilde göstermektedir.

3.1.1. BOA Tarafı (Sol Panel)

BOA, otonom sürüş kararlarını gerçekleştirmek üzere geliştirilen AVL Otonom Sürüş Yazılımı ile donatılmıştır ve bu yazılım ROS altyapısı üzerinde çalışmaktadır. Çevredeki araçlardan gelen verileri değerlendirmek üzere V2X Modem 1 üzerinden alınan sinyaller, pozisyon (GPS), hız (odometri) ve sürücü niyeti (örneğin: dönüş sinyali) gibi bilgilerle birlikte Ethernet (TCP/IP) aracılığıyla ROS ortamına aktarılmaktadır.

Modem ile ROS arasında çalışan özel bir arayüz yazılımı, gelen V2X mesajlarını ROS konularına dönüştürmekte ve otonom sürüş yazılımına entegre etmektedir. Fiziksel bağlantı, Kvaser CAN/USB adaptörü aracılığıyla sağlanmakta; araçlar arası müzakere sonuçlarının iletiminde ise CAN protokolü kullanılmaktadır.

3.1.2. BA Tarafı (Sağ Panel)

BA aracında, OBD-II portu üzerinden alınan hız verisi ELM327 cihazı ile okunarak Raspberry Pi’ye aktarılır. Pozisyon verisi ise MCP2515 CAN+GPS modülü ile sağlanır. Raspberry Pi üzerinde çalışan uygulama, bu verileri işler ve sürücüye bilgi sunmak amacıyla localhost:3000 adresinde çalışan İnsan-Makine Arayüzü (İMA) ekranına iletir.

İMA ekranı üzerinden sürücünün sağ/sol dönüş sinyali terahileri alınır ve bu bilgiler müzakere sonucu ile birlikte V2X mesajı olarak hazırlanır. Hazırlanan mesaj, TCP/IP üzerinden V2X Modem 2’ye iletilerek, CAN arayüzü üzerinden yayınlanır.

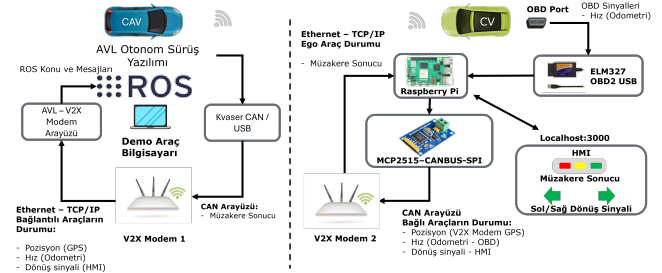
3.1.3. Müzakere Süreci

BA tarafından paylaşılan sürücü niyeti (örneğin: dönüş sinyali) BOA’ya iletilir. BOA tarafındaki otonom yazılım bu veriyi stratejik ve taktiksel katmanlarında değerlendirir. Eğer BOA, BA’ya geçiş önceliği vermeye karar verirse, bu karar V2X mesajı yoluyla BA’ya iletilir.

BA tarafında bu müzakere sonucu, İMA ekranında yeşil (devam), sarı (dikkatli devam) veya kırmızı (dur) sinyalleriyle sürücüye görsel olarak bildirilir. Böylece, iki araç arasında güvenli ve koordine edilmiş bir geçiş sağlanmış olur.

3.1.4. Sistem Arayüzleri ve Etkileşim

BA tarafındaki İMA, müzakere sonucunu ve sürücü girişlerini sürücüye sunarken; BOA tarafı, bu bilgileri otonom sürüş karar mekanizmasına entegre ederek daha zengin bir çevresel farkındalık ve kooperatif sürüş stratejisi oluşturmaktadır.



Şekil 2: V2X Mimarisi .

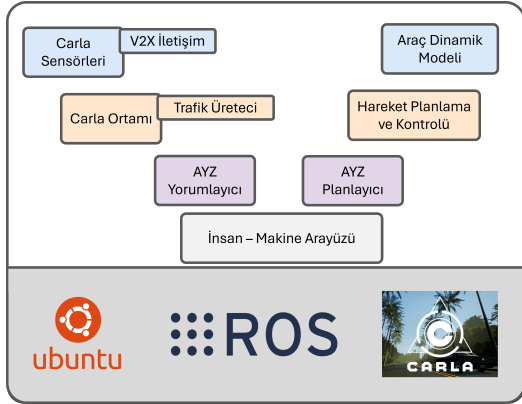
3.1.5. Simülasyon Ortamında V2X Entegrasyonlu Otonom Sürüş Mimarisi

Şekil 3’de gösterilen simülasyon tabanlı mimari; otonom sürüş karar sistemleri ile V2X haberleşme altyapısının nasıl bütünlük biçimde çalıştığını ortaya koyar. Aşağıda bu mimarinin temel bileşenleri ve işlevleri sıralanmıştır:

- **Carla Sensörleri:** Simülasyon ortamında aracın etrafındaki nesneleri algılayan sanal sensör verilerini sağlar.
- **V2X İletişim Katmanı:** Simülasyon ortamında diğer araçlardan gelen V2X verilerini (pozisyon, hız, dönüş sinyali vb.) Carla sensör verileriyle birleştirerek aracın durumsal farkındalığını artırır.
- **Araç Dinamik Modeli:** Aracın fiziksel hareketlerini temsil eder. Algılama ve planlama modüllerinden gelen komutlara göre aracı yönlendirir.
- **Carla Ortamı:** Simülasyonun gerçekleştirildiği sanal ortamı ifade eder. Araçların hareket ettiği, yol altyapısının ve trafik unsurlarının bulunduğu ortamdır.
- **Trafik Üretici:** Farklı senaryoları test etmek amacıyla BOA, BA ve bağlantısız araçları ortamda dinamik olarak üretir ve trafiğe dahil eder.
- **AYZ Yorumlayıcı:** Algılama ve V2X verilerini kullanarak aracın çevresel durumunu anlamlandırır. Trafik işaretleri, diğer araçlar ve çevresel unsurlar hakkında semantik bilgi üretir.

- **AYZ Planlayıcı:** Yorumlayıcıdan gelen bilgiye göre stratejik kararlar üretir. Örneğin kavşakta BA'ya öncelik verme, şerit değiştirme ya da hız uyarılma gibi kararları burada alır.
- **Hareket Planlama ve Kontrol:** AYZ planlayıcının belirlediği stratejik kararları izlenecek yola ve hız profiline dönüştürür. Elde edilen sonuç, araç kontrol modülüne iletilir.
- **İnsan-Makine Arayüzü:** Simülasyon senaryolarında insan sürücüyle etkileşimi temsil eder. Sürücüye sinyal, bilgi ve uyarılar sunar.

Bu mimari; Carla simülasyon ortamı, ROS tabanlı haberleşme altyapısı ve Ubuntu işletim sistemi üzerinde çalışan gerçek zamanlı modüllerle entegre şekilde çalışmaktadır. Gerçek sistemlerdeki sensör verileri yerine simüle edilmiş veriler kullanılsa da, mimarinin V2X bileşenleri fiziksel donanımlarla birbir uyumlu olarak geliştirilmiştir.



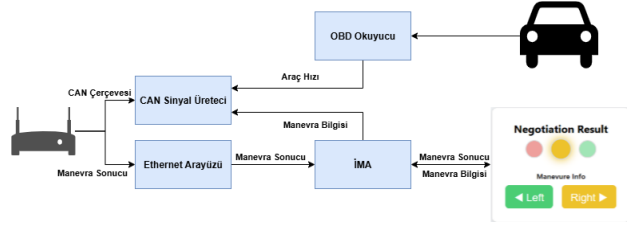
Şekil 3: Simülasyon Ortamında V2X Destekli Otonom Araç Mimarisi .

4. Yapılan Geliştirmeler

Bu bölümde, önerilen mimarinin fiziksel prototip üzerinde gerçekleştirilmesine yönelik yapılan yazılım ve donanım geliştirmeleri açıklanmaktadır. Şekil 4 'de gösterilen sistem mimarisi, bir Raspberry Pi platformu üzerinde çalışacak şekilde tasarlanmıştır.

Araçtan veri almak amacıyla OBD Reader modülü kullanılmış ve bu modül, OBD-II arayüzü üzerinden aracın hız, gaz pedalı pozisyonu gibi temel sürüş verilerini elde etmiştir. Bunun yanı sıra, İMA üzerinden sürücü tarafından verilen sinyal (örneğin: dönüş niyeti) bilgileri alınmaktadır.

Toplanan bu veriler, sistemde yer alan CAN Builder bileşeni aracılığıyla uygun CAN çerçevelerine (CAN frames) dönüştürülerek, aracın CAN hattı üzerinden V2X modeme iletilmektedir. V2X modem ise çevredeki diğer araçlardan alınan manevra bilgilerini Ethernet arayüzü aracılığıyla sisteme geri iletmekte ve bu bilgiler, İMA üzerinden sürücüye görsel olarak sunulmaktadır.



Şekil 4: Sistem diyagramı

4.1. Web Tabanlı Arayüz

İnsan-Makine Arayüzü (İMA), bir kullanıcının sistem veya makine ile etkileşim kurmasını sağlayan görsel ve işlevsel bir bileşendir. Otomotiv, endüstriyel otomasyon ve robotik sistemlerde yaygın olarak kullanılan İMA'lar; kullanıcıya sistem durumu, uyarılar ve kontrol seçeneklerini sunarak daha güvenli ve sezgisel bir etkileşim imkânı sağlar. Geliştirilen web tabanlı İMA, operatöre araç durumu, hız bilgisi, gönderilen komutlar ve kamera görüntüsü gibi kritik verileri gerçek zamanlı olarak sunarak etkili bir geri bildirim mekanizması oluşturmaktadır.

İMA üzerinden kullanıcı, manevra bilgisini doğrudan iletebilmektedir. Web arayüzünde yer alan butonlar anahtar mantığıyla çalışmakta olup, basıldığında aktif durumda kalmaktadır. Buton aktif olduğu sürece, sistem bu manevra bilgisini CAN modülüne göndermeye devam etmektedir. Ayrıca, müzakere sürecinin sonucu İMA üzerinde görsel olarak yansıtılmaktadır. Geliştirmiş olduğumuz bu arayüz Şekil 5'de görülmektedir.

Ethernet arayüzü üzerinden gelen bu bilgi, İMA'da tanımlı üç renk kullanılarak görselleştirilmektedir. Bu renklerin anlamları Tablo 1'de özetlenmiştir.

Tablo 1: İMA'daki müzakere renklerinin anlamları

Renk	Açıklama
Kırmızı	Dur: Geçiş önceliği karşı araca verilmiştir.
Turuncu	Dikkatli Devam: Karşılıklı geçiş müzakeresi devam etmektedir.
Yeşil	Devam: Geçiş önceliği bu araca verilmiştir.

4.2. ELM ile Veri Toplanması

OBD-II (On-Board Diagnostics II), motorlu taşıtlarda yerleşik olarak bulunan bir teşhis sistemidir. 1996 yılından itibaren ABD'de tüm benzinli araçlarda zorunlu hâle gelen bu sistem, aracın elektronik kontrol ünitesine (ECU) bağlı çeşitli sensörlerden veri toplayarak emisyon, motor performansı ve diğer önemli sistemlerin durumunu izler [12]. OBD-II sayesinde arıza kodları (DTC – Diagnostic Trouble Code) elde edilerek, araçtaki sorunlar hızlı bir şekilde tespit edilebilir. Standartlaştırılmış 16 pinli bir bağlantı noktası üzerinden araç ile iletişim kurulabilir ve bu sayede farklı marka ve model araçlarda aynı arayüz ile veri alınabilir. OBD-II, hem araç bakımında hem de çevre koruma açısından önemli bir teşhis ve takip sistemidir.



Şekil 5: İnsan-Makine Arayüzüne (İMA) ait ekran görüntüsü.

Yaptığımız uygulamada araçtan alınacak bilgiler aracın hızı ve gaz pedalı pozisyonudur. OBD-II protokolünde bu bilgiler, belirli tanımlayıcı numaralar (PID – Parameter ID) ile temsil edilir. Araç hızı bilgisi için PID 0D, gaz pedalı pozisyonu için PID 11 kullanılmaktadır. OBD protokolü, istek-cevap mantığı ile çalışır; önce standart bir komut gönderilir, ardından araç bu komutla ilişkili cevabı üretir. Bu işlemlerden önce sistemin ilklendirilmesi (initialization) gerekmektedir. İlklendirme için kullanılan temel OBD-II komutları Tablo 2’de verilmiştir.

Tablo 2: Veri almak için gerekli OBD-II ilklendirme komutları

Komut	Açıklama
ATZ	Cihazı sıfırlar (reset)
ATE0	Echo’yu kapatır (geri yansıtmayı önler)
ATL0	Satır sonu karakterlerini kapatır
ATS0	Boşluk karakterlerini kapatır
ATSP0	Otomatik protokol seçimi

İlklendirme işleminden sonra, araçtan bilgi alınabilir. Hız ve gaz pedalı konumu gibi veriler için kullanılan PID komutları Tablo 3’de özetlenmiştir.

Tablo 3: OBD-II PID Komutları: Hız ve gaz pedalı

Komut	PID	Açıklama
010D	0D	Araç hızını sorgular
0111	11	Gaz pedalı konumunu sorgular

Her veri için OBD-II standardında tanımlı bir yanıt formatı bulunmaktadır. Bu formatlara göre alınan verilerin yorumlanması aşağıda açıklanmıştır:

• **Araç Hızı:**

- Yanıt formatı: 41 0D XX
- XX= hız (km/s cinsinden, hexadecimal)
- Örnek: 41 0D 28 → 0x28= 40 → **Hız= 40 km/s**

• **Gaz Pedalı Konumu:**

- Yanıt formatı: 41 11 XX
- XX= konum değeri (hexadecimal)

- Hesaplama formülü: $\text{Throttle} = \frac{XX \times 100}{255} \%$
- Örnek: 41 11 80 → 0x80= 128 → $\frac{128 \times 100}{255} \approx 50.2\%$

4.3. Verilerin CAN Frame’ine Dönüştürülmesi

Controller Area Network (CAN), 1980’lerin ortalarında geliştirilen, gömülü sistemler arasında güvenilir ve gerçek zamanlı veri iletimi sağlayan bir haberleşme protokolüdür [13]. Otomotiv endüstrisinde yaygın olarak kullanılan bu protokol, araç içerisindeki Elektronik Kontrol Üniteleri’nin (ECU) birbiriyle haberleşmesine olanak tanır. Modern araçlarda CAN ağı üzerinden motor verileri, fren sistemi bilgileri, direksiyon açıları gibi kritik bilgiler gerçek zamanlı olarak aktarılabilmektedir.

Geliştirdiğimiz sistemde CAN protokolü, araçtan alınan hız ve gaz pedalı bilgilerini V2X modeme iletmek amacıyla kullanılmaktadır. Raspberry Pi cihazı üzerinde CAN sinyali üretmek için bir CAN modülüne ihtiyaç duyulmuştur. Bu amaçla RS485-CAN hattı kullanılmış, MCP2515 transceiver modülü ile donatılmış bir yapı tercih edilmiştir. Böylece RS485 fiziksel katmanı üzerinden CAN haberleşmesi sağlanmıştır. Veri toplama sürecinde araçtan alınan hız bilgisi OBD-II protokolü aracılığıyla, sinyal bilgisi ise İMA (İnsan-Makine Arayüzü) yardımıyla kullanıcıdan alınmaktadır. Bu veriler, sistemde yer alan CAN Bus’ler bileşeni tarafından işlenerek standart CAN çerçevelerine (CAN frame) dönüştürülmektedir. Tanımladığımız CAN çerçeveleri aşağıda verilmiştir:

• **Hız Bilgisi:**

- Identifier (ID): 0x02
- Data Length Code (DLC): 1
- Veri: 1 byte (km/s cinsinden, hexadecimal)

Şekil 6’te hız bilgisinin CAN çerçevesi gösterilmektedir. Sinyal bilgisine ait CAN çerçevesi ise Şekil 7’de gösterilmiştir.

Message	Channel	Id	Flags	Dat...	DLC	Data
	CAN	00000002		1	1	00
	CAN	00000002		1	1	00
	CAN	00000002		1	1	03
	CAN	00000002		1	1	07
	CAN	00000002		1	1	0B
	CAN	00000002		1	1	0E
	CAN	00000002		1	1	12
	CAN	00000002		1	1	16
	CAN	00000002		1	1	1A

Şekil 6: Araç Hızı Bilgisine Ait CAN Çerçevesi

• **Sinyal Bilgisi:**

- Identifier (ID): 0x01
- Data Length Code (DLC): 1
- Veri: 1 byte (hexadecimal)

Üretilen bu CAN çerçeveleri, Raspberry Pi üzerindeki CAN arayüzü (örneğin ‘can0’) üzerinden belirli aralıklarla yayınlanmaktadır. Bu yayınlama işlemi, Linux sistemlerde kullanılan ‘socketcan’ altyapısı üzerinden Python dili ile gerçekleştirilmiştir. Sistemin düşük gecikme ve yüksek güvenilirlik gereksinimlerine yanıt verebilmesi amacıyla, CAN protokolünün sunduğu

Message	Channel	Id	Flags	Dat...	DLC	Data
	CAN	00000001		1	1	00
	CAN	00000001		1	1	00
	CAN	00000001		1	1	00
	CAN	00000001		1	1	00
	CAN	00000001		1	1	01
	CAN	00000001		1	1	01
	CAN	00000001		1	1	01

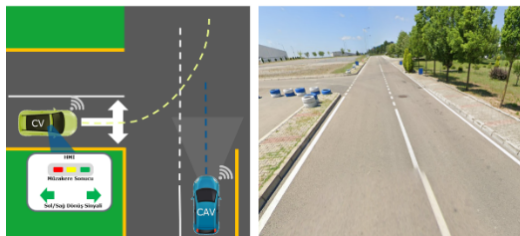
Şekil 7: Sinyal Bilgisine Ait CAN Çerçevesi

hata denetimi ve önceliklendirme mekanizmalarından da yararlanılmıştır. Bu yapı sayesinde araçtan alınan gerçek zamanlı veriler, CAN protokolü üzerinden V2X modeme güvenli şekilde aktarılmakta ve kooperatif sürüş için gerekli iletişim altyapısı sağlanmaktadır.

5. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışma kapsamında, otonom araçlar için simülasyon tabanlı bir V2X iletişim altyapısı tasarlanmış ve sistemin performansı hem mimari düzeyde hem de uygulama bazında değerlendirilmiştir. Tasarlanan mimari, araçların çevresel farkındalığını artırarak sürüş güvenliğini iyileştirmekte ve karma trafik ortamlarında kooperatif hareket kabiliyetini desteklemektedir. Simülasyon sonuçları, sistemin farklı trafik senaryolarında istikrarlı şekilde çalıştığını ve haberleşme tabanlı karar verme süreçlerine katkı sunduğunu ortaya koymuştur.

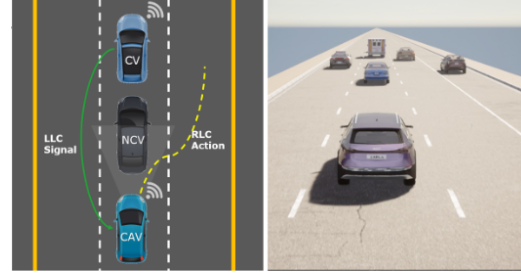
Gelecek çalışmalar kapsamında, geliştirilen sistemin hem fiziksel hem de sanal ortamlarda kapsamlı testleri planlanmaktadır. Gerçek test ortamı (Şekil 8) kapsamında, fiziksel araçlar, sensör donanımları ve haberleşme modülleri bir araya getirilerek sistemin saha koşullarında güvenli çalışıp çalışmadığı gözlemlenecektir. Simülasyon tabanlı test ortamı (Şekil 9) ise, farklı trafik yoğunlukları ve manevra senaryolarının tekrar edilebilir koşullarda değerlendirilmesini sağlayacaktır. Her iki test ortamında da sistemin doğruluk, gecikme süresi, güvenilirlik ve kooperatif manevra başarımı gibi metrikler üzerinden ölçülmesi ve değerlendirilmesi hedeflenmektedir. Bu sayede, önerilen V2X destekli mimarinin gerçek uygulamalara uygunluğu analiz edilecek ve gerek duyulması hâlinde sistem bileşenlerinde iyileştirmelere gidilecektir.



Şekil 8: Gerçek Test Ortamı

6. Kaynakça

[1] Hartenstein, H., Laberteaux, K. P. (2008). A tutorial survey on vehicular ad hoc networks. *IEEE Communications Magazine*.



Şekil 9: Simülasyon Test Ortamı

Magazine.

- [2] Karagiannis, G., et al. (2011). Vehicular networking: A survey and tutorial on requirements, architectures, challenges, standards and solutions. *IEEE Communications Surveys Tutorials*.
- [3] Segata, M., Joerer, S., Bloessl, B., Sommer, C., Gerla, M., Lo Cigno, R., Dressler, F. (2015). Platooning maneuvers in vehicular networks: a distributed and consensus-based approach. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 64(12), 5411–5423.
- [4] Chen, X., Li, L., Li, K., Wang, J. (2017). Cooperative adaptive cruise control with V2V/V2I communication. *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, 72, 233–248.
- [5] Papadimitratos, P., La Fortelle, A., Evenssen, K., Brignolo, R., Cosenza, M. (2009). Vehicular communication systems: Enabling technologies, applications, and future outlook on intelligent transportation. *IEEE Communications Magazine*, 47(11), 84–95.
- [6] Bazzi, A., et al. (2017). Study of LTE-V2V and IEEE 802.11p for vehicle-to-vehicle communications. *IEEE Access*.
- [7] Huang, J., Shirazi, M. S., Ma, Y., Abdel-Aty, M. (2020). Analysis of connected vehicle technologies at signalized intersections using a traffic simulation and empirical data. *Transportation Research Part C: Emerging Technologies*, 111, 556–57.
- [8] Lu, N., Cheng, N., Zhang, N., Shen, X., Mark, J. W. (2014). Connected vehicles: Solutions and challenges. *IEEE Internet of Things Journal*, 1(4), 289–299.
- [9] Abbas, T., Kihl, M., Kuusniemi, H. (2019). Mobility-aware V2X communication framework for vehicle platooning. *Vehicular Communications*, 17, 1–9.
- [10] Talebpour, A., Mahmassani, H. S. (2016). Influence of connected and autonomous vehicles on traffic flow stability and throughput. *Transportation Research Part C*.
- [11] M.N Yazar, B. Ağın, P. Öksüz, C. Ünal, C.E Özdemir, M.B ve U Kaya, 'Açıklanabilir Yapay Zeka Katmanlı V-Model Otonom Sürüş Yazılım Mimarisi,'(TOK), İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2023.
- [12] ISO 15031-5. (2007). Road vehicles—Communication between vehicle and external equipment for emissions-related diagnostics—Part 5: Emissions-related diagnostic services. International Organization for Standardization.

- [13] Robert Bosch GmbH. (1991). CAN Specification Version 2.0. Stuttgart: Bosch.

AYZ-Yorumlayıcı: Otonom Araçlarda Şeffaf ve Açıklanabilir Karar Alma Süreçleri için Oluşturulan Yapı

XAI-Interpreter: A Dual-Attention Framework for Transparent and Explainable Decision-Making in Autonomous Vehicles

Candaş Ünal¹, Pelin Öksüz¹, Tolga Bodrumlu¹, Musa Yazar¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik
İstanbul, Türkiye

candas.unal@avl.com.tr, pelin.oksuz@avl.com.tr

tolga.bodrumlu@avl.com.tr, musa.yazar@avl.com.tr

Özetçe

Otonom araçların güvenilirliğini artırmak ve kullanıcı güvenliğini sağlamak için eylemlerini açıklayabilmeleri gerekir. Bu çalışma, bu tür sistemlerde karar verme sürecinin şeffaflığını ve açıklanabilirliğini artırmaya odaklanmaktadır. Bu amaçla, sürüş kararlarında en etkili faktörleri tanımlayan ve vurgulayan Açıklanabilir Yapay Zekâ (AYZ)-Yorumlayıcı adlı bir modül geliştirilmiştir. Modül, birbirini tamamlayan iki yöntemi birleştirmektedir: Öğrenilmiş Dikkat Ağırlıkları (ÖDA) ve Nesne Düzeyinde Dikkat (NDD). ÖDA yönteminde, CARLA simülasyon ortamında ego aracın ön ve arka kameralarından elde edilen görüntüler, nesne tespiti için Faster R-CNN modeli ile işlenmektedir. Daha sonra, modelin kararlarını etkileyen görüntü bölgelerini ve nesneleri görselleştirmek için GRAD-CAM uygulanarak dikkat haritaları (heatmap) oluşturulmaktadır. NDD yöntemi ise, çevredeki dinamik nesneleri—örneğin diğer araçlar—ego araca göre boyut, hız, konum ve yönelim gibi özelliklerine göre analiz eder. Her nesne, aracın davranışı üzerindeki etkisini gösteren 0 ile 1 arasında normalize edilmiş bir dikkat skoru alır. Bu skorlar, planlama, kontrol ve güvenlik gibi alt modüllerde kullanılabilir. Modül şu anda simülasyon ortamında test edilmektedir. Gelecekteki çalışmalar, sistemin gerçek araçlar üzerinde uygulanmasını içerecektir. Araçların çevresindeki en kritik unsurlara odaklanmasına yardımcı olan AYZ-Yorumlayıcı, daha şeffaf ve açıklanabilir otonom sürüş sistemlerini desteklemektedir.

Abstract

Autonomous vehicles need to explain their actions to improve reliability and build user trust. This study focuses on enhancing the transparency and explainability of the decision-making process in such systems. A module named XAI-Interpreter is developed to identify and highlight the most influential factors in driving decisions. The module combines two complementary methods: Learned Attention Weights (LAW)

and Object-Level Attention (OLA). In the LAW method, images captured from the ego vehicle's front and rear cameras in the CARLA simulation environment are processed using the Faster R-CNN model for object detection. GRAD-CAM is then applied to generate visual attention heatmaps, showing which regions and objects in the images affect the model's decisions. The OLA method analyzes nearby dynamic objects—such as other vehicles—based on their size, speed, position, and orientation relative to the ego vehicle. Each object receives a normalized attention score between 0 and 1, indicating its influence on the vehicle's behavior. These scores can be used in downstream modules such as planning, control, and safety. The module is currently tested in simulation. Future work will involve deploying the system on real vehicles. By helping the vehicle focus on the most critical elements in its surroundings, the XAI-Interpreter supports more transparent and explainable autonomous driving systems.

1. Giriş

Otonom araçlar, modern ulaşım sistemlerinin güvenlik, verimlilik ve kullanıcı deneyimi açısından yeniden şekillenmesinde önemli rol oynamaktadır. Ancak bu sistemlerin benimsenebilmesi için yalnızca doğru kararlar almaları yeterli değildir; aynı zamanda bu kararları kullanıcıya açıklayabilir şekilde sunmaları da gerekmektedir. Karar süreçlerinin şeffaf ve anlaşılır olması, hem güven inşa etmekte hem de sistem davranışlarının denetlenebilirliğini sağlamakta kritik bir rol oynamaktadır.

Bu noktada, AYZ yöntemleri, otonom sürüş sistemlerinin içsel işleyişini görünür kılarak kullanıcı güvenliğini artırmaya yönelik çözümler sunmaktadır. Görsel dikkat haritaları, nesne tabanlı önem derecelendirme teknikleri ve dikkat ağırlıklarının yorumlanması gibi yaklaşımlar, sistemin hangi girdilerden nasıl karar verdiğini ortaya koymak için sıkça kullanılmaktadır.

Literatürde, otonom sürüş sistemlerinin açıklanabilirliğini artırmak üzere pek çok yöntem önerilmiştir. Özellikle piksel tabanlı detaylı gösterimler yerine daha kompakt nesne seviyeli temsillerin kullanıldığı çalışmalar ön plana çıkmaktadır. Örneğin, Renz ve arkadaşları tarafından sunulan PlanT modeli, CARLA simülasyon ortamında piksel tabanlı yaklaşımlara kı-

yasla çok daha hızlı ve etkili karar çıkarımları gerçekleştirmiş- tir [1]. Chen ve Krähenbühl, farklı araçlardan öğrenilen bilgileri birleştirerek sürüş performansını optimize eden "Learning from All Vehicles" yöntemini önermiştir [2]. Nazat ve arkadaşları, kuş bakışı görünüm (BEV) ile doğal dil açıklamalarını birleş- tirerek açıklanabilirliği artıran Multimodal-XAD modelini sun- muşlardır [3].

Buna ek olarak, Selvarajan ve arkadaşlarının XAI-ADS framework'ü zaman serisi veriler üzerinden açıklanabilir ano- mali tespiti gerçekleştiren [4], Yuan ve ekibi ise RAG-Driver isimli model ile büyük dil modelleri aracılığıyla sürüş eylem- lerini doğal dille açıklayarak kararların daha anlaşılır hale geti- rilmesini sağlamıştır [5]. Gao ve arkadaşlarının VectorNet mo- deli, nesne seviyeli gösterimlerle grafik tabanlı sürüş tahminleri sunarak açıklanabilirliği artırmış [6], Kolekar ve diğerleri ise sahne segmentasyonu sonrası Grad-CAM ile görsel açıklama- lar üretmiştir [7]. Kim ve Canny'nin çalışmaları da sürüş ka- rarlarının metinsel olarak açıklanması ve dikkat mekanizma- larının görselleştirilmesi yönünde katkı sunmuştur [8, 9]. Ayrıca Kuznietsov ve arkadaşlarının sistematik SafeX çerçevesi, mev- cut AYZ yaklaşımlarının sınıflandırılmasına katkıda bulunmuş- tur [10].

Bu çalışmada, yukarıda belirtilen yaklaşımları temel alan ve açıklanabilirliği sistemin temel bir parçası haline getiren AYZ- Yorumlayıcı adlı bir modül sunulmaktadır. Bu modül, otonom araçların karar verme süreçlerinde etkili olan faktörleri tanımla- mak ve görselleştirmek için birbirini tamamlayan iki yöntem kullanmaktadır: ÖDA ve NDD. ÖDA yönteminde, Faster R- CNN ile tespit edilen nesneler üzerinden Grad-CAM uygula- narak dikkat haritaları oluşturulmakta ve görüntünün hangi böl- gelerinin kararlar üzerinde etkili olduğu belirlenmektedir. NDD yöntemi ise çevrede bulunan dinamik nesneleri; hız, konum ve yönelim gibi özelliklerine göre değerlendirerek her biri için nor- malize edilmiş bir dikkat skoru hesaplamakta ve bu skorları planlama, kontrol ve güvenlik alt sistemlerine bilgi sağlamak üzere kullanmaktadır.

Makalenin devamında, geliştirilen açıklanabilirlik te- mellili V-model mimarisi detaylandırılacak; ardından AYZ- Yorumlayıcı'nın uygulama yapısı ve elde edilen sonuçlar pay- laşılacaktır.

2. V-Model Otonom Sürüş Yazılım Mimarisi

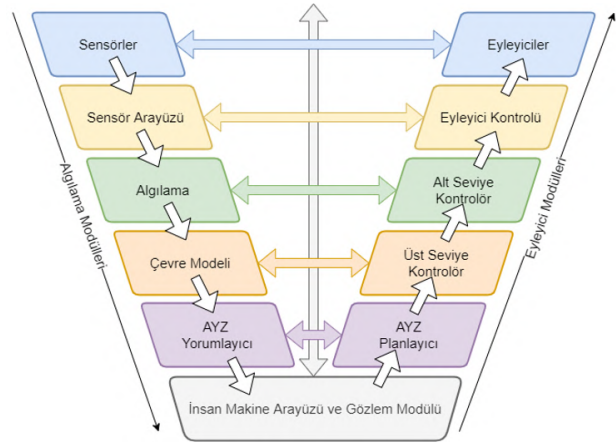
Şekil 1'de açıklanabilir yapay zeka katmanı içeren, V-model te- mellili bir otonom sürüş yazılım mimarisi sunulmuştur[11]. Beş ana katmandan oluşan bu yapı, her katmanda birer algılama ve eyleyici modül barındıracak şekilde, hiyerarşik düzene göre ta- sarlanmıştır. En alt seviyede konumlanan İnsan-Makine Ara- yüzü ve Gözlem Modülü, sistemin kullanıcı ile olan etkileşi- mini sağlamakla birlikte, sistemin en az hata ile çalışmasını da gözetmektedir. Katmanlar arasındaki bilgi akışı sıralı bir şekilde tanımlanmışken, İnsan-Makine Arayüzü ve Gözlem Modülü di- ğerlerinden farklı olarak tüm katmanlardaki modüllerle doğru- dan iletişim kurmaktadır.

Otomotiv Mühendisleri Derneği'nin (SAE) SAE J3016 standardında belirttiği üç ana fonksiyon grubu esas alındığında, mimarideki katmanlar aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

- **Operasyonel:** Sensörler – Eyleyiciler, Sensör Arayüzü – Eyleyici Kontrolü Katmanları
- **Taktiksel:** Algılama – Alt Seviye Kontrolör, Çevre Mo- deli – Üst Seviye Kontrolör Katmanları
- **Stratejik:** Açıklanabilir Yapay Zeka (AYZ) Yorumlayıcı – AYZ Planlayıcı Katmanı

Operasyonel katmanda yer alan modüller yüksek örnekle- me hızına ihtiyaç duyarken, taktiksel ve stratejik katmanlarda bu hız daha düşük olabilir. Ayrıca işlem yükü açısından bakıldı- ğında, operasyonel katman daha az kaynak tüketirken, stratejik katmanda işlem karmaşıklığı ve yükü artış göstermektedir.

Sonuç olarak, bu mimari yapı sayesinde hem otonom karar alma süreçlerinin açıklanabilirliği artmakta hem de bağlantılı ortamların sunduğu avantajlar sistem düzeyinde değerlendirile- bilmektedir. Bu entegrasyon, özellikle karma trafik koşullarında sürüş güvenliğini artırmakta ve bağlı ve otonom araç (BOA) ile bağlı araç (BA) arasında etkin biçimde kooperatif şekilde çalış- ılabilesini mümkün kılmaktadır.



Şekil 1: Otonom Sürüş Yazılım Mimarisi .

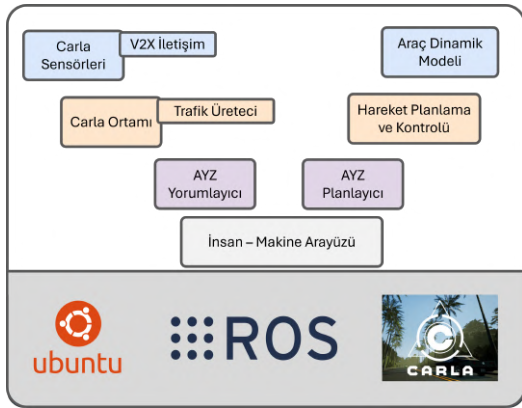
2.1. Simülasyon Ortamında Otonom Sürüş Mimarisi

Şekil 2'de gösterilen şema, geliştirilen yazılım mimarisinin büt- ünleşik biçimde nasıl entegre ettiğini ortaya koymaktadır. Si- mülasyon tabanlı bu yapı, BOA ve BA araçları arasındaki ko- operatif etkileşimlerin hem sanal ortamda hem de fiziksel donanımla paralel biçimde modellenmesini sağlamaktadır. Aşağıda bu mimarinin temel bileşenleri ve işlevleri sıralanmıştır:

- **Carla Sensörleri:** Simülasyon ortamında aracın etrafın- daki nesneleri algılayan sanal sensör verilerini sağlar.
- **V2X İletişim Katmanı:** Simülasyon ortamında diğer araçlardan gelen V2X verilerini (pozisyon, hız, dönüş sinyali vb.) Carla sensör verileriyle birleştirerek aracın durumsal farkındalığını artırır.
- **Araç Dinamik Modeli:** Aracın fiziksel hareketlerini temsil eder. Algılama ve planlama modüllerinden gelen komutlara göre aracı yönlendirir.

- **Carla Ortamı:** Simülasyonun gerçekleştirildiği sanal ortamı ifade eder. Araçların hareket ettiği, yol altyapısının ve trafik unsurlarının bulunduğu ortamdır.
- **Trafik Üretici:** Farklı senaryoları test etmek amacıyla BOA, BA ve bağlantısız araçları ortamda dinamik olarak üretir ve trafiğe dahil eder.
- **AYZ Yorumlayıcı:** Algılama ve V2X verilerini kullanarak aracın çevresel durumunu anlamlandırır. Trafik işaretleri, diğer araçlar ve çevresel unsurlar hakkında semantik bilgi üretir.
- **AYZ Planlayıcı:** Yorumlayıcıdan gelen bilgiye göre stratejik kararlar üretir. Örneğin kavşakta BA'ya öncelik verme, şerit değiştirme ya da hız uyarılma gibi kararları burada alır.
- **Hareket Planlama ve Kontrol:** AYZ planlayıcının belirlediği stratejik kararları izlenecek yola ve hız profiline dönüştürür. Elde edilen sonuç, araç kontrol modülüne iletilir.
- **İnsan-Makine Arayüzü:** Simülasyon senaryolarında insan sürücüyle etkileşimi temsil eder. Sürücüye sinyal, bilgi ve uyarılar sunar.

Bu mimari; Carla simülasyon ortamı, ROS tabanlı haberleşme altyapısı ve Ubuntu işletim sistemi üzerinde çalışan gerçek zamanlı modüllerle entegre şekilde çalışmaktadır. Gerçek sistemlerdeki sensör verileri yerine simüle edilmiş veriler kullanılsa da, mimarinin V2X bileşenleri fiziksel donanımlarla birer uyumlu olarak geliştirilmiştir.



Şekil 2: Simülasyon Ortamında V2X Destekli Otonom Araç Mimarisi .

Bu genel mimari çerçevenin ardından, sistemin açıklanabilirliğini sağlayan temel bileşenlerden biri olan *AYZ Yorumlayıcı* modülünün detaylı yapısı ele alınmaktadır.

3. AYZ Yorumlayıcı

AYZ Yorumlayıcı, otonom sistemin çevre modeli katmanında yer alan trafik akışı, nesneler arası ilişkiler ve trafik işaretleri gibi karakteristik bilgileri işleyerek, geçmiş ve mevcut verilerden yola çıkarak geleceğe yönelik semantik bir çevre anlayışı

oluşturmaktan sorumludur. Bu modül, çevresel bilgileri yorumlamak için yol kuralları, sokak topolojisi ve dinamik ortam koşullarını soyut bir şekilde analiz eder.

Yorumlama sürecinde yalnızca anlık gözlemler değil, geçmiş trafik desenleri de dikkate alınarak gelecekteki durumların öngörüsü yapılır. Bu sayede dinamik ortamda bulunan her nesnenin potansiyel hareket yönü ve konumu tahmin edilerek, olası çarpışma veya tehlike senaryoları önceden belirlenebilir. Sistem, bu bilgileri kullanarak sürücü ya da karar verme modüllerine erken uyarılar sağlayarak hem güvenliği artırır hem de optimum sürüş kararlarının alınmasına katkıda bulunur.

AYZ Yorumlayıcı, bu tahminleri olasılıksal modeller kullanılarak üretir ve çıktıları doğrudan Planlama modülüne aktarır. Planlama süreci, bu risk değerlendirmesi çıktıları doğrultusunda daha bilinçli ve güvenli rotalar oluşturabilir. Ayrıca, sistemin karar alma sürecine en çok etki eden nesneler, dikkat yoğunluk haritaları (odak haritaları) aracılığıyla geliştiriciye veya kullanıcıya görsel olarak sunulur. Bu sayede, sistemin hangi nesne ya da çevresel unsurları ne ölçüde dikkate aldığı şeffaf bir şekilde izlenebilir hale gelir.

Bu yapısıyla AYZ Yorumlayıcı, yalnızca bir çevre algılama bileşeni değil; aynı zamanda otonom sürüşün açıklanabilirlik seviyesini doğrudan etkileyen temel bir modül olarak görev yapmaktadır.

AYZ Yorumlayıcı'nın işleyişinde açıklanabilirliği sağlamak üzere, birbirini tamamlayan iki temel mekanizma kullanılmaktadır: Öğrenilmiş Dikkat Ağırlıkları ve Nesne Düzeyinde Dikkat. Bu yöntemlerin her biri aşağıda ayrıntılı olarak ele alınmıştır.

3.1. Öğrenilmiş Dikkat Ağırlıkları (ÖDA)

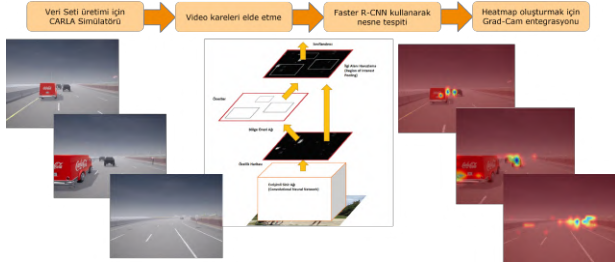
Derin öğrenme temelli görsel algı sistemlerinde, tüm görüntünün eşit derecede katkı sağlamadığı bilinmektedir. Özellikle evrişimli sinir ağları (CNN), karar verme sürecinde daha anlamlı ve bilgilendirici alanlara odaklanma eğilimindedir. Bu bağlamda, dikkat haritaları modelin hangi görüntü bölgelerini kararında baskın olarak kullandığını görselleştirmek amacıyla kullanılmaktadır.

Bu çalışmada, dikkat haritalarının üretimi için Grad-CAM (Gradyan Ağırlıklı Sınıf Aktivasyon Haritalaması) yöntemi kullanılmıştır [12]. Grad-CAM, hedef sınıfa ait çıkış puanlarının evrişimsel katmanlardaki gradyanları üzerinden hesaplanan ağırlıklarla aktivasyon haritalarını birleştirerek, sınıfa özgü ısı haritaları oluşturmaktadır. Elde edilen bu haritalar, modelin karar sürecindeki odak noktalarını kullanıcıya açıklar niteliktedir.

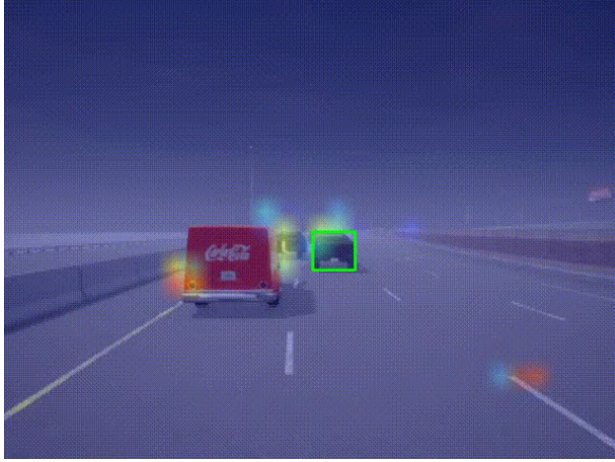
Bu amaçla, Faster R-CNN mimarisi [13] ile birlikte ResNet-50 tabanlı bir yapı kullanılmıştır. Simülasyon verileri CARLA ortamından elde edilen video karelerinden oluşturulmuş, bu görüntüler üzerinden dikkat haritaları Şekil 3'te gösterilen mimari kapsamında üretilmiştir.

Grad-CAM uygulaması, son evrişimsel katmandaki aktivasyon haritalarının gradyanlarıyla ilişkilendirilerek dikkat haritalarının elde edilmesini sağlamıştır. ResNet-50, anlamsal zenginlik ile hesaplama verimliliği arasında denge kuran bir yapı sunmakta ve Grad-CAM ile yüksek uyumluluk göstermektedir. Üretilen örnek dikkat haritası Şekil 4'te sunulmuştur.

Çalışmada farklı mimarilerin tahmin başarımı ve güven skorları karşılaştırılmıştır. Elde edilen metrik değerler



Şekil 3: Öğrenilmiş Dikkat Ağırlıkları üretimi için kullanılan genel mimari.



Şekil 4: Grad-CAM yöntemiyle ResNet mimarisi üzerinden elde edilen örnek dikkat haritası.

Tablo 1’te sunulmaktadır.

Tablo 1: CNN mimarilerinin ÖDA başarımlarını karşılaştırması.

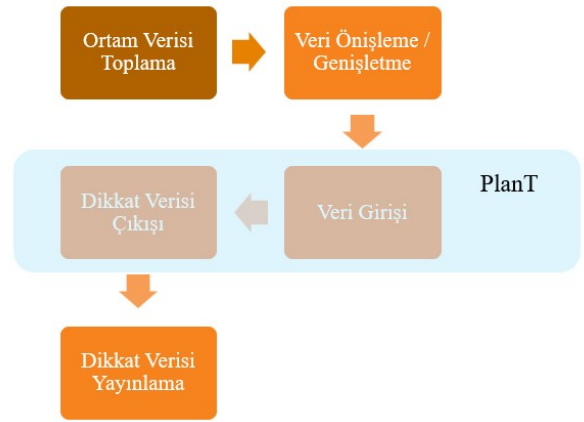
Model	Başarı (%)	Güven Skoru (%)
ResNet-50	96.42	92.85
MobileNetV3 Large	87.14	69.47
ResNet-101	98.31	99.74

ResNet-50, %92,85 ortalama güven puanı ve %96,42’lik tahmin başarı oranı ile yorumlanabilirlik ve performans açısından dengeli bir sonuç sunmuştur. MobileNetV3 Large modeli, %87,14 tahmin oranı ve %69,47 ortalama güven skoru ile daha düşük ve dağınık dikkat haritaları üretmiştir. ResNet-101 modeli ise %98,31 doğruluk ve %99,74 güven skoru ile en yüksek tahmin başarımlarını sağlamış olsa da çıkarım süresindeki gecikme nedeniyle gerçek zamanlı uygulamalarda sınırlayıcı olabilmektedir. ResNet-50, bu sebeplerle hem gerçek zamanlı dağıtım hem de yüksek düzeyde açıklanabilirlik gereksinimlerini aynı anda karşılayan uygun bir model olarak değerlendirilmiştir.

3.2. Nesne Düzeyinde Dikkat (NDD)

NDD modülü EGO aracının etrafındaki diğer objelerin araç sürüşünde ne kadar önemi olduğunu belirleyen bir alt modül olarak tasarlanmıştır. Bu alt modül EGO araç yörünge üzerinde ilerlerken aynı şeritteki veya yan şeritteki tüm araçların bilgilerini işleyip 0 ile 1 arasında bir değer belirliyor. 1 değeri aracın öneminin çok yüksek olduğu anlamına gelirken 0 değeri de öneminin çok düşük olduğunu gösterir.

Modülün yapısı genel olarak Şekil 5’te gösterildiği gibidir. Çevre modelinden gelen veriler önce toplanır, daha sonra veri önileme ve genişletme ile işlenir, sonra PlanT[1] modelinde işlenip çıktısı alınan veriler AYZ Planlayıcının kullanması için yayınlanır.



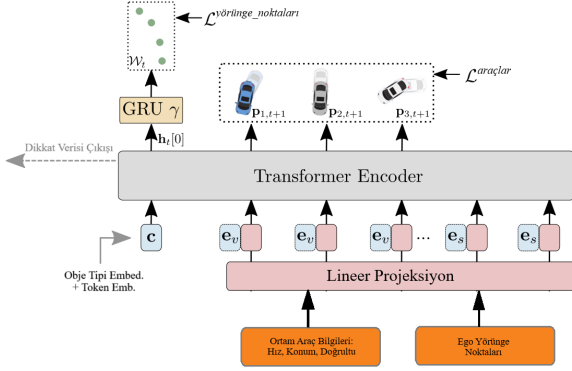
Şekil 5: Nesne Düzeyinde Dikkat Modülü Çalışma Şeması.

Verileri işleyip dikkat değerlerinin hesaplanması PlanT isimli makine öğrenmesi modeli kullanılarak yapılır. "Transformer" mimarisini kullanan ve "Imitation Learning" ile eğitilen bu model, uzman olarak seçilen bir diğer modelin davranışlarına "Supervised Learning" desteği ile kendini benzetmeye çalışarak öğrenir. Veri olarak etraftaki araçların ID, genişlik, uzunluk, hız, doğrultu ve EGO aracına olan uzaklıkları ile EGO aracının yörünge noktaları kullanılır ve etraftaki her araca ait 0 ile bir arasındaki dikkat değerleri modelden üretilir (Şekil 6).

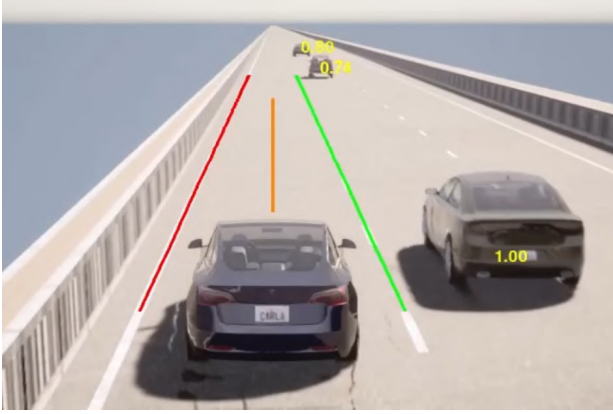
CARLA ortamında yapılan testlerde farklı otonom araç çalışma koşulları (şerit takibi, şerit değişikliği, hız takibi vs.) altında denenilen NDD alt modülü, çevre modelinden gelen bilgiler ile başarılı bir şekilde çalıştırılmış olup elde edilen sonuçların beklenen dikkat değerleriyle uyumlu olduğu gözlemlenmiştir. EGO aracına yakın olan çevredeki araçların dikkat değerleri 1’e yakın olup daha uzak olanlarınsa yakın olan araçlardan daha düşük değerlere sahip olduğu görülmüştür (Şekil 7).

4. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışma, otonom araç sistemlerinde güvenlik, şeffaflık ve kullanıcı güveni gereksinimlerini karşılamaya yönelik olarak, açıklanabilir yapay zekâ destekli bir karar verme altyapısının geliştirilmesini hedeflemiştir. Bu kapsamda geliştirilen AYZ-Yorumlayıcı modülü, karar alma süreçlerini anlaşılır hale getirerek, sistemin içsel işleyişine dair daha fazla görünürlük ve



Şekil 6: PlanT Modelin Çalışma Diyagramı[1].



Şekil 7: Nesne Düzeyinde Dikkat Modülü Model Örneği.

denetlenebilirlik sağlamaktadır.

Geliştirilen çözüm, V-model tabanlı çok katmanlı bir otonom sürüş yazılım mimarisi ile bütünlük olarak tasarlanmış ve hem sanal hem de fiziksel bileşenlerle uyumlu çalışacak şekilde modellenmiştir. Bu mimari sayesinde, algılamadan planlamaya, kontrol modüllerinden insan-makine etkileşimine kadar geniş bir bileşen yelpazesi açıklanabilirlik odağında yeniden yapılandırılmıştır.

AYZ-Yorumlayıcı'nın açıklanabilirlik sunan iki temel bileşeni bulunmaktadır: Öğrenilmiş Dikkat Ağırlıkları (ÖDA) ve Nesne Düzeyinde Dikkat (NDD). ÖDA yaklaşımı kapsamında Faster R-CNN ile entegre edilmiş Grad-CAM yöntemi kullanılarak dikkat haritaları oluşturulmuş, bu haritalar aracılığıyla modelin hangi görüntü bölgelerine odaklandığı anlaşılır biçimde görselleştirilmiştir. ResNet-50, dikkat haritalarının doğruluğu ve çıkarım hızı açısından dengeli performans göstererek hem yorumlanabilirlik hem de gerçek zamanlı çalışabilirlik açısından başarılı bir model olarak öne çıkmıştır.

NDD yaklaşımı ise, çevredeki dinamik nesneleri konum, hız ve yönelim gibi özniteliklere göre analiz ederek her bir nesneye 0 ile 1 arasında normalize edilmiş bir dikkat skoru atamaktadır. PlanT tabanlı model kullanılarak üretilen bu skorlar, çevre modelinin karar alma sürecine etkisini nesne seviyesinde

ortaya koymuş; daha yakın veya tehlikeli nesnelerin daha yüksek skorlarla tanımlandığı gösterilmiştir. Simülasyon ortamındaki testler, bu sistemin farklı sürüş senaryolarında tutarlı sonuçlar verdiğini ve davranış üretim süreçlerine anlamlı katkılar sunduğunu ortaya koymuştur.

Sonuç olarak, AYZ-Yorumlayıcı modülü ile desteklenen bu mimari; sürüş kararlarının gerek geliştiriciler gerekse kullanıcılar açısından daha şeffaf biçimde izlenebilmesine olanak tanımakta, sistem güvenilirliğini artırmakta ve insan-makine etkileşimini daha doğal hale getirmektedir.

Gelecek çalışmalarda, bu mimarinin donanım destekli test ortamlarında değerlendirilmesi, gerçek araçlarla sahada test edilmesi ve AYZ yaklaşımının sürücü uyarı sistemleri gibi ek alanlara da entegre edilmesi planlanmaktadır. Ayrıca büyük dil modelleri, doğal dil açıklamaları ve çok modlu açıklanabilirlik yapıları ile entegrasyon hedeflenmekte; böylece kullanıcıya sadece görsel değil, sözel olarak da anlaşılır bilgi sunulması amaçlanmaktadır. Bu doğrultuda AYZ-Yorumlayıcı, otonom sürüş teknolojilerinde etik, güvenlik ve kullanıcı deneyimi açısından geleceğin açıklanabilir sistemlerinin temel yapıtaşlarından biri olarak konumlandırılmaktadır.

5. Kaynakça

- [1] K. Renz ve ark., "PlanT: Explainable Planning Transformers via Object-Level Representations," *Conference on Robot Learning (CoRL)*, 2022.
- [2] D. Chen ve P. Krähenbühl, "Learning from All Vehicles," *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, 2022.
- [3] M. Nazat ve ark., "Multimodal-XAD: Explainable Autonomous Driving Based on Multimodal Environment Descriptions," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, 2024.
- [4] M. Selvarajan ve ark., "XAI-ADS: An Explainable AI Framework for Enhancing Anomaly Detection in Autonomous Driving Systems," *Scientific Reports*, 2024.
- [5] Z. Yuan ve ark., "RAG-Driver: Generalisable Driving Explanations with Retrieval-Augmented In-Context Learning in Multi-Modal Large Language Model," *arXiv preprint arXiv:2402.10828*, 2024.
- [6] J. Gao ve ark., "VectorNet: Encoding HD Maps and Agent Dynamics from Vectorized Representation," *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, 2020.
- [7] S. Kolekar ve ark., "Explainable AI in Scene Understanding for Autonomous Vehicles in Unstructured Traffic Environments on Indian Roads Using the Inception U-Net Model with Grad-CAM Visualization," *Sensors*, Cilt 22, No. 24, s. 9677, 2022.
- [8] J. Kim ve J. Canny, "Textual Explanations for Self-Driving Vehicles," *European Conference on Computer Vision (ECCV)*, 2018.
- [9] J. Kim ve J. Canny, "Interpretable Learning for Self-Driving Cars by Visualizing Causal Attention," *International Conference on Computer Vision (ICCV)*, 2017.

- [10] A. Kuznetsov ve ark., "Explainable Artificial Intelligence for Autonomous Driving: A Systematic Review," *arXiv preprint arXiv:2402.10086*, 2024.
- [11] M.N Yazar, B. Ağın, P. Öksüz, C. Ünal, C.E Özdemir, M.B ve U Kaya, 'Açıklanabilir Yapay Zeka Katmanlı V-Model Otonom Sürüş Yazılım Mimarisi,'(TOK), İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2023.
- [12] R. R. Selvaraju, M. Cogswell, A. Das, R. Vedantam, D. Parikh ve D. Batra, "Grad-CAM: Visual Explanations from Deep Networks via Gradient-Based Localization," *Proceedings of the IEEE International Conference on Computer Vision (ICCV)*, ss. 618–626, 2017.
- [13] S. Ren, K. He, R. Girshick ve J. Sun, "Faster R-CNN: Towards Real-Time Object Detection with Region Proposal Networks," *Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS)*, Cilt 28, 2015.

Hava Araçları için Hücum Açısı Kestiriminde Fiziksel Modelleme Yaklaşımı

A Physics-Based Modeling Approach for Angle of Attack Estimation in Aerial Vehicles

Berat SEMERCİOĞLU¹, Sena TAŞGIN²

¹Titra Teknoloji, Ankara
berat.semercioglu@titra.com.tr

²Titra Teknoloji, Ankara
sena.tasgin@titra.com.tr

Özetçe

Küçük boyutlu insansız hava araçlarında (İHA) hücum açısı (AoA) ölçümü, çoğu zaman fiziksel sensör eksikliği nedeniyle doğrudan gerçekleştirilemez. AoA problemleri; hassas kalibrasyon, aerodinamik etki, maliyet ve entegrasyon açısından zorluklar yaratır. Bu çalışmada, küresel konum verisine (GPS) veya özel hücum açısı sensörlerine ihtiyaç duymaksızın yalnızca gövde eksenine bağlı ivmeölçer ve jiroskop bulunan ataletsel ölçüm birimi (IMU) verileri ile hava veri sisteminden alınan gerçek hava hızı (TAS) kullanılarak hücum açısı kestirimi yapılabilen fiziksel model tabanlı bir yöntem sunulmuştur. Yunuslama momenti, dikey ivme, yuvarlanma açısı ve hız ilişkileri lineer olarak modellenmiş, düşük hızlardaki sapmaları gidermek amacıyla hız-zayıflamalı bir ofset terimi dahil edilmiştir. Gerçek zamanlı çalışacak şekilde sadeleştirilen model, farklı uçuş aşamaları, atmosfer koşullarında ve farklı platformlarda tutarlı kestirim başarımı göstermektedir.

Abstract

In small unmanned aerial vehicles (UAV), direct measurement of the angle of attack (AoA) is often infeasible due to the absence of physical sensors. Dedicated AoA probes introduce challenges in calibration, aerodynamic interference, cost, and integration. In this study, a physics-based method is presented for estimating angle of attack (AoA) using only inertial measurement unit (IMU) data consisting of body-fixed accelerometer and gyroscope measurements, along with true airspeed (TAS) data from the air data system, without the need for global positioning system (GPS) data or dedicated AoA sensors. It incorporates the effects of pitch rate, vertical acceleration, and roll angle through linearized terms, while a speed-attenuated offset component addresses estimation bias at low airspeeds. The resulting model is simplified for real-time implementation and demonstrates consistent estimation performance across varying flight phases, atmosphere conditions, and different platforms.

1. Giriş

Hücum açısı (α , AoA) akış çizgileri ile kanat profilinin veter çizgisi arasında kalan, hava aracının aerodinamik davranışını

belirleyen temel büyüklüklerden biridir. Ancak küçük boyutlu ve maliyet etkin insansız hava araçlarında (İHA), AoA'yı doğrudan ölçen sensörlerin ağırlık, enerji tüketimi ve maliyet gibi nedenlerle tercih edilmediği görülmektedir. Bu durum, doğrudan sensör kullanımını gerektirmeyen alternatif kestirim yöntemlerinin geliştirilmesini zorunlu kılmaktadır.

Literatürde AoA tahmini için farklı yaklaşımlar önerilmiştir. Ivanković ve ark. [1], genel havacılık uçakları üzerinde Valasek tabanlı bir kestirim modeli kullanarak sabit tırmanış ve alçalma aşamalarında oldukça başarılı sonuçlar elde etmiş; ancak stall öncesi gibi karmaşık rejimlerde doğruluğun azaldığını belirtmişlerdir. Lerro ve çalışma arkadaşları [2, 3] ise MIDAS projesi kapsamında geliştirilen nöral-aerodinamik bir yapı aracılığıyla hem hücum açısı hem de kayma açısı tahmini gerçekleştirmiştir. MIDAS sisteminde kullanılan ASSE (Angle-of-Attack and Sideslip Estimator) şeması, uçuş simülasyonlarında düşük hesaplama maliyetiyle yüksek doğruluk göstermiştir. Ariante et al. [4] tarafından önerilen bir başka yaklaşımda ise, mikro-Pitot tüp ve ataletsel ölçüm birimi (IMU) verileri birleştirilerek küçük İHA'lar için Kalman ve komplementer filtre temelli bir tahmin yöntemi sunulmuştur. Ayrıca Li et al. [5], Synthetic Air Data System (SADS) kapsamında geliştirdikleri adaptif bir Cubature Kalman filtresi ile hava hızına, AoA ve kayma açısı tahminine yönelik kapsamlı bir sistem önererek gerçek uçuş koşullarında test etmişlerdir.

Bu çalışmada, yalnızca mevcut uçuş kontrol sistemlerinde yer alan ivmeölçer, jiroskop ve hava hızı sensörleri kullanılarak, fiziksel model tabanlı bir AoA tahmin yöntemi önerilmektedir. Geliştirilen model parametreleri doğrusal olmayan en küçük kareler yöntemiyle tahmin edildikten sonra farklı uçuş aşamaları, atmosfer koşulları ve farklı platformlarda test edilmiştir. Referans AoA ölçümleriyle yapılan karşılaştırmalar sonucunda düşük hata miktarı karelerinin ortalamasının kök değeri (RMSE) elde edilmiştir.

2. Modelin Teorik Temeli

Bu çalışmada sunulan hücum açısı kestirim yöntemi, temel aerodinamik denklemler ve uçuş mekaniği prensiplerine dayanan fiziksel bir model çerçevesinde geliştirilmiştir. Modelde yalnızca ölçülebilir büyüklükler olan dikey ivme (a_z), yunuslama açısal hızı (q), yuvarlanma açısı (ϕ) ve gerçek

hava hızı (V) kullanılmaktadır. Ayrıca, hava yoğunluğunun değişken etkisini temsil etmek amacıyla standart atmosfer modeli üzerinden elde edilen ρ değeri de denkleme dahil edilmiştir.

2.1. Taşıma Kuvveti Temelli Yaklaşım

Uçuş sırasında üretilen kaldırma kuvveti aşağıdaki temel denklem ile ifade edilir [3]:

$$L = \frac{1}{2} \rho V^2 S C_{L\alpha} \quad (1)$$

Burada L , taşıma kuvveti; ρ , hava yoğunluğu; V , gerçek hava hızı; S , kanat alanı; $C_{L\alpha}$, hücum açısına bağlı taşıma katsayısıdır.

Küçük açılar için C_L (taşıma katsayısı) değeri doğrusallaştırılarak aşağıdaki şekilde yazılabilir [3]:

$$C_L \approx C_{L0} + C_{L\alpha} \cdot \alpha \quad (2)$$

Burada C_{L0} , seviye uçuşunda üretilen taşıma katsayısıdır. Bu ifade taşıma kuvveti denkleminde yerleştirildiğinde:

$$L = \frac{1}{2} \rho V^2 S (C_{L0} + C_{L\alpha} \cdot \alpha) \quad (3)$$

Diğer yandan, Newton'un ikinci yasası kullanılarak dikey kuvvet bileşeni:

$$L = m a_z \quad (4)$$

Şeklinde ifade edilir. Burada m kütle ve a_z z-ekseni yönünde ivmedir. Bu iki denklem eşitlenirse:

$$m a_z = \frac{1}{2} \rho V^2 S (C_{L0} + C_{L\alpha} \cdot \alpha) \quad (5)$$

Bu denklem α açısından çözüldüğünde:

$$\alpha = \frac{2 m a_z}{\rho V^2 S C_{L\alpha}} - \frac{C_{L0}}{C_{L\alpha}} \quad (6)$$

Bu ifade, dikey ivmenin, hava yoğunluğu ve hız değerleriyle birlikte hücum açısı üzerinde doğrudan etkili olduğunu göstermektedir. Ancak bu model yalnızca düz ve dengeli uçuşlar için geçerlidir. Manevra sırasında oluşan açılal hızlar ve gövde yönelimi etkilerini de dahil etmek gereklidir.

2.2. Manevra Dinamikleri ve Açılal Hız Etkisi

Manevra sırasında hücum açısı sadece dikey ivmeden değil, aynı zamanda gövde hareketlerinden de etkilenir. Özellikle yunuslama ekseninde açılal hız (q) artışı, geçici olarak hücum açısı değerinde artışa sebep olur. Bu etki boyutsuz bir terimle modellenebilir:

$$\frac{q \cdot c}{V} \quad (7)$$

Burada q , yunuslama açılal hızı; c , ortalama aerodinamik veter uzunluğu; V , gerçek hava hızıdır. Bu ifade, gövdenin moment etkisinin hücum açısı üzerindeki katkısını ifade eder.

2.3. Hava Hızı ile İlgili Sapmalar ve Offset

Düşük hız bölgelerinde, sensör ofsetleri, türbülans etkileri ve kanat uçlarındaki lokal ayrılmalar hücum açısı üzerinde belirgin hatalara neden olabilir. Bu durum, aşağıdaki gibi üstel zayıflama terimi ile modellenebilir:

$$e^{-k \cdot V} \quad (8)$$

Burada V gerçek hava hızıdır. Bu terim, yüksek hızlarda etkisini kaybederek hücum açısı kestiriminde gereksiz ofset katkısını ortadan kaldırır. Katsayı k , genellikle 0.15–0.2 aralığında seçilir.

2.3. Yuvarlanma Açısının Dolaylı Etkisi

Yuvarlanma açısı (ϕ), özellikle koordineli olmayan dönüşlerde, kanatların taşıma kuvveti üretiminde asimetrilere neden olur. Bu nedenle hücum açısı kestirimine yuvarlanma bileşeni de eklenir [6]:

$$\cos(|\phi|) \quad (9)$$

3. Kestirim Formülünün Oluşturulması

Yukarıda tanımlanan fiziksel büyüklükler ve aerodinamik ilişkiler temel alınarak küresel konumlandırma sistemi (GPS) ve hücum açısı sensörü bulunmayan platformlarda gerçek zamanlı çalışabilecek basit bir kestirim modeli geliştirilmiştir. Modelin formülasyonu, yalnızca doğrudan ölçülebilir büyüklüklerden yararlanmakta ve tüm aerodinamik etkileri tekil katsayılarla temsil etmektedir.

Aşağıda sunulan genel kestirim formülü, dikey ivme, açılal hız, hava hızı ve yuvarlanma açısı gibi parametreleri temel olarak hücum açısını tahmin etmektedir:

$$\alpha(t) = k_1 \cdot \left(\frac{a_z(t)}{\rho V(t)^2} \right) + k_2 \cdot \left(\frac{q(t) \cdot c}{V(t)} \right) + k_3 \cdot e^{-k_4 \cdot V(t)} + k_5 \cdot \cos(|\phi(t)|) \quad (10)$$

Burada kullanılan değişkenler:

$a_z(t)$: Z eksenindeki ivme (gövde eksen takımı, $\frac{m^2}{s}$)

$q(t)$: Yunuslama eksenli açılal hızı (rad/s)

$V(t)$: Gerçek hava hızı (m/s)

$\phi(t)$: Yuvarlanma açısı (rad)

c : Ortalama aerodinamik veter uzunluğu (m)

Modelde kullanılan her katsayı farklı bir aerodinamik etkileyici temsil etmektedir:

k_1 : Dikey yük katsayısı, taşıma kuvvetine karşılık gelen katsayıyı temsil eder.

k_2 : Yunuslama açılal hızının etkisini modele katar.

$k_3 \cdot e^{-k_4 \cdot V(t)}$: Düşük hızlarda ortaya çıkan sabit ofset etkisini bastırmak amacıyla hızla zayıflayan bir terimdir.

$k_5 \cdot \cos(|\phi(t)|)$: Yuvarlanma açısının dolaylı etkilerini (asimetrik yük dağılımı vb.) modele dahil eder.

Bu denklem, sistemde yer alan herhangi bir GPS veya hücum açısı problemlerine gerek duymadan sadece yerleşik IMU ve hava veri sistemiyle gerçek zamanlı tahmin yapılmasına imkân tanımaktadır.

4. Model Parametrelerinin Kestirimi

Bu bölümde, bir önceki başlıkta tanımlanan önerilen modele ait kestirim formülündeki katsayıların nasıl belirlendiği açıklanmaktadır. Sunulan model, yalnızca ivmeölçer ve jiroskop verileri ile gerçek hava hızı kullanarak hücum açısı kestirimi yapmayı amaçladığı için, bu katsayıların doğru şekilde tahmin edilmesi kritik öneme sahiptir.

Bu amaçla, test uçuşlarından toplanan zaman senkronize veri setleri kullanılmıştır. Her bir örnekleme anında, gövde z eksen i vmesi, yunuslama eksen i etrafındaki açısal hız, yuvarlanma açısı, gerçek hava hızı ve o anki hava yoğunluğu ölçülmüş; buna karşılık gelen referans hücum açısı değeri de bir sensör yardımıyla kayıt altına alınmıştır.

4.1. Doğrusal Olmayan En Küçük Kareler Yöntemi

Veri seti aşağıdaki giriş ve çıkışlardan oluşmaktadır:

Bu çalışmada kullanılan hücum açısı tahmin modeli, ölçülen fiziksel büyüklükleri giriş olarak alan ve doğrusal olmayan bir yapı içeren parametrik bir fonksiyondur. Bu nedenle, model parametrelerinin tahmini için doğrusal olmayan en küçük kareler [5] yöntemi tercih edilmiştir.

Giriş vektörü y_i : gözlem değerleri ile $f(x_i; \theta)$ model tahminleri arasındaki hata fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$J(\theta) = \sum_{i=1}^N (y_i - f(x_i; \theta))^2 \quad (11)$$

Burada:

y_i : her bir zaman anında ölçülen gerçek hücum açısını,
 $f(x_i; \theta)$: önerilen modelin tahmin ettiği hücum açısını,
 x_i : model girdilerini (z eksenindeki ivme, yunuslama eksen i açısal hızı, gerçek hava hızı, yuvarlanma açısı),
 θ : tahmin edilmek istenen parametre vektörünü ($[k_1, k_2, k_3, k_5]^T$) ifade etmektedir.

Denklem (11)'de kullanılan tahmin fonksiyonu,

$$\hat{\alpha}_i = \int (x_i; \theta) = \theta^T \varphi(x_i) \quad (12)$$

Şeklinde. Burada $x_i \in R^m$ ölçülen giriş vektörünü, $\theta = [k_1, k_2, k_3, k_5]^T$ parametre vektörünü ve $\varphi(x_i) = [\varphi_1(x_i), \dots, \varphi_p(x_i)]^T$ fiziksel modelden türetilmiş doğrusal olmayan regresörleri ifade eder. Bu çalışmada $\varphi(x_i)$ denklem 13'teki gibi seçilmiştir:

$$\varphi(x_i) = \left[\frac{a_{z,i}}{\rho_i V_i^2}, \frac{q_i C}{V_i}, e^{-\lambda V_i}, \cos(|\varphi_i|) \right]^T \quad (13)$$

Burada λ , Denklem (8)'de bahsedilen k ve Denklem (10)'da gösterilen k_4 katsayısına karşılık gelmektedir. Bu değer sabit olarak kabul edilmiş ve katsayı kestirimine dahil edilmemiştir.

Bu yöntemle model parametreleri, uçuş verisi üzerinden doğrudan öğrenilerek belirlenmiş olur. Özellikle uçuşun farklı aşamalarından alınan örnekler (örneğin: düz uçuş, tırmanış, yatışlı dönüş, alçalış) kullanıldığında, modelin daha geniş uçuş zarfında çalışabilir hale gelmesi sağlanır.

4.2. Modelin Doğrulama Süreci

Bu aşamada, kestirimi yapılan modelin geçerliliği test edilmiştir. Doğrulama süreci, model parametrelerinin uçuş verisi dışında bırakılan bağımsız bir test kümesi üzerinde denenmesiyle gerçekleştirilmiştir. Bu sayede modelin sadece tahmin verisine değil, farklı uçuş koşullarına da genellenebilir olup olmadığı değerlendirilmiştir.

Model tarafından kestirilen α_{tahmin} değerleri ile referans sensör ölçümleriyle elde edilen $\alpha_{ölçüm}$ değerleri karşılaştırılmıştır. Kestirim doğruluğu karekök ortalama hata (RMSE) istatistiksel metrikle analiz edilmiştir [7].

$$RMSE = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_{ölçüm,i} - \alpha_{tahmin,i})^2} \quad (14)$$

Burada:

N : doğrulama veri kümesinde bulunan toplam örnek sayısı.

Modelin düşük hız, yüksek hücum açısı ve manevra anlarındaki performansı ayrıca gözlemlenmiş, bu bölgelerdeki tahmin hassasiyeti değerlendirilmiştir.

5. Tartışma

Bu çalışmada önerilen fiziksel model tabanlı hücum açısı (α) kestirim yöntemi, küçük boyutlu insansız hava araçlarında genellikle bulunmayan AoA sensörlerinin yokluğunda yalnızca ivmeölçer, jiroskop ve gerçek hava hızı (TAS) verilerini kullanarak test edilmiştir. Model, 10 ve 17 kg ağırlığında, sırasıyla 0,355 m ve 0,6 m veter uzunluğuna sahip iki farklı sabit kanatlı hava aracı üzerinde uygulanmıştır. Birinci hava aracı yaklaşık 3,5 m/s rüzgâr hızı ve 30 °C ortam sıcaklığında, 22 m/s hava hızıyla uçurulmuş; ikinci hava aracı ise, yaklaşık 5 m/s rüzgâr hızı ve 35 °C ortam sıcaklığında, 23 m/s hava hızıyla test edilmiştir. Tırmanış, seyir ve alçalış evrelerinde tahmin edilen AoA değerleri referans sensör ölçümleriyle karşılaştırılmıştır.

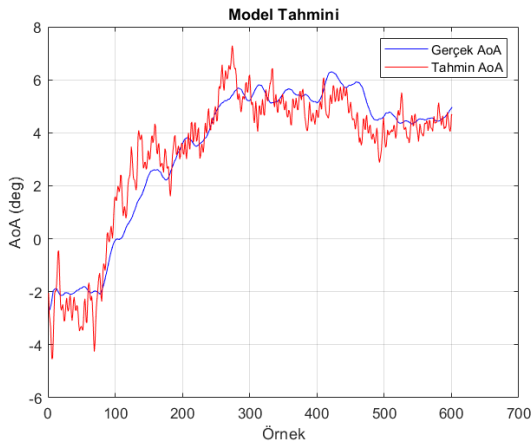
Model parametreleri (k_1, k_2, k_3, k_5) geçmiş uçuş verileri kullanarak doğrusal olmayan en küçük kareler yöntemiyle kalibre edilmiş, k_4 sabit tutulmuştur. Tahmin edilen AoA ile gerçek değerler arasındaki farklar RMSE metriğiyle değerlendirilmiştir. Tablo 1 incelendiğinde, birinci hava aracında tüm uçuş evrelerinde düşük hata seviyeleri elde edilmiş ve özellikle seyir fazında en yüksek doğruluk sağlanmıştır. İkinci hava aracında ise tırmanış sırasında hata değerleri yükselmiş, seyir ve alçalışta ise kabul edilebilir düzeylerde kalmıştır.

Tablo 1: RMSE çıktıları.

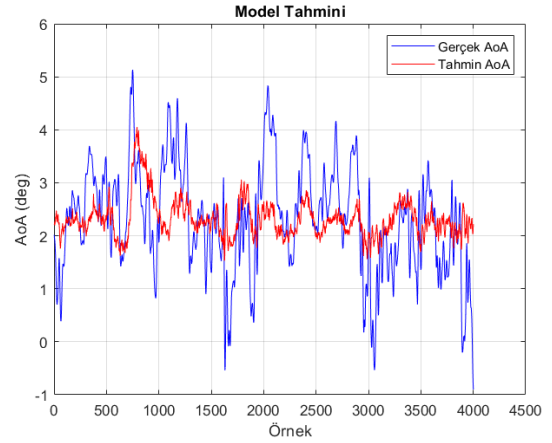
Hava Aracı	Uçuş Aşaması	RMSE (°)
Birinci	Tırmanış	1.228
Birinci	Seyir	1.093
Birinci	Alçalış	2.169
İkinci	Tırmanış	3.667
İkinci	Seyir	1.911
İkinci	Alçalış	2.048

Şekil 1–3, birinci hava aracının sonuçlarını göstermektedir. Şekil 1’de (tırmanış) tahmin ve ölçüm değerleri büyük oranda örtüşmekte, küçük sapmalar hızlanma evrelerinde ortaya çıkmaktadır. Şekil 2’de (seyir) yüksek uyum sağlanmış ve en düşük RMSE değeri elde edilmiştir. Şekil 3’te (alçalış) ise ölçümlerdeki dalgalanmalar nedeniyle tahmin eğrisi ile gerçek değerler arasında kısmi farklılıklar oluşmuştur. Şekil 4–6, ikinci hava aracına ait sonuçları göstermektedir. Şekil 4’te (tırmanış) ani AoA değişimlerinde modelin gecikmeli tepki verdiği ve hataların arttığı görülmektedir. Şekil 5’te (seyir) model daha kararlı sonuçlar üretmiştir. Şekil 6’da (alçalış) yüksek AoA bölgelerinde sapmalar artsa da genel eğilim başarıyla yakalanmıştır.

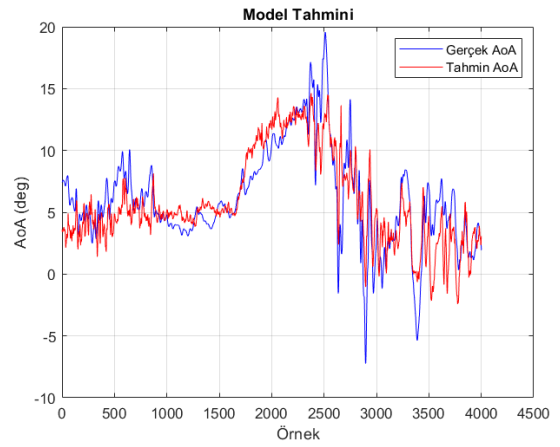
Bu bulgular, yöntemin küçük ölçekli sabit kanatlı İHA’larda sensörsüz AoA kestirimi için uygulanabilir ve düşük maliyetli bir çözüm sunduğunu göstermektedir. Bununla birlikte, yüksek AoA bölgelerinde ve ani dinamik değişimlerde modelin performansının geliştirilmesi gerekmektedir.



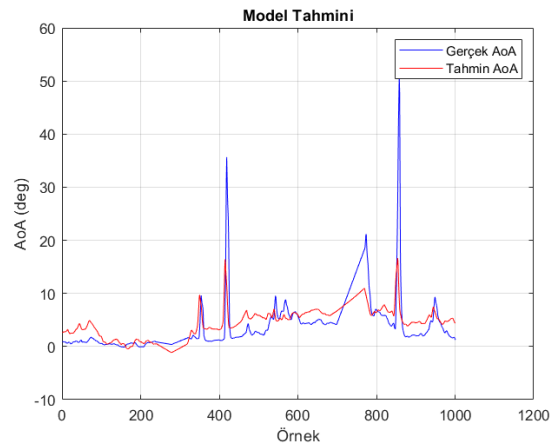
Şekil 1: Birinci platformun tırmanma aşaması, AoA ölçüm ve tahmin test verileri.



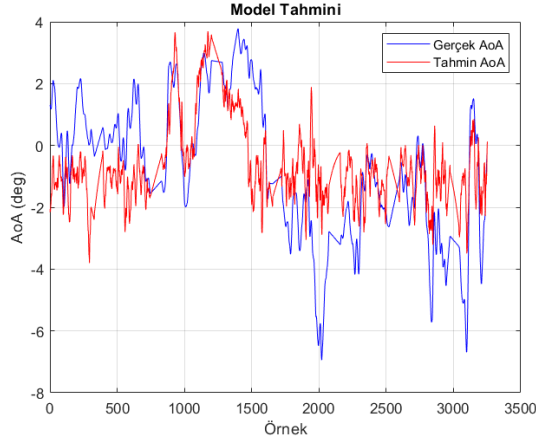
Şekil 2: Birinci platformun seyir aşaması, AoA ölçüm ve tahmin test verileri.



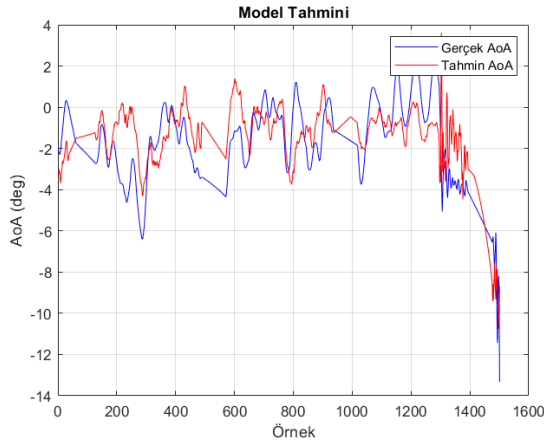
Şekil 3: Birinci platformun alçalma aşaması, AoA ölçüm ve tahmin test verileri.



Şekil 4: İkinci platformun tırmanma aşaması, AoA ölçüm ve tahmin test verileri.



Şekil 5: İkinci platformun seyir aşaması, AoA ölçüm ve tahmin test verileri.



Şekil 6: İkinci platformun alçalma aşaması, AoA ölçüm ve tahmin test verileri.

6. Sonuç

Bu çalışmada geliştirilen fiziksel model tabanlı hücum açısı (α) kestirim yöntemi, küçük boyutlu sabit kanatlı insansız hava araçlarında sensörsüz AoA tahmini için uygulanabilir bir yaklaşım sunmuştur. Yöntem, iki farklı hava aracı üzerinde farklı rüzgâr ve sıcaklık koşullarında test edilmiş; tırmanış, seyir ve alçalış evrelerinde referans ölçümlerle karşılaştırıldığında düşük hata seviyeleri elde edilmiştir.

RMSE sonuçları, modelin özellikle seyir fazında yüksek doğruluk sergilediğini, tırmanış evrelerinde ise sapmaların arttığını göstermiştir. Genel olarak, yöntem küçük ölçekli İHA'larda uçuş güvenliği ve kontrol performansını artırabilecek düşük maliyetli bir alternatif olarak öne çıkmaktadır. Gelecekte farklı platformlarda ve yüksek hücum açılarında yapılacak doğrulamalar ile adaptif kontrol algoritmalarına entegrasyonu, yöntemin gelişimine katkı sağlayacaktır.

7. Kaynakça

- [1] M. Ivanković, M. Švaco, and S. Bogdan, "Angle-of-Attack Estimation for General Aviation Aircraft," *Aerospace*, vol. 10, no. 3, p. 315, 2023.
- [2] A. Lerro, R. Furfaro, R. Pastore, and N. Viola, "A Hybrid Neural Aerodynamic Estimator for a Virtual Sensor of AoA and AoS," *Sensors*, vol. 19, no. 23, p. 5133, 2019.
- [3] A. Lerro, et al., "A Virtual Sensor for AoA/AoS Estimation Using Neural Observers," *Journal of Sensors*, Hindawi, 2021.
- [4] M. Ariante, et al., "A Kalman-Based Angle-of-Attack Estimator Using MEMS Sensors for UAVs," *Electronics*, vol. 11, no. 1, p. 165, 2022.
- [5] S. Li, G. Liu, Y. Tian, and F. Meng, "Robust Synthetic Air Data System Based on Adaptive Cubature Kalman Filter," *AIAA Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 2020.
- [6] J. E. Zeis Jr., H. H. Lambert, R. A. Calico, and D. Gleason, "Angle of attack estimation using an inertial reference platform," in *Proc. AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conf.*, AIAA Paper 88-4351, 1988.
- [7] C. J. Willmott and K. Matsuura, "Advantages of the Mean Absolute Error (MAE) over the Root Mean Square Error (RMSE) in assessing average model performance," *Climate Research*, vol. 30, no. 1, pp. 79–82, 2005.

Bang-Bang ve PD Kontrolcülerin ABS Sistemlerine Etkilerinin Karşılaştırılması

Berk Hüseyin Yılmaz¹, Senanur Sarıhan¹, Oğuzhan Akbaş¹

¹AVL Araştırma ve Mühendislik
İstanbul, Türkiye

berk.yilmaz@avl.com, senanur.salim@avl.com, oguzhan.akbas@avl.com

Özetçe

Bu bildiri, yol güvenliğini artırmaya yönelik olarak kullanılan Kilitlenmeyi Önleyici Fren Sistemi (ABS) kapsamında, farklı kontrol stratejilerinin frenleme performansı üzerindeki etkilerini karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Çalışmada, ABS sisteminin matematiksel modeli oluşturulmuş ve bu model üzerinde iki farklı kontrol yöntemi olan Bang-Bang ve Oransal-Türevsel (PD) kontrolcüler değerlendirilmiştir.

PD kontrolcü, sistemin dinamik davranışını belirleyen parametrelerin kararlılık bölgesi içerisinde kalmasını sağlayacak şekilde kök-yer eğrisi yöntemiyle tasarlanmıştır. Bu sayede kontrol kazançları, sistem kararlılığı ve zemin koşulları göz önünde bulundurularak sistematik olarak belirlenmiştir. Benzetim çalışmaları, düşük yol tutuşunu temsil eden ıslak asfalt ve yüksek tutuş sağlayan kuru asfalt yüzey koşulları altında gerçekleştirilmiştir. Bu zeminler, lastik-yol etkileşiminin frenleme dinamiklerine etkisini gözlemlemek açısından önemli bir çeşitlilik sunmaktadır. Elde edilen sonuçlar; fren torku davranışı, tekerlek ve araç hızlarının zamana bağlı değişimi, kayma oranı ve durma mesafesi gibi ölçütler üzerinden analiz edilmiştir. Böylece her bir kontrolcünün farklı zemin koşullarındaki performansına dair kapsamlı bir değerlendirme yapılmıştır.

Bu çalışma, kontrol stratejilerinin ABS sistemleri üzerindeki etkinliğini hem görsel hem de sayısal verilerle ortaya koyarak, frenleme sistemlerinin daha güvenli ve uyarlanabilir hale getirilmesine yönelik mühendislik katkısı sağlamayı amaçlamaktadır.

Abstract

This paper presents a comparative analysis of the effects of different control strategies on braking performance within the scope of Anti-lock Braking Systems (ABS), which are employed to enhance road safety. In the study, a mathematical model of the ABS was developed, and two distinct control methods—Bang-Bang and Proportional-Derivative (PD) controllers—were evaluated based on this model. The PD controller was designed using the root locus method to ensure that the system parameters remain within the stability region. In this way, the control gains were systematically determined by considering both system stability and road surface conditions. Simulation studies were conducted under two surface conditions: wet asphalt, representing low road adhesion, and dry asphalt, representing high traction.

These surfaces provide significant variability for observing the influence of tire-road interaction on braking dynamics. The obtained results were analyzed using performance metrics such as braking torque behavior, time-dependent changes in wheel and vehicle speeds, slip ratio, and stopping distance. Thus, a comprehensive evaluation of each controller's performance under different surface conditions was conducted.

This study aims to contribute to the development of safer and more adaptive braking systems by demonstrating the effectiveness of control strategies on ABS performance through both visual and numerical data.

1. Giriş

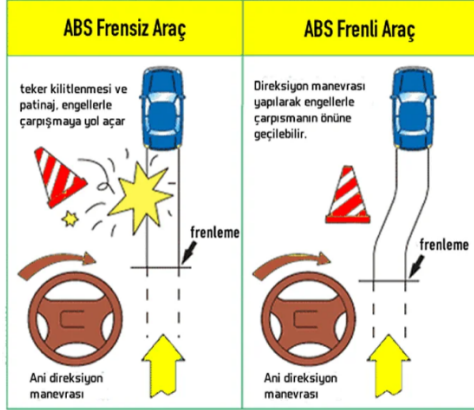
Günümüzde motorlu taşıtların kullanımının yaygınlaşmasıyla birlikte trafikteki araç sayısında gözle görülür bir artış yaşanmaktadır. Taşıt güvenliğine yönelik çözümler hem bireysel hem de kamusal düzeyde büyük önem taşımaktadır. Trafik kazalarının yol açtığı can ve mal kayıplarını en aza indirmek amacıyla çeşitli aktif ve pasif güvenlik sistemleri geliştirilmektedir. Pasif güvenlik sistemleri çarpışma anı ve sonrasında yolcuların zarar görmesini önlemeye yönelik çalışırken; aktif güvenlik sistemleri, çarpışmanın önlenmesine odaklanmaktadır.

İlk kez 1989 yılında Robert Bosch GmbH tarafından geliştirilen Kilitlenmeyi Önleyici Fren Sistemi (Anti-lock Braking System – ABS), ani frenleme anlarında tekerleklerin kilitlenmesini engelleyerek direksiyon hâkimiyetinin kaybedilmesini önler. Böylece, aracın yön kontrolü korunabilirken fren mesafesi de kısaltılarak sürüş güvenliği artırılmış olur [1].

Literatürde ABS kontrol yöntemleri üzerine çok sayıda farklı yaklaşım geliştirilmiştir. Örneğin, Abd El-Fatah ve ark. [2] farklı kontrol stratejilerini karşılaştırmalı olarak incelemiş, Quan ve ark. [3] bulanık mantık ve PID kontrolcülerin performansını kıyaslamış, Unguritu ve Nichitlea [4] ise ABS için Simulink tabanlı bir kontrolcü tasarımı sunmuştur. Bu çalışmalar, ABS sistemlerinde çeşitli kontrol tekniklerinin etkinliğini ortaya koyarken, bu bildiride özellikle Bang-Bang ve PD kontrolcülerin performansları kıyaslanmaktadır.

ABS sistemleri, tekerleklerin kayma oranını sürekli izleyerek, fren basıncını bu orana göre artırmakta, azaltmakta ya da sabit tutmaktadır. Bu adaptif yapı sayesinde, farklı yol koşullarında dahi optimum frenleme performansı elde edilmesi amaçlanmaktadır [5, 6, 7].

Ayrıca, ABS günümüzde sadece bağımsız bir sistem olarak değil, aynı zamanda ESC ve TCS gibi daha kapsamlı sürüş destek sistemlerinin bir alt modülü olarak da görev yapmaktadır. Şekil 1’de ABS frenli ve frensiz araçların ani frenleme anındaki davranışları karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır.



Şekil 1: ABS Frenli ve Frensiz Araçların etkisi [8].

2. ABS (Anti-blokaj Fren Sistemi): Yapısı ve Çalışma Prensibi

2.1. Çalışma Prensibi

Anti-blokaj Fren Sistemi (ABS), frenleme esnasında tekerleklerin kilitlenmesini önleyerek aracın yön kontrolünün korunmasını sağlayan bir aktif güvenlik sistemidir. ABS, özellikle düşük tutunma katsayısına sahip zeminlerde, tekerleklerin kilitlenmesi sonucu meydana gelebilecek kayma ve kontrol kaybı gibi istenmeyen durumların önüne geçer. Böylece hem sürüş güvenliği artırılır hem de fren mesafesi kısaltılır [1].

ABS sistemi temel olarak dört ana bileşenden oluşur: Bunlardan ilki, her bir tekerleğin dönme hızını sürekli olarak ölçen ve bu verileri elektronik kontrol ünitesine (ECU) ileten hız sensörleridir. İkinci bileşen olan ECU, sensörlerden gelen verileri analiz ederek tekerleklerin kilitlenme eğilimini algılar ve gerektiğinde fren basıncına müdahale edilip edilmeyeceğine karar verir. Üçüncü bileşen olan hidrolik modülatör (valfler), ECU’nun komutlarına göre fren basıncını artırır, azaltır veya sabit tutar. Son olarak, sistemde yer alan pompa, azaltılan fren basıncını yeniden oluşturmak üzere devreye girer ve böylece hidrolik dengenin sürekliliği sağlanır.

ABS sisteminin temel kontrol prensibi, *kayma oranı* (slip ratio) üzerine kuruludur. Kayma oranı aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$\text{Slip} = \frac{V_{\text{araç}} - V_{\text{tekerlek}}}{V_{\text{araç}}}$$

Genel olarak, 10 ile 30 arasındaki kayma oranı, maksimum yol tutuşu sağlar [9]. Tekerlek kayma oranı bu aralığın dışına çıktığında ECU, fren basıncını aşağıdaki şekilde düzenler:

- Tekerlek kilitlenme eğilimindeyse, fren basıncı azaltılır.
- Tekerlek tekrar dönmeye başladığında, fren basıncı artırılır.

- Uygun aralıkta denge sağlandığında, fren basıncı sabit tutulur.

Bu döngü, milisaniyeler düzeyinde yüksek frekansta sürekli olarak tekrarlanmakta olup, modern ABS sistemleri bu prensibi çeşitli kontrol algoritmalarıyla gerçek zamanlı olarak uygulamaktadır.

Bu çalışmada, MATLAB/Simulink ortamında bir ABS sistemi modellenmiştir. Bang-Bang ve PD kontrol yöntemleri, kuru ve ıslak asfalt zemin koşulları altında uygulanarak sistem performansına olan etkileri karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir.

2.2. Modern Araçlardaki Önemi

Modern araçlarda ABS sistemleri, sürüş güvenliğini artıran temel aktif güvenlik elemanları arasında yer almaktadır. Ani frenleme sırasında tekerleklerin kilitlenmesini önleyerek aracın yön kontrolünü koruyan ABS, özellikle düşük tutunmalı zeminlerde kaza riskini azaltır ve fren mesafesini optimize eder [1]. Bu nedenle birçok ülkede, yeni üretilen araçlarda ABS donanımı yasal olarak zorunlu hâle getirilmiştir [9].

3. Bang-Bang ve PD Kontrolcülerinin ABS’li ve ABS’siz Sistem Performansları

3.1. Çeyrek Taşıt Modeli ve Dinamikler

ABS kontrolünün matematiksel altyapısı çeyrek taşıt modeli üzerinden kurulmuştur. Araç boylamasına yönde hareket ederken üzerine etki eden kuvvetler aşağıdaki şekilde tanımlanabilir.

Araç dinamiği Newton’un ikinci kanununa göre:

$$\sum F_x = m\dot{v} \quad (1)$$

$$-F_x - F_a - F_r = m\dot{v} \quad (2)$$

Burada;

- F_x : Lastik-yol etkileşiminden doğan boylamsal fren kuvveti,
- F_a : Aerodinamik sürüklenme kuvveti ($F_a = f_a(v)$),
- F_r : Yuvarlanma direnci ($F_r = f_r(v)$),
- m : Araç kütlesi,
- v : Araç boylamasına hızı.

ABS senaryolarında, F_a ve F_r kuvvetleri fren kuvvetine kıyasla küçük kaldığından ihmal edilmiştir. Böylece model sadeleştirilerek:

$$-F_x = m\dot{v} \quad (3)$$

şeklinde yazılabilir.

3.1.1. Tekerlek Dinamikleri

Tekerleğe etki eden moment dengesi:

$$I\dot{\omega} = T_b - F_x R_r \quad (4)$$

Burada I tekerleğin dönme atalet momentini, ω açısal hızını, T_b fren torkunu, R_r ise tekerlek yarıçapını ifade etmektedir.

3.2. Zemin-Tekerlek Sürtünme Katsayısının Burckhardt Formülasyonu ile Hesaplanması

ABS sistem tasarımında, lastik ile yol arasındaki sürtünme katsayısı $\mu(s)$, kayma oranı s 'ye bağlı olarak modellenmektedir. Bu çalışmada, μ -slip ilişkisinin matematiksel olarak tanımlanmasında Burckhardt formülasyonu kullanılmıştır [10]:

$$\mu(s) = c_1 (1 - e^{-c_2 s}) - c_3 s \quad (5)$$

Bu modelde c_1 , c_2 ve c_3 katsayıları farklı zemin türleri için deneysel olarak belirlenmiştir. Aşağıda, çeşitli zemin koşulları için bu katsayılar Tablo 1'de verilmiştir:

Tablo 1: Burckhardt modeline göre farklı zeminler için parametre değerleri [11]

Zemin Tipi	c_1	c_2	c_3
Asfalt (kuru)	1.2801	23.99	0.52
Asfalt (ıslak)	0.857	33.822	0.347
Beton (kuru)	1.1973	25.168	0.5373
Kilit Taşı (kuru)	1.3713	6.4565	0.6691
Kilit Taşı (ıslak)	0.4004	33.708	0.1204
Kar	0.1946	94.129	0.0646
Buz	0.05	306.39	0

Bildiride, kuru ve ıslak asfalt zemin benzetim çalışmaları incelenmiştir.

3.3. Benzetim Çalışması Parametreleri

Bu çalışmada kullanılan araç, tekerlek ve model parametreleri Tablo 2'de özetlenmiştir. Tüm simülasyonlar MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir [12].

Tablo 2: ABS Simülasyon Parametreleri

Açıklama	Değer
Araç kütlesi	50 kg (ölçeklendirilmiş)
Tekerlek yarıçapı	1.25 m
Tekerlek atalet momenti	5 kg·m ²
Yerçekimi ivmesi	9.81 m/s ²
Fren kuvveti katsayısı	1
Maksimum fren basıncı	1500 N
Fren gecikme sabiti	0.01 s
Başlangıç hızı	60–70 km/h
Referans slip oranı	0.2

3.4. Kontrolcü Tasarımı

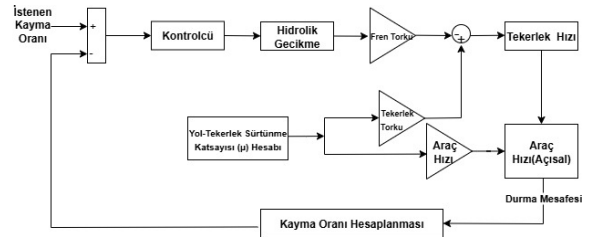
3.4.1. BANG BANG Kontrolcü Tasarımı

Bang-Bang kontrolcü (ya da aç-kapa kontrolcü), kontrol sinyalini yalnızca iki durum (1 ve 0) arasında geçiş yapacak şekilde üreten basit yapıya sahip bir kontrol algoritmasıdır. Bu yapı, sistem davranışını yönlendiren iki seviyeli bir mantıkla çalışır. ABS sistemine uygulandığında, Bang-Bang kontrolcü tekerlek kayma oranını sürekli izler ve bu oranın belirlenen eşik değeri aştığı durumda fren basıncını sıfıra indirir (0); kayma oranı eşik değerin altına düştüğünde ise fren basıncını yeniden uygular (1). Böylece tekerleğin kilitlenmesi önlenmiş olur ve frenleme

sırasında direksiyon hâkimiyeti korunur. Bu yöntem sayesinde fren basıncı hızlı bir şekilde artar ve azalır.

Bang-Bang kontrol stratejisinin uygulama açısından avantajı, basit bir yapıya sahip olmasıdır. Ancak yüksek anahtarlama frekansı nedeniyle sistemde titreşim (chattering) oluşabilir. Buna rağmen, tepki süresinin oldukça kısa olması, özellikle düşük yol tutuşuna sahip yüzeylerde etkili frenleme performansı sağlamasına olanak tanır [5].

Şekil 2'deki blok şemasında kontrolcü yerine Bang-Bang kontrolcüsü çeyrek taşıt modeli üzerine entegre edilmiştir. Bu modelde, kayma oranı sürekli olarak hesaplanmakta ve istenilen referans kayma oranı (s_{ref}) ile karşılaştırılmaktadır. Kayma oranı s_{ref} değerini aştığında, kontrolcü frenleme sinyali keserek fren basıncını sıfırlar. Kayma oranı tekrar referansın altına düştüğünde ise frenleme sinyali yeniden aktif hâle getirilerek frenleme devam ettirilir. Böylece sistem, istenilen kayma oranı etrafında çalışacak şekilde dinamik olarak yönlendirilmiş olur [10].



Şekil 2: Kontrolcülü ABS frenleme sistemi şeması.

Bu çalışmada kullanılan Bang-Bang kontrol algoritması, tekerlek kayma oranının s_{ref} referansına göre değerlendirilmesi esasına dayanır. Kayma oranı s referans değerin üzerine çıktığında frenleme durdurulmakta; altına düştüğünde ise frenleme yeniden başlatılmaktadır.

3.5. Kök-Yer Eğrisi Yöntemi ile PD Kontrolcü Kazançlarının Belirlenmesi

Şekil 2'deki blok şemasında PD kontrolcü çeyrek taşıt modeli üzerine entegre edilmiştir. ABS sistemi için PD kontrolcü tasarımı, hem kuru hem de ıslak asfalt zemin koşulları altında aynı yöntemle gerçekleştirilmiştir. Her iki durumda da sistem, Simulink modeli üzerinden lineerleştirilmiş ve kök-yer eğrisi yöntemiyle uygun (K_p , K_d) kazançları belirlenmiştir. Kontrolcü tasarımı süreci, [13, 14, 15, 16] gibi kaynaklarda tanımlanan klasik kontrol teorisi prensiplerine dayanmaktadır.

3.5.1. Kök-Yer Eğrisi (Root Locus) Yöntemi

Kök-yer eğrisi (root locus) yöntemi, sistem kutuplarının bir kontrol parametresi genellikle kazanç değıştikçe karmaşık düzlemde nasıl yer değıştirdiğini gösteren grafiksel bir analiz tekniğidir. Bu yöntem ilk olarak W.R. Evans tarafından geliştirilmiş olup, özellikle geri beslemeli kontrol sistemlerinin kararlılığının ve dinamik tepkisinin analizinde yaygın olarak kullanılmaktadır [13, 14].

Kontrol sistemlerinde kapalı çevrim kutuplarının konumu, sistemin yerleşme süresi, aşım miktarı, sönüm oranı gibi geçici rejim performans kriterlerini doğrudan etkiler. Kök-yer eğrisi,

bu kutupların konumlarının kontrol kazançlarına bağlı olarak nasıl hareket ettiğini göstererek, mühendislerin istenen sistem cevabına ulaşacak uygun kazanç değerlerini belirlemesini sağlar [15].

Bu çalışmada PD kontrolcü tasarımı için kök-yer eğrisi yöntemi kullanılmıştır. Sistemin belirli bir referans kayma oranı etrafında lineerleştirilmesi sonucunda elde edilen transfer fonksiyonu üzerinden açık çevrim modeli tanımlanmış ve aşağıdaki PD kontrolcü yapısı uygulanmıştır:

$$C(s) = K_p + K_d s = K_d \left(s + \frac{K_p}{K_d} \right) \quad (6)$$

Bu yapı, sisteme bir sıfır ekleyerek açık çevrim kutup-sıfır dağılımını değiştirmiştir. Ardından, MATLAB ortamında `rlocus` ve `rlocfind` komutları kullanılarak sistemin kök-yer eğrisi çizdirilmiş ve hedef kutup konumlarına karşılık gelen K_p ve K_d değerleri belirlenmiştir. Böylece hem kuru hem de ıslak asfalt zemin koşullarında, her biri için dinamik yapıya uygun PD kazançları sistematik şekilde elde edilmiştir.

Bu yöntem, kontrolör tasarımında görsel sezgisellik sağlaması, analitik çözüm zorunluluğu gerektirmemesi ve kararlılık analizi ile geçici rejim performansının birlikte değerlendirilebilmesine olanak sağlaması açısından önemli avantajlar sunmaktadır [13, 14, 15].

3.5.2. Farklı Zemin Koşulları Altında PD Kontrolcü Tasarımı

Bu çalışmada, hem kuru hem de ıslak asfalt zemin koşulları için PD kontrolcü tasarımı kök-yer eğrisi (root locus) yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Her iki senaryoda da Simulink ortamında geliştirilen ABS modeli, $\lambda = 0.2$ referans kayma oranı etrafında lineerleştirilmiştir. Lineerleştirme sonrası elde edilen sistem transfer fonksiyonu, PD kontrolcü ile kapatılarak sistemin kapalı çevrim davranışı analiz edilmiştir.

Denklem 2'deki PD kontrolcü yapısı, sisteme $z = \frac{K_p}{K_d}$ konumunda bir sıfır kazandırmakta ve açık çevrim sistemin kutup-sıfır dağılımını değiştirmektedir. Böylece kök-yer eğrisi şekillendirilerek sistemin kararlılığı ve geçici rejim performansı iyileştirilmektedir.

3.5.2.1. Kuru Asfalt Zemin:

Kuru asfalt zemin koşullarında lineerleştirilmiş sistem transfer fonksiyonu şu şekildedir:

$$G(s) = \frac{0.002841 s}{s^2 + 45.88 s} \quad (7)$$

Kök-yer eğrisi çizimi MATLAB ortamında yapılmış, `rlocfind` komutu ile aşağıdaki kazançlar belirlenmiştir:

$$K_p = 1330.2 \quad (8)$$

$$K_d = 118.5 \quad (9)$$

Bu kazançlarla sistem yaklaşık 1.5 s yerleşme süresi ve düşük aşım ile kararlı bir cevap vermektedir.

3.5.2.2. Islak Asfalt Zemin:

Islak asfalt yüzeyde yol tutuş daha düşüktür ve μ -slip eğrisi daha yumuşaktır. Lineerleştirilmiş sistem:

$$G(s) = \frac{0.002841 s}{s^2 + 43.53 s} \quad (10)$$

Bu koşul altında sıfır konumu $z = 2$ olarak belirlenmiş, aşağıdaki hedef kutup konumu için kök-yer eğrisi üzerinden kazançlar belirlenmiştir:

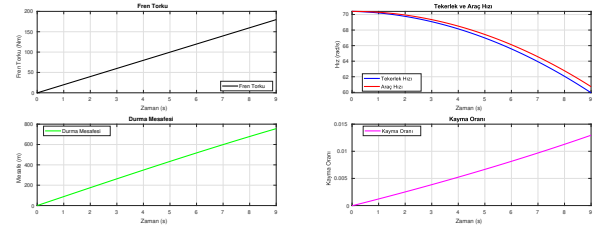
$$K_d = 144.1601 \quad (11)$$

$$K_p = 288.3202 \quad (12)$$

PD kontrolcü, kayma oranını $\lambda = 0.2$ çevresine başarılı biçimde oturtmuş ve sistemi kararlı bir şekilde regüle etmiştir. Kazançlar tamamen kök-yer eğrisi üzerinde etkileşimli olarak seçilmiştir; herhangi bir optimizasyon yöntemi kullanılmamıştır.

4. Simulasyon Sonuçları

4.1. Kuru Asfalt Zeminde ABS Olmadan Frenleme Davranışı



Şekil 3: Kuru Asfalt zemin koşulunda ABS sisteminin devrede olmadığı durum.

Şekil 3, kuru asfalt zemin koşullarında ABS sisteminin devre dışı olduğu bir frenleme senaryosunu göstermektedir.

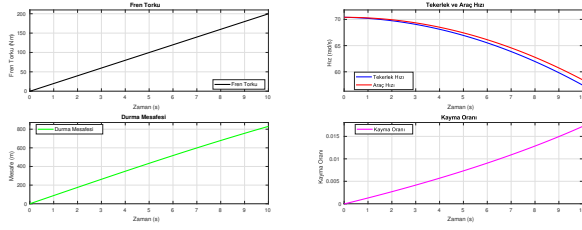
Fren torku, zamanla doğrusal olarak artmakta ve yaklaşık 190 Nm seviyesine ulaşmaktadır. Bu durum, sürücünün sabit bir frenleme komutu uyguladığını ve sistemde herhangi bir geri besleme kontrolü olmadığını göstermektedir.

Tekerlek ve araç hızlarının birlikte incelendiği grafikte, frenlemenin başlamasıyla birlikte her iki hız da azalmaktadır. Ancak tekerlek hızı, araç hızına kıyasla çok hafif bir farkla daha hızlı düşmektedir. Bu durum, tekerleklerde sınırlı düzeyde bir kayma oluştuğunu göstermektedir.

Kayma oranı grafiğinde de görülebileceği üzere, zamanla artan ancak düşük seviyelerde kalan bir kayma oranı söz konusudur. Kayma oranı yaklaşık olarak 0.015 seviyelerine ulaşmaktadır. Bu durum, kuru asfalt zemindeki yüksek yol tutuşuna rağmen ABS devrede olmadığı için tekerleklerin zamanla kısmen kaymaya başladığını, ancak tam kilitlenmenin gerçekleşmediğini göstermektedir.

Durma mesafesi grafiğinde ise aracın tamamen durmadığı, belirli bir hızla ilerlemeye devam ettiği anlaşılmaktadır. Mesafe zamanla artmakta olup, bu da frenlemenin tam bir duruşa ulaşmadığını göstermektedir. Bu durum, düşük kayma oranına rağmen frenleme süresinin ve mesafesinin uzadığını ortaya koymaktadır.

4.2. Islak Asfalt Zeminde ABS Olmadan Frenleme Davranışı



Şekil 4: Islak asfalt zemin koşulunda ABS sisteminin devrede olmadığı durum.

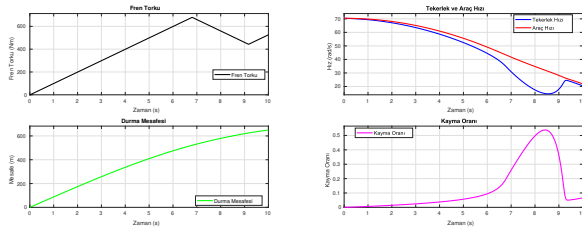
Şekil 4'te, ıslak asfalt zemin koşullarında ABS sisteminin devre dışı olduğu durumda aracın frenleme davranışını göstermektedir.

Fren torku grafiğine bakıldığında, sürücünün fren pedalına sabit bir kuvvetle bastığı varsayımı altında fren torkunun zamanla doğrusal bir şekilde arttığı görülmektedir. Bu artış, sistemde herhangi bir kontrol mekanizması (örneğin ABS) olmaksızın uygulanan klasik frenlemenin karakteristiğini yansıtmaktadır.

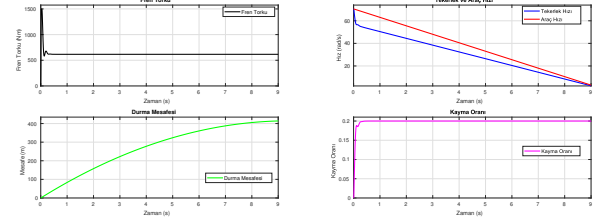
Tekerlek ve araç hızının birlikte gösterildiği grafikte ise, frenleme süreci boyunca tekerlek hızının araç hızına göre daha hızlı azaldığı gözlemlenmektedir. Bu durum, tekerleklerin yol yüzeyiyle olan tutuşunu kaybetmeye başladığını, yani kilitlenmeye yaklaştığını ve dolayısıyla kayma oranının arttığını göstermektedir. Nitekim kayma oranı grafiğinde de zamanla doğrusal bir artış olduğu ve yaklaşık 0.015 seviyelerine ulaşıldığı görülmektedir. Bu değerler, tekerleklerde gözle görülür bir kayma başladığını işaret etmektedir.

Durma mesafesi grafiğinde ise, araç sabit bir oranda yavaşladığı için mesafenin zamanla doğrusal olarak arttığı görülmektedir. Bu da, frenlemenin etkisinin sürekli olduğunu ancak veriminin düşük kaldığını göstermektedir. Çünkü kayma oranı arttıkça lastik ile zemin arasındaki etkin sürtünme azalmakta, bu da durma mesafesinin uzamasına neden olmaktadır.

4.3. PD ve Bang-Bang Kontrolcülerinin Kuru Asfalt Zemindeki ABS Performansı



Şekil 5: ABS ve Bang-Bang kontrolcü ile kuru asfalt zeminde frenleme.



Şekil 6: ABS ve PD kontrolcü ile kuru asfalt zeminde frenleme.

Şekil 5'te kuru asfalt zemin koşullarında Bang- Bang kontrolcü ve ABS sistemi devrede olduğu durumda aracın frenleme davranışını göstermektedir.

Bang-Bang kontrolcü ile kuru asfalt zemin üzerinde gerçekleştirilen frenleme sürecinde fren torku belirgin aç-kapa karakteriyle yükselip azalmaktadır. Bu durum, kontrolcünün yüksek frekanslı anahtarlama yapısının bir sonucudur.

Tekerlek hızı, araç hızına kıyasla daha hızlı düşüş göstermekte ve bu fark 7–9 saniye aralığında belirgin şekilde artmaktadır. Bu durum, tekerleklerin kilitlenme eğilimine girdiğini ve yol tutuşunun azaldığını göstermektedir.

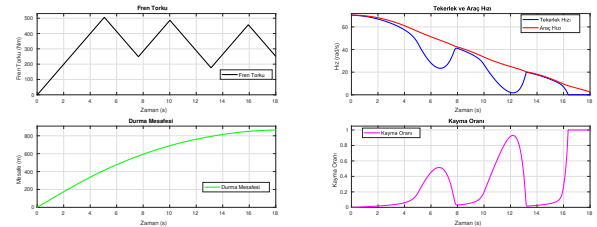
Kayma oranı grafiğinde yaklaşık 0.5 seviyesine ulaşan ani artışlar, geçici tekerlek kilitlenmeleri ve sistemde kararsızlık oluştuğunu ortaya koymaktadır. Durma mesafesi her ne kadar kabul edilebilir düzeyde olsa da, sistemdeki salınımlar frenleme konforunu ve güvenliğini olumsuz etkilemektedir.

Şekil 6'da, kuru asfalt zemin koşullarında PD kontrolcü ve ABS sistemi devrede olduğu durumda aracın frenleme davranışını göstermektedir.

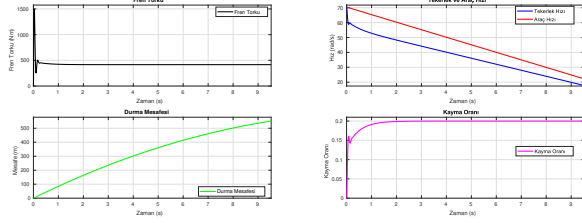
Fren torku başlangıçta kısa süreli bir pik gösterse de, sistem hızlıca kararlı bir değere oturarak sabitlenmiştir. Bu durum, PD kontrolcünün etkili bir şekilde aşırı tork salınımını bastırdığını göstermektedir. Tekerlek ve araç hızları arasındaki fark minimal düzeyde olup, sistem boyunca senkronize bir yavaşlama izlenmiştir.

Durma mesafesi eğrisi ise düzgün ve sürekli bir azalma eğilimi sunmakta olup, hem etkin hem de konforlu bir frenleme sürecine işaret etmektedir. Kayma oranı grafiğinde ise, değer yaklaşık 0.2 seviyesinde sabitlenmiş ve kontrol altına alınmıştır. Bu durum, sistemin hedeflenen kayma oranına hızla ulaşarak bu değeri koruyabildiğini göstermektedir. Genel olarak PD kontrolcü, kuru zemin koşullarında dengeli, kararlı ve güvenli bir frenleme performansı sergilemektedir.

4.4. PD ve Bang-Bang Kontrolcülerinin Islak Asfalt Zemindeki ABS Performansı



Şekil 7: ABS ve Bang-Bang kontrolcü ile ıslak asfalt zeminde frenleme.



Şekil 8: ABS ve PD kontrolcü ile ıslak asfalt zeminde frenleme.

Şekil 7’de, ıslak asfalt zemin koşullarında Bang- Bang kontrolcü ve ABS sistemi devrede olduğu durumda aracın frenleme davranışını göstermektedir.

Fren torku, kontrolcünün aç/kapa yapısı gereği belirgin üçgen dalgalar şeklinde ani artış ve azalışlarla değişmektedir. Bu hızlı ve keskin geçişler, fren torkunda yüksek frekanslı osilasyonlara neden olmaktadır.

Tekerlek ve araç hızları arasındaki farkın zamanla arttığı ve tekrar azaldığı periyodik yapı, tekerleklerin belirli aralıklarla kilitlenip açıldığını, yani sistemin kararsız çalıştığını göstermektedir. Bu durum kayma oranı grafiğinde daha net ortaya çıkmakta; 0.5 ila 1.0 arası ani sıçramalarla kontrol dışı bölgelerde salınımlar oluşmaktadır. Kayma oranının zaman zaman yüzde 100’e ulaşması, tekerleklerin tamamen kilitlendiği anlara işaret etmektedir.

Durma mesafesi, kontrolsüzlüklere rağmen sürekli artmakta ve frenleme sonunda kabul edilebilir bir seviyeye ulaşmaktadır. Ancak bu frenleme davranışı hem konfor hem de güvenlik açısından oldukça yetersiz olup, PD kontrolcüye kıyasla zayıf bir performans ortaya koymaktadır.

Şekil 8’de, ıslak asfalt zemin koşullarında PD kontrolcü ve ABS sistemi devrede olduğu durumda aracın frenleme davranışını göstermektedir.

Fren torku başlangıçta kısa süreli bir dalgalanma yaşasa da, çok kısa sürede sabit bir değere oturarak kararlı hale gelmiştir. Bu durum, PD kontrolcünün sistemin kararsızlığını bastırmada oldukça etkili olduğunu göstermektedir.

Tekerlek ve araç hızları arasında oluşan fark oldukça sınırlı düzeyde seyretmekte, bu da yol tutuşunun etkin biçimde korunduğunu ve kilitlenmenin önüne geçildiğini ortaya koymaktadır. Kayma oranı ise sistemin hızlıca referans değeri olan 0.2 seviyesine ulaştığını ve bu değerinde sabitlendiğini göstermektedir. Bu kontrol yapısı sayesinde tekerleklerin kilitlenmesi önlenmiş, ideal kayma oranı korunmuştur.

Durma mesafesi ise yumuşak bir şekilde artmakta ve oldukça kısa bir sürede tamamlanmaktadır. Sonuç olarak, PD kontrolcü ıslak zemin koşullarında dahi yüksek kararlılık, kısa durma mesafesi ve güvenli frenleme performansı sunmaktadır.

5. Benzetim Çalışması Sonuçlarının Sayısal Karşılaştırması

Tablo 3: Farklı kontrolcüler ve zemin koşullarına göre fren torku davranışı

Zemin + Kontrolcü	Fren Torku Davranışı
Islak Asfalt (ABS Yok)	Sabit artış
Islak Asfalt + Bang-Bang	Ani osilasyon
Islak Asfalt + PD	Düzgün artış
Kuru Asfalt (ABS Yok)	Kontrolsüz artış
Kuru Asfalt + Bang-Bang	Geçişli, salınımlı
Kuru Asfalt + PD	Yumuşak ve dengeli

Tablo 4: Tekerlek ve araç hızı farkı (yol tutuş göstergesi)

Zemin + Kontrolcü	Hız Farkı Yorumu
Islak Asfalt (ABS Yok)	Kilitlenme eğilimi
Islak Asfalt + Bang-Bang	Büyük fark, dengesiz
Islak Asfalt + PD	Düşük fark, etkin tutuş
Kuru Asfalt (ABS Yok)	Tutuş daha iyi
Kuru Asfalt + Bang-Bang	Artan fark, kayma
Kuru Asfalt + PD	Senkron ve stabil

Tablo 5: Kayma oranı ve durma mesafesi

Zemin + Kontrolcü	Kayma
Islak Asfalt (ABS Yok)	0.015 civarı
Islak Asfalt + Bang-Bang	0.8’e kadar
Islak Asfalt + PD	0.2 kararlı
Kuru Asfalt (ABS Yok)	0.03
Kuru Asfalt + Bang-Bang	0.04
Kuru Asfalt + PD	0.015–0.02

Tablo 6: Durma mesafesinin zemin ve kontrolcüye göre değişimi

Zemin + Kontrolcü	Durma Mesafesi
Islak Asfalt (ABS Yok)	Uzun, lineer
Islak Asfalt + Bang-Bang	Kısa ama dengesiz
Islak Asfalt + PD	En kısa
Kuru Asfalt (ABS Yok)	Uzun
Kuru Asfalt + Bang-Bang	Orta düzeyde
Kuru Asfalt + PD	Kısa ve konforlu

Yapılan benzetim çalışmasının sayısal sonuçları, Tablo 3, Tablo 4, Tablo 5 ve Tablo 6’te özetlenmiştir. Kontrolcü bulunmayan senaryolarda hem kayma oranı hem de durma mesafesi yüksek olup frenleme performansı düşüktür. Bang-Bang kontrolcü, özellikle ıslak zeminde yüksek osilasyonlu yapı nedeniyle dengesiz bir frenleme sunarken, PD kontrolcü tüm zemin koşullarında daha kararlı tork üretimi, düşük hız farkı ve kısa durma mesafesiyle üstün bir performans göstermiştir.

6. Sonuçlar

Yapılan benzetim çalışmaları, ABS sisteminin devre dışı bıraktığı senaryolarda zemin koşullarının frenleme performansı üzerindeki etkisinin oldukça kritik olduğunu ortaya koymaktadır. Özellikle kuru asfalt gibi yüksek tutunma katsayısına sahip zeminlerde dahi, fren torkunun kontrolsüz biçimde uygulan-

ması durumunda tekerleklerin belirli bir sürenin ardından kaymaya başlaması kaçınılmaz hâle gelmektedir. Bu kayma davranışı, hem durma mesafesinin uzamasına hem de aracın yönel kontrolünün kaybına neden olarak, güvenli frenlemenin mümkün olmadığı bir durum yaratmaktadır.

Kuru zeminde gözlemlenen bu olumsuzluklar, kontrolsüz tork artışı ve kilitlenmeye meyilli tekerlek dinamiklerinden kaynaklanmaktadır. Islak asfalt gibi düşük tutunma katsayısına sahip yüzeylerde ise bu olumsuz etkiler çok daha çarpıcı şekilde gözlenmektedir. Zemin ile tekerlek arasındaki sürtünmenin zayıf olması nedeniyle, tekerlekler frenleme anının henüz başlarında kilitlenme eğilimi göstermekte ve kayma oranı hızla artmaktadır. Bu durum, sistemin kontrol dışına çıkmasına yol açmakta, tekerleğin zeminle temasının zayıflaması sonucu hem yönel hem de doğrusal stabilite ciddi şekilde bozulmaktadır. Araç, sürücü müdahalesine geç tepki verir hâle gelmekte ve hızın sıfıra inmesi çok daha uzun bir sürede gerçekleşmektedir. Dolayısıyla, ABS sisteminin bulunmadığı senaryolar, özellikle kaygan zemin koşullarında hem güvenlik hem de kontrol açısından ciddi riskler doğurmaktadır.

Bang-Bang ve PD kontrolcülerin entegre edildiği ABS sistemleri karşılaştırıldığında, PD kontrolcünün hem ıslak hem de kuru zemin koşullarında daha üstün bir frenleme performansı sunduğu açıkça görülmektedir. Bang-Bang kontrolcü, fren torkunu aç/kapa prensibiyle hızlı bir şekilde modüle ederek kaymayı baskılamaya çalışsa da, bu yöntem yüksek frekanslı salınımlar üretmekte ve zaman zaman sistem kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Ayrıca durma mesafesi her ne kadar belirgin ölçüde azalsa da, torkun keskin geçişlerle uygulanması, frenleme sürecinin akıcılığını ve sürücü konforunu azaltabilmektedir. PD kontrolcü ise, daha rafine bir kontrol stratejisiyle hedeflenen kayma oranını (yaklaşık 0.2) kısa sürede yakalamakta ve bu değeri çevresinde sabit tutarak tekerlek kilitlenmesini etkin biçimde önlemektedir. Bu sayede hem durma mesafesi önemli ölçüde kısaltılmakta hem de araç hızının sıfıra düşme süresi Bang-Bang kontrolcüye kıyasla daha az olmaktadır. Tork uygulamasının yumuşak ve kararlı şekilde yapılması, hem sistemin genel stabilitesini iyileştirmekte hem de aracın yol tutuşunu ve yön kontrolünü geliştirmektedir.

Bu kapsamda PD kontrolcü, sürüş güvenliği ve frenleme etkinliği açısından daha başarılı ve sürdürülebilir bir çözüm olarak öne çıkmaktadır.

7. Teşekkür

Yazarlar bu çalışmanın tamamlanmasındaki destekleri için AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik şirketine teşekkür etmektedirler.

8. Kaynakça

- [1] Robert Bosch GmbH, “Antilock braking systems (abs),” 1989, Developed by Bosch as a standard vehicle safety system.
- [2] S. Abd El-Fatah, A. N. Sharkawy, and N. M. Ghazaly, “A comparative study of different control methods for anti-lock braking system (abs),” *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, 2021.
- [3] V. H. Quan, N. A. Ngoc, and N. M. Tien, “A comparison of the performance of anti-lock braking system (abs) using fuzzy and pid controllers,” in *6th International Conference on Communications and Electronics (ICCE)*. 2022, IEEE.
- [4] M. G. Unguritu and T. C. Nichitlea, “Design and assessment of an anti-lock braking system controller,” *Romanian Journal of Information Science and Technology*, 2023.
- [5] S. Semmler, R. Isermann, R. Schwarz, and P. Rieth, “Wheel slip control for antilock braking systems using brake-by-wire actuators,” in *SAE Technical Paper Series*, 2003, number 2003-01-0325.
- [6] A. B. Will and S. H. Zak, “Antilock brake system modeling and fuzzy control,” *International Journal of Vehicle Design*, vol. 24, no. 1, pp. 1–18, 2000.
- [7] C. M. Lin and C. F. Hsu, “Neural-network hybrid control for antilock braking systems,” *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 14, no. 2, pp. 351–359, Mar. 2003.
- [8] Makina Eğitimi, “ABS Fren Sistemi Nedir, Ne İşe Yarar, Nasıl Çalışır?,” <https://www.makinaegitimi.com/abs-fren-sistemi-nedir-ne-ise-yarar-nasil-calisir/>, 2025, Erişim tarihi: 30 Temmuz 2025.
- [9] Giorgio Genta, “Motor vehicle dynamics: Modeling and simulation,” 2006, Second edition.
- [10] Mümin Tolga Emirler, “Anti-lock braking system (abs),” 2022, KOM6103 Automated Driving Control Systems, Yıldız Technical University, Graduate School of Science and Technology, Spring 2021–2022.
- [11] Uwe Kiencke and Lars Nielsen, *Automotive Control Systems: For Engine, Driveline, and Vehicle*, Springer, Berlin, Heidelberg, 2006.
- [12] MathWorks, “Abs braking model,” <https://www.mathworks.com/help/sldo/ug/anti-lock-braking-system.html>, Accessed: 31 Aug. 2025.
- [13] J. Ackermann, *Robust Control: The Parameter Space Approach*, Springer-Verlag, London, 1993.
- [14] Katsuhiko Ogata, *Modern Control Engineering*, Prentice Hall, 5 edition, 2010.
- [15] Rajesh Rajamani, *Vehicle Dynamics and Control*, Springer, 2 edition, 2011.
- [16] Lino Guzzella and Antonio Sciarretta, *Vehicle Propulsion Systems: Introduction to Modeling and Optimization*, Springer, 2007.

Bir DA Motorun Uyarlamalı İntegral Tip Çatırtısız Kayma Kipli Kontrolcü Yötemiyle Hız Kontrolü

Senanur Sarıhan¹, Mert Serhat Sarıhan²

¹ AVL Araştırma ve Mühendislik
İstanbul, Türkiye

senanur.salim@avl.com

² İstanbul Teknik Üniversitesi
İstanbul, Türkiye

sarihan22@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, doğru akım (DA) motorlarının hız kontrolü problemi için yeni bir uyarlamalı integral tip çatırtısız kayma kipli kontrol (UIKKK) yaklaşımı önerilmektedir. Tasarım sırasında kontrol işaretinin türevi elde edildiği ve sisteme uygulanmadan önce integrali alınarak gerçekleştirildiği için, sürekli bir fonksiyon olan ve çatırtının asıl kaynağını oluşturan işaret fonksiyonunun etkisi ortadan kaldırılmıştır. Ayrıca, doğrusal olmayan fonksiyonların ve türevlerinin sınırlı üst değerlerine ihtiyaç duymadan, Lyapunov tabanlı uyarlayıcı yapı sayesinde bu değerler çevrim içi olarak tahmin edilmektedir. Bu sayede, klasik kayma kipli kontrolcülerde (KKK) karşılaşılan hesaplama yükü azaltılmakta ve uyarlama mekanizmasındaki olası tekillikler ortadan kaldırılmaktadır. Kapalı çevrim dinamiklerin asimptotik kararlılığı, Lyapunov kararlılık teorisi çerçevesinde matematiksel olarak ispatlanmıştır. Denetleyicinin etkinliği, oransal-integral (PI) kontrolcü, geleneksel KKK ve literatürde yer alan tam mertebeden çatırtısız kayma kipli kontrolcü (TMKKK) ile yapılan karşılaştırmalı benzetim çalışmalarıyla değerlendirilmiş ve bu çalışmalar sonucunda, önerilen uyarlamalı integral tip kayma kipli kontrolcünün dış bozuculara ve model belirsizliklerine karşı daha yüksek dayanıklılık sağlayarak sistem performansını anlamlı ölçüde iyileştirdiği ortaya konmuştur.

Abstract

In this study, a novel adaptive integral-type chattering-free sliding mode control (AICSMC) approach is proposed for the speed control problem of direct current (DA) motors. Since the derivative of the control signal is obtained during the design phase and then integrated before being applied to the system, the effect of the discontinuous sign function—which is the main source of chattering—is effectively eliminated. Moreover, without requiring predefined upper bounds of nonlinear functions and their derivatives, these bounds are estimated online through a Lyapunov-based adaptive mechanism. In this way, the computational burden commonly encountered in classical sliding mode controllers (SMC) is reduced, and potential singularities in the adaptation mechanism are avoided. The asymptotic

stability of the closed-loop dynamics is mathematically proven within the framework of Lyapunov stability theory. The effectiveness of the proposed controller is evaluated through comparative simulation studies involving a proportional-integral (PI) controller, a conventional SMC, and a full-order chattering-free sliding mode controller (FOCSMC) from the literature. The simulation results demonstrate that the proposed AICSMC provides significantly improved performance and enhanced robustness against external disturbances and model uncertainties.

1. Giriş

Doğru akım (DA) motorları, hem kontrol edilebilirlik açısından sağladığı avantajlar hem de maliyet etkinliği nedeniyle çeşitli endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan temel aktüatörler arasında yer almaktadır. Bu motorlar; otomasyon sistemlerinden robotik uygulamalara, elektrikli taşıtlardan havacılık ve savunma sanayine kadar geniş bir kullanım yelpazesine sahiptir. DA motorları, özellikle düşük hızlarda yüksek tork gerektiren uygulamalarda tercih edilmekte; aynı zamanda geri besleme tabanlı kontrol stratejilerine uygun yapısıyla hassas konum ve hız kontrolü açısından da ön plana çıkmaktadır. Ancak, bu motorların dinamik davranışı; sistem parametrelerinin zamanla değişmesi, sürtünme etkileri, dış bozucular ve yük değişimleri gibi birçok etkene bağlı olarak karmaşık hâle gelebilmektedir. Dolayısıyla, DA motorların yüksek performanslı ve güvenilir bir şekilde çalışabilmesi için, güçlü bir kararlılık analizi ile desteklenmiş sağlam kontrolcü tasarımlarına ihtiyaç duyulmaktadır.

Literatürde, doğru akım motorlarının hız kontrolü amacıyla çeşitli kontrol yöntemleri kullanılmış olup; bu yöntemler arasında özellikle oransal-integral-türevsel (PID) kontrol ve KKK öne çıkmaktadır. [1] numaralı çalışmada, PID kontrolcünün parametre optimizasyonu üzerine odaklanılmış; ancak model belirsizlikleri ve dış bozucu etkiler göz önünde bulundurulmamıştır. Benzer şekilde, [2, 3] çalışmalarında da PID kontrolcü tasarımına odaklanılmış fakat sistemdeki parametre değişimleri ve harici bozucular dikkate alınmamıştır. [4, 5] numaralı çalışmalarda PID kontrolcü gerçek sistem üzerinde uygulanmış olmasına rağmen, kontrol performansını etkileyebilecek modelleme

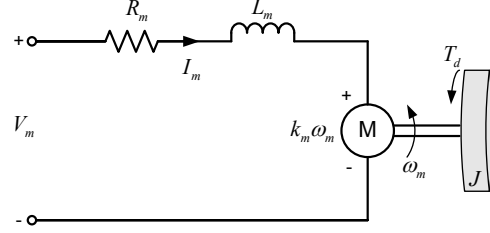
hataları ve dışsal bozucu girişler yine göz ardı edilmiştir. Öte yandan, [6] çalışmasında kesirli mertebeden PID kontrolcü tasarlanmış ve uygulanmıştır; ancak bu yöntemde de sistem belirsizlikleri ve bozulcular karşı dayanıklılık konuları ele alınmamıştır. KKK yöntemine dayalı çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmiştir; ancak bu çalışmaların çoğunda çatırtı problemi giderilememiş ve sistem belirsizlikleri veya dış bozulcular yeterince dikkate alınmamıştır. [7] numaralı çalışmada, model belirsizlikleri ve dış bozulcular ihmal edilmiş; ayrıca çatırtıyı azaltmak amacıyla işaret fonksiyonu yerine yumuşatılmış işaret fonksiyonu, yani Yarı-Kayma Kipli Kontrol (Quasi-Sliding Mode Control) yaklaşımı benimsenmiştir. [8] çalışmasında dış bozucu etkiler modele dahil edilmiş olsa da model parametrelerindeki belirsizlikler göz ardı edilmiştir. Söz konusu çalışmada da yine çatırtıyı bastırmak için yumuşatılmış işaret fonksiyonu kullanılmıştır. [9, 10] numaralı çalışmalarda ise ne dış bozucu etkiler ne de model belirsizlikleri dikkate alınmış; yalnızca klasik KKK yapısı yumuşatılmış işaret fonksiyonu ile modifiye edilerek çatırtı azaltılmaya çalışılmıştır. Öte yandan, [11] çalışmasında geleneksel KKK, integral KKK ve dinamik KKK yapılarına yer verilmiş; model belirsizliklerinin etkisi incelenmiş olsa da dış bozulcular altında herhangi bir analiz gerçekleştirilmemiştir. Bu kapsamda değerlendirildiğinde, literatürdeki mevcut KKK tabanlı yöntemlerin çatırtı problemini etkili ve kesin bir şekilde ortadan kaldıramadığı görülmektedir.

Bu çalışmada, DA motor sistemlerinde model belirsizlikleri ve dış bozulcular altında kararlılığı artırmak ve çatırtıyı ortadan kaldırmak amacıyla Uyarlamalı İntegral tip Kayma Kipli Kontrolcü (UIKKK) önerilmektedir. Geleneksel kayma modlu kontrol yaklaşımlarından farklı olarak, kontrol sinyalinin türevi kontrolcü sinyali olarak tasarlanmakta ve ardından gerçek kontrol girişini oluşturmak üzere integrali alınmaktadır. Bu yapı, yüksek frekanslı anahtarlama davranışını etkili bir şekilde ortadan kaldırarak çatırtısız bir tepki elde edilmesini sağlamaktadır. Kontrolcü tasarımına Lyapunov tabanlı uyarlama mekanizmaları entegre edilerek, model belirsizlikleri ve dış bozulcular altında önerilen kontrol yapısının dayanıklılığı artırılmıştır. Uyarlama mekanizmaları, parametre belirsizliklerinin ve zamana bağlı dış bozulcuların üst sınır değerlerine duyulan ihtiyacı ortadan kaldırmakta ve böylece bu belirsizliklerin sistem performansı üzerindeki etkisini önemli ölçüde azaltmaktadır. Ayrıca, kontrol işaretiyle ilişkili kontrol kazancı belirsizliğini ele almak amacıyla ek bir uyarlama yasası tanımlanmıştır. Önerilen UIKKK ve tüm uyarlama yasalarının sistem kararlılığını sağladığı, Lyapunov teorisi kullanılarak matematiksel olarak ispatlanmıştır.

Bu makalenin yapısı şu şekilde düzenlenmiştir: İkinci bölümde DA motor sisteminin matematiksel modeli sunulmuştur. Üçüncü bölümde geleneksel KKK tasarımı ele alınmıştır. Dördüncü bölümde önerilen çatırtısız UIKKK yöntemi detaylı olarak açıklanmıştır. Beşinci bölümde kontrolcülerin karşılaştırmalı benzetim çalışmaları verilmiş, son olarak altıncı bölümde genel bir değerlendirme yapılarak çalışmanın sonuçları tartışılmıştır.

2. DA Motor Modeli

DA motorlar, sanayi ve ev uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu tür uygulamalarda motor hızının hassas kont-



Şekil 1: DA motorun yapısı

rolü temel bir gereksinimdir. DA motorun elektriksel devresi Şekil 1'de gösterilmiştir. Motorun dönel hareketine ilişkin dinamik davranışı, aşağıdaki diferansiyel denklemle modellenir [12]:

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} + b\omega(t) = T_m(t) \quad (1)$$

Burada $\omega(t)$ açısal hız (rad/s), J dönme ataleti ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$), b viskoz sürtünme katsayısı ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}$), ve $T_m(t)$ motor tarafından üretilen torktur ($\text{N}\cdot\text{m}$). Motor torku, armatür akımı ile doğru orantılıdır ve bu ilişki aşağıdaki denklemle ifade edilir:

$$T_m(t) = K_t i_m(t) \quad (2)$$

Burada, K_t tork sabiti ($\text{N}\cdot\text{m}/\text{A}$) ve $i_m(t)$ armatür akımıdır (A). Armatür devresinin elektriksel davranışı, sistemdeki endüktans ve direnç etkilerini içeren şu diferansiyel denklemle tanımlanır:

$$L_m \frac{di_m(t)}{dt} + R_m i_m(t) = v_m(t) - e_b(t) \quad (3)$$

Bu denklemde L_m armatür endüktansı (H), R_m armatür direnci (Ω), $v_m(t)$ uygulanan gerilim (V) ve $e_b(t)$ ise zıt elektromotor kuvvetidir (V). Zıt elektromotor kuvveti (EMK), rotorun açısal hızı ile doğru orantılı olup şu şekilde modellenir:

$$e_b(t) = K_b \omega(t) \quad (4)$$

Burada K_b , zıt EMK sabitidir ($\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}$). Sistemin durum-uzay biçiminde ifade edilebilmesi için $x_1 = \omega(t)$, $x_2 = i_m(t)$, $u = v_m(t)$ durum ve giriş değişkenleri tanımlanır. Bu tanımlamalarla sistemin durum denklemleri şu şekilde yazılır:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{b}{J} & \frac{K_t}{J} \\ -\frac{K_b}{L_m} & -\frac{R_m}{L_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_m} \end{bmatrix} u \quad (5)$$

Giriş gerilimi $v_m(s)$ ile çıkış açısal hızı $\omega(s)$ arasındaki sembolik transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir:

$$G(s) = \frac{K_t}{L_m J s^2 + (L_m b + R_m J) s + (R_m b + K_t^2)} \quad (6)$$

3. Geleneksel Kayma Kipli Kontrolcü

$n = \frac{K_t}{L_m J}$, $d_1 = \frac{R_m b + K_t^2}{L_m J}$ ve $d_2 = \frac{L_m b + R_m J}{L_m J}$ olmak üzere denklem 6 ile verilen DA motor sistemine ait transfer fonksiyonu

$$G(s) = \frac{V_m(s)}{\omega(s)} = \frac{n}{s^2 + d_2 s + d_1} \quad (7)$$

biçiminde yeniden düzenlenmiştir. Bu ikinci mertebeden sistem kullanılarak

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -d_1 & -d_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ n \end{bmatrix} u \quad (8)$$

şeklinde yeni bir kanonik yapıya geçiş yapılabilir. Sistem durumları $x_1 = \omega(t)$, $x_2 = \dot{\omega}(t)$ olarak atanırsa

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= -d_2 x_2 - d_1 x_1 + n u\end{aligned}\quad (9)$$

durum-uzay modeli edilir. Referans takip hatası ve türevi

$$\begin{aligned}e &= r - x_1 \\ \dot{e} &= \dot{r} - x_2\end{aligned}\quad (10)$$

olarak tanımlanmıştır. Kayma yüzeyi için

$$\sigma = \dot{e} + ce = \dot{r} - x_2 + c(r - x_1) \quad (11)$$

denklemleri tasarlanmıştır. Kayma yüzeyi σ 'nın türevi alındığında

$$\dot{\sigma} = \ddot{r} - \dot{x}_2 + c(\dot{r} - x_2) \quad (12)$$

elde edilir. Ulaşma yasası olarak

$$\dot{\sigma} = -K_s \text{sign}(\sigma) \quad (13)$$

seçilmiştir. Burada K_s pozitif bir tasarım parametresidir. Denklem 9'daki durum modelinden elde edilen \dot{x}_2 ifadesi aşağıdaki gibidir:

$$\dot{\sigma} = \ddot{r} + d_2 x_2 + d_1 x_1 - n u + c(\dot{r} - x_2) \quad (14)$$

denklemleri elde edilir. Lyapunov aday fonksiyonu aşağıdaki şekilde seçilir:

$$V = \frac{1}{2} \sigma^2 \quad (15)$$

Bu fonksiyonun zamana göre türevi:

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} \quad (16)$$

Denklem 14 ile elde edilen $\dot{\sigma}$ ifadesi, denklem 16'da yerine yazıldığında

$$\dot{V} = \sigma (\ddot{r} + d_2 x_2 + d_1 x_1 - n u + c(\dot{r} - x_2)) \quad (17)$$

ifadesi elde edilir. Burada kontrol girdisi u

$$u = \frac{1}{n} (\ddot{r} + d_2 x_2 + d_1 x_1 + c(\dot{r} - x_2) + K_s \text{sign}(\sigma)) \quad (18)$$

şeklinde tasarlanmıştır. Bu durumda, 16 denklemi ile gösterilen Lyapunov aday fonksiyonun türevi

$$\dot{V} = -K_s |\sigma| \leq 0 \quad (19)$$

eşitsizliği olarak elde edilir. Böylelikle tasarlanan kontrolcünün asimptotik kararlılığı LaSalle-Yoshizawa teoremine göre ispatlanmış olur. Sistemin yükselme zamanının hesaplanabilmesi için 16 numaralı denklem yeniden ele alınarak

$$\dot{V} = \sigma \dot{\sigma} \leq -K_s |\sigma| = -K_s \sqrt{2V} \quad (20)$$

şeklinde bir eşitsizlik elde edilmiştir. Ardından bu eşitsizlik

$$\frac{dV}{\sqrt{V}} \leq -K \sqrt{2} dt \quad (21)$$

olarak düzenlenmiş ve her iki tarafın, başlangıç değeri $V(0)$ 'dan 0'a kadar integrali alınarak

$$\int_{V(0)}^0 \frac{dV}{\sqrt{V}} \leq -K_s \sqrt{2} \int_0^{T_r} dt \rightarrow 2\sqrt{V(0)} \leq K_s \sqrt{2} T_r \quad (22)$$

T_r ifadesini içeren yeni bir eşitsizlik elde edilmiştir. Buradan, ulaşma süresi T_r için üst sınır

$$T_r \geq \frac{\sqrt{2V(0)}}{K_s} \quad (23)$$

şeklinde elde edilmiştir.

4. Uyarlamalı İntegral Tip Çatırtısız Kayma Kipli Kontrolcü

Denklem 8 ile verilen sistem

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 \\ \frac{1}{n} \dot{x}_2 &= -\frac{d_2}{n} x_2 - \frac{d_1}{n} x_1 + u + d(t)\end{aligned}\quad (24)$$

şeklinde yeniden düzenlenmiştir. Burada d , sistem üzerindeki dış bozucuyu temsil etmektedir. Denklem 24 incelendiğinde, kontrol girdisi u sisteme herhangi bir çarpan olmadan doğrudan toplamsal biçimde etki ettiği görülmektedir. Bu sayede, sistem dinamikleri aşağıdaki gibi afın bir yapıya dönüştürülebilmektedir: $\Theta_0 \dot{x}_2 = f + \Delta f + u$. Burada Θ_0 , modellenmesinde belirsizlik bulunan kısmen bilinen bir parametreyi ifade ederken; Δf , hem model belirsizliklerini hem de dış bozucuları birlikte temsil eden bileşik bir terim olarak tanımlanmaktadır. Denklem 10 ile verilen hata denklemleri kullanılarak kayma yüzeyi

$$s = \dot{e} + \lambda_1 \int_0^t \dot{e} d\tau + \lambda_2 \int_0^t e d\tau \quad (25)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Sistem denge noktasındayken $s = 0$ eşitliği sağlanmaktadır. Bu durumda hata durum-uzay modeli

$$\begin{bmatrix} \dot{e} \\ \ddot{e} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\lambda_2 & -\lambda_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e \\ \dot{e} \end{bmatrix} \quad (26)$$

şeklinde elde edilir. Burada λ_1 ve λ_2 tasarım parametreleri, sistemin karakteristik polinomunu Hurwitz kararlı kılacak şekilde seçilmelidir. Denklem 25 ile verilen kayma yüzeyi kullanılarak ikincil bir kayma yüzeyi

$$\sigma = \dot{s} + cs \quad (27)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada $c > 0$ pozitif bir tasarım parametresidir. İkincil kayma yüzeyinin türevi alındığında

$$\dot{\sigma} = \ddot{s} + c\dot{s} = \ddot{e} + \lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e + c(\dot{e} + \lambda_1 e + \lambda_2 e) \quad (28)$$

denklemleri elde edilmektedir. Kayma değişkeninin yakınsamasını sağlamak amacıyla ulaşma yasası olarak

$$\dot{\sigma} = -K_\sigma |\sigma| \quad (29)$$

seçilmiştir. Burada K_σ pozitif bir tasarım parametresidir. Pozitif tanımlı bir Lyapunov aday fonksiyonu

$$V(t) = \frac{1}{2} \Theta_0 \sigma^2 + \sum_{i=0}^4 \frac{1}{2\gamma_i} \ddot{\Theta}_i^2 \quad (30)$$

şeklinde tasarlanmıştır. Burada $\tilde{\Theta}_i = \hat{\Theta}_i - \Theta_i$ 'dir. Lyapunov aday fonksiyonunun türevi alındığında

$$\dot{V}(t) = \Theta_0 \sigma \dot{\sigma} + \sum_{i=0}^4 \frac{1}{\gamma_i} \dot{\tilde{\Theta}}_i \tilde{\Theta}_i \quad (31)$$

denklemleri elde edilmektedir. Denklem 27 ve 28, denklem 31'de yerine yazılırsa

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \Theta_0 \sigma (\ddot{e} + \lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e + c(\ddot{e} + \lambda_1 \dot{e} + \lambda_2 e)) \\ & + \sum_{i=0}^4 \frac{1}{\gamma_i} \dot{\tilde{\Theta}}_i \tilde{\Theta}_i \end{aligned} \quad (32)$$

elde edilir. Denklem 32, $\Theta_0 \dot{x}_2 = f + \Delta f + u$ afin sistem yapısı notasyonu ile yeniden yazılmak istenirse

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) = & \sigma (\dot{f} + \Delta \dot{f} + \dot{u} + (\lambda_1 + c)(f + \Delta f + u) \\ & - \Theta_0 \beta) + \sum_{i=0}^4 \frac{1}{\gamma_i} \dot{\tilde{\Theta}}_i \tilde{\Theta}_i \end{aligned} \quad (33)$$

şeklinde elde edilir. Burada $\beta = \ddot{r} + \lambda_1 \dot{r} - \lambda_2 r + c(\ddot{r} - \lambda_1 \dot{e} - \lambda_2 e)$. \dot{f} , $\Delta \dot{f}$, f ve Δf terimlerine karşılık gelen sınırlı büyüklükteki bilinmeyen parametreler $(\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3, \Theta_4)$ olarak tanımlanmıştır. Bu durumda denklem 33

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) \leq & \sigma (\Theta_1 + \Theta_2 + \dot{u} + (\lambda_1 + c)(\Theta_3 + \Theta_4 + u) \\ & - \Theta_0 \beta) + \sum_{i=0}^4 \frac{1}{\gamma_i} \dot{\tilde{\Theta}}_i \tilde{\Theta}_i \end{aligned} \quad (34)$$

biçimine dönüşür. Eğer kontrol yasası

$$\begin{aligned} \dot{u}(t) = & -\text{sign}(\sigma) (\hat{\Theta}_1 + \hat{\Theta}_2 + (\lambda_1 + c)(\hat{\Theta}_3 + \hat{\Theta}_4) \\ & - \hat{\Theta}_0 \beta) - (\lambda_1 + c)u - K_\sigma |\sigma| \end{aligned} \quad (35)$$

olarak tanımlanırsa

$$\begin{aligned} \dot{V}(t) \leq & \tilde{\Theta}_0 \left(\frac{1}{\gamma_0} \dot{\tilde{\Theta}}_0 + \beta |\sigma| \right) + \tilde{\Theta}_1 \left(\frac{1}{\gamma_1} \dot{\tilde{\Theta}}_1 - |\sigma| \right) \\ & + \tilde{\Theta}_2 \left(\frac{1}{\gamma_2} \dot{\tilde{\Theta}}_2 - |\sigma| \right) + \tilde{\Theta}_3 \left(\frac{1}{\gamma_3} \dot{\tilde{\Theta}}_3 - (\lambda_1 + c) |\sigma| \right) \\ & + \tilde{\Theta}_4 \left(\frac{1}{\gamma_4} \dot{\tilde{\Theta}}_4 - (\lambda_1 + c) |\sigma| \right) - K_\sigma |\sigma| \end{aligned} \quad (36)$$

şeklinde bir eşitsizlik elde edilir. Eğer uyarılma yasaları

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\Theta}}_0 = & -\gamma_0 \beta |\sigma|, \quad \dot{\tilde{\Theta}}_1 = \gamma_1 |\sigma|, \quad \dot{\tilde{\Theta}}_2 = \gamma_2 |\sigma|, \\ \dot{\tilde{\Theta}}_3 = & \gamma_3 (\lambda_1 + c) |\sigma|, \quad \dot{\tilde{\Theta}}_4 = \gamma_4 (\lambda_1 + c) |\sigma| \end{aligned} \quad (37)$$

şeklinde seçilirse, denklem 36 ile verilen eşitsizlik

$$\dot{V}(t) \leq -K_\sigma |\sigma| \quad (38)$$

biçimine dönüşür ve bu durum, LaSalle–Yoshizawa Teoremi'ne göre sistemin asimptotik kararlılığını garanti eder. Sistemin yükselme zamanının hesaplanabilmesi için denklem 30 yeniden düzenlenmiş ve

$$V(t) \geq \frac{1}{2} \Theta_0 \sigma^2(t) \quad (39)$$

biçiminde bir eşitsizliğe dönüştürülmüştür. Denklem 38 ve 39 birleştirilerek

$$\dot{V}(t) \leq -K_\sigma \sqrt{\frac{2}{\Theta_0}} V^{1/2}(t) \quad (40)$$

şeklinde Lyapunov fonksiyonuna ilişkin zamana bağlı bir çözüm eşitsizliği elde edilir. Bu eşitsizliğin zamana göre integrali alındığında

$$\int_{V_0}^0 \frac{dV}{\sqrt{V}} = -K_\sigma \sqrt{\frac{2}{\Theta_0}} \int_0^{T_r} dt \rightarrow 2\sqrt{V_0} = K_\sigma \sqrt{\frac{2}{\Theta_0}} T_r \quad (41)$$

T_r ifadesini içeren yeni bir eşitsizlik elde edilmiştir. Sonuç olarak

$$T_r \leq \frac{\sqrt{2\Theta_0 V(0)}}{K_\sigma} \quad (42)$$

eşitsizliği, yükselme zamanı için sağlanmış olur.

5. Benzetim Çalışması

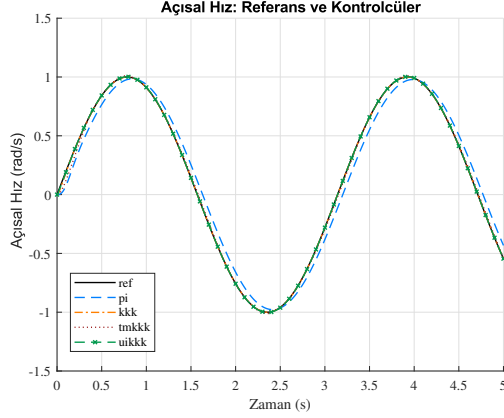
Bu bölümde, Tablo 1'de verilen fiziksel ve elektriksel parametrelere sahip DA motoru için geliştirilen kontrolcü yapıları karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Benzetim çalışmaları *MATLAB/Simulink* ortamında gerçekleştirilmiştir. Geleneksel KKK tasarımı ek olarak, klasik PI kontrolcü ve literatürde sunulan TMMKKK yapısı [13] ile önerilen UIKKK birlikte ele alınmış ve dört farklı kontrol yaklaşımının performansları karşılaştırılmıştır.

Tablo 1: DA motorun fiziksel ve elektriksel parametreleri

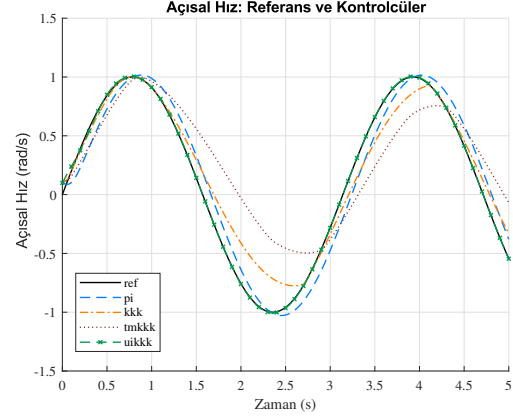
Sembol	Açıklama	Birim	Değer
R_m	Armatür direnci	Ω	1.2
L_m	Armatür endüktansı	H	0.05
K_b	EMK sabiti	V·s/rad	0.6
K_t	Tork sabiti	N·m/A	0.6
J	Rotorun atalet momenti	kg·m ²	0.1352
b	Viskoz sürtünme katsayısı	N·m·s	0

Benzetim analizleri iki farklı senaryo altında yürütülmüştür. İlk senaryo, ideal koşullar altında gerçekleştirilmiş olup; sistemde herhangi bir parametrik belirsizlik veya dış bozucu bulunmamaktadır. Bu durumda kontrolcülerin nominal sistem üzerindeki temel izleme performansları değerlendirilmiştir. İkinci senaryoda ise sistem dinamiklerine hem parametre belirsizliği hem de dış bozucu etkisi dahil edilmiştir. Özellikle K_t , K_b ve R_m parametreleri nominal değerlerinin iki katına çıkarılmış, ayrıca sisteme zamanla değişen dış bozucu olarak $d(t) = 0.1 + 0.1 \sin(\pi t)$ uygulanmıştır. Böylece her bir kontrol yönteminin bozucular ve belirsizlikler karşısındaki dayanıklılığı gözlemlenmiştir.

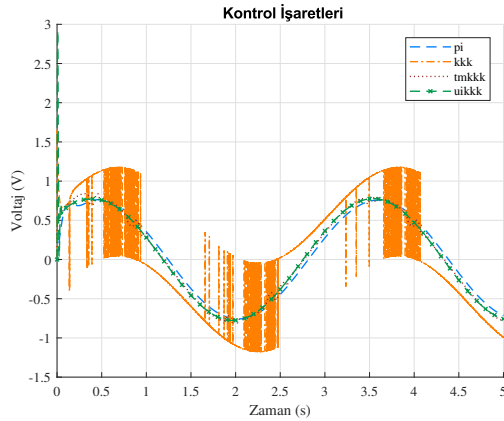
Şekil 2 incelendiğinde, tüm kontrolcülerin referans açısız hıza karşı oldukça başarılı bir izleme performansı sergilediği görülmektedir. Her dört kontrolcü de nominal koşullar altında referans sinyali çok küçük izleme hataları ile takip edebilmiştir. Ancak, Şekil 3 incelendiğinde, özellikle Geleneksel KKK yapısının ürettiği kontrol işaretinde belirgin düzeyde çattırtı davranışı gözlemlenmektedir. Buna karşın, TMMKKK ve önerilen UIKKK yapılarında çattırtının olmadığı görülmektedir. Bu iki



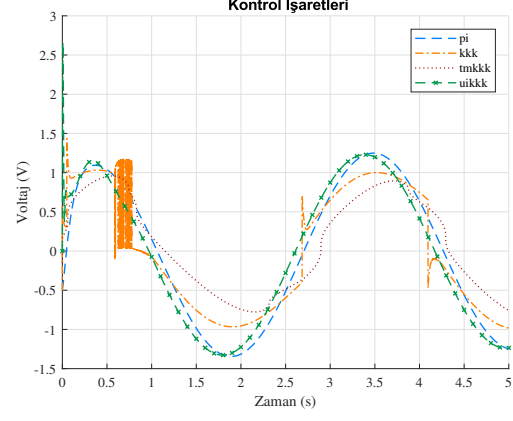
Şekil 2: Nominal durum için açısal hız yanıtı.



Şekil 4: Belirsizlik ve bozucu etki altında açısal hız yanıtı.



Şekil 3: Nominal durum için kontrol girişleri.



Şekil 5: Belirsizlik ve bozucu etki altında kontrol girişleri.

kontrolcü, daha düzgün ve süreksiz bileşenleri minimuma indirilmiş bir kontrol sinyali üreterek, uygulamada hem aktüatör koruması hem de enerji verimliliği açısından önemli avantajlar sunmaktadır.

Şekil 4 incelendiğinde, sistem parametrelerinde meydana gelen belirsizlikler ve uygulanan dış bozucu etki altında, önerilen UIKKK'nın açısal hız yanıtı açısından en başarılı performansı sergilediği görülmektedir. KKK ve TMKKK, bu koşullar altında referans sinyalini takip etmekte zorlanmış; özellikle faz kayması ve genlik hatası bakımından performansları belirgin şekilde kötüleşmiştir. Benzer şekilde, PI kontrolcünün de belirgin bir faz kaymasına maruz kaldığı görülmektedir. Buna karşılık, UIKKK'nın uyarlamalı yapısı sayesinde sistemdeki model belirsizlikleri ve dış bozucular başarıyla kompanse edilmiştir. Böylece sistem kararlılığı korunmuş ve referans sinyaline yakın bir hız yanıtı elde edilmiştir. Şekil 5'de sunulan kontrol girişleri incelendiğinde, geleneksel KKK kontrolcüsünün çatırdama oluşturduğu gözlemlenmektedir. Buna karşın, TMKKK ve özellikle önerilen UIKKK kontrolcüsü, sürekli bir kontrol işareti üretmiştir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, bir PI kontrolcüye ek olarak üç farklı kayan kipli kontrol yaklaşımının karşılaştırması yapılmıştır. Geleneksel KKK, kontrol sinyalinde kullanılan süreksiz işaret fonksiyonu nedeniyle belirgin bir çatırtı problemi sergilemiştir. Buna karşılık, TMKKK ve önerilen çatırtısız UIKKK, bu sorunu ortadan kaldırarak yumuşak ve sürekli kontrol sinyalleri üretmiştir. Önerilen UIKKK, uyarlamalı yapısı sayesinde model parametrelerindeki belirsizlikleri ve dış bozucuları Lyapunov temelli adaptasyon mekanizmaları ile tahmin etmiş ve bu etkileri etkin bir şekilde kompanse etmiştir.

Benzetim sonuçları, sistem parametrelerinin belirsiz olduğu ve dış bozucu girişlerin etkili olduğu durumlarda, önerilen UIKKK'nın izleme başarımını koruduğunu ve yüksek düzeyde dayanıklılık sergilediğini göstermektedir. Ayrıca, kontrol sinyalinde süreksizlik ve çatırtı oluşmadan bozucu ve belirsizlik etkilerinin bastırılması, yöntemin kararlı ve güvenilir bir kontrol stratejisi sunduğunu ortaya koymuştur. Gelecek çalışmalarda, bu kontrolcünün farklı çalışma koşullarında ve gerçek zamanlı uygulamalarda test edilmesi planlanmaktadır.

7. Teşekkür

İlk yazar, TOK 2025 Otomatik Kontrol Ulusal Konferansı katılım sponsoru olan AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik şirketine teşekkür etmektedir.

8. Kaynakça

- [1] Santosh Kumar Suman and Vinod Kumar Giri, “Speed control of dc motor using optimization techniques based pid controller,” in *2016 IEEE International Conference on Engineering and Technology (ICETECH)*, 2016, pp. 581–587.
- [2] Salman Hammoodi, Kareem Sayegh, Ahmed Refaat, and Salman Hammoodi, “Design and implementation speed control system of dc motor based on pid control and matlab simulink,” *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, pp. 127–134, 03 2020.
- [3] Ashwaq Abdulameer, Marizan Sulaiman, Mohd Shahrieel Mohd Aras, and Dawood Saleem, “Tuning methods of pid controller for dc motor speed control,” *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 3, pp. 343–349, 08 2016.
- [4] Guoshing Huang and Shuocheng Lee, “Pc-based pid speed control in dc motor,” in *2008 International Conference on Audio, Language and Image Processing*, 2008, pp. 400–407.
- [5] Xuexia Zhang, “Design and implementation of fuzzy pid dc motor control system based on stm32,” in *2023 IEEE International Conference on Control, Electronics and Computer Technology (ICCECT)*, 2023, pp. 1129–1131.
- [6] Rinku Singhal, Subhransu Padhee, and Gagandeep Kaur, “Design of fractional order pid controller for speed control of dc motor,” *International Journal of Scientific and Research Publications*, vol. 2, pp. 2250–3153, 04 2012.
- [7] Dimas Saputra, Alfian Ma’arif, Hari Maghfiroh, Muhammad Baballe, Angelo Tusset, Abdel-Nasser Sharkawy, and Rania Majdoubi, “Performance evaluation of sliding mode control (smc) for dc motor speed control,” *Jurnal Ilmiah Teknik Elektro Komputer dan Informatika*, vol. 9, pp. 502–510, 06 2023.
- [8] R. K. Munje, M. R. Roda, and B. E. Kushare, “Speed control of dc motor using pi and smc,” in *2010 Conference Proceedings IPEC*, 2010, pp. 945–950.
- [9] Shridhar Rakhonde and Vandana Kulkarni, “Sliding mode controller (smc) governed speed control of dc motor,” in *2018 3rd IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information Communication Technology (RTEICT)*, 2018, pp. 1657–1662.
- [10] Ch. Uma Maheswararao, Y.S. Kishore Babu, and K. Amresh, “Sliding mode speed control of a dc motor,” in *2011 International Conference on Communication Systems and Network Technologies*, 2011, pp. 387–391.
- [11] Ghulam Murtaza and A. I. Bhatti, “Control of dc motors using sliding mode,” in *Proceedings of 2012 9th International Bhurban Conference on Applied Sciences Technology (IBCAST)*, 2012, pp. 37–42.
- [12] Norman S. Nise, *Control Systems Engineering*, John Wiley & Sons, 4th edition, 2004.
- [13] Yong Feng, Fengling Han, and Xinghuo Yu, “Chattering free full-order sliding-mode control,” *Automatica*, vol. 50, no. 4, pp. 1310–1314, 2014.

Büyük Dil Modeli Uygulamalarıyla Araç İçi Arıza Teşhis Sistem Belgelerinde Kontrol Metodu Geliştirilmesi

Development of a Compliance Checking Methodology for On-Board Diagnostics Documentations Using Large Language Model Applications

Emekcan Takmaz¹, Zeynep Karci Parlakoğlu¹, Kerem Tokdemir¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik,
İstanbul, Türkiye

Emekcan.Takmaz@avl.com, Zeynep.Karci@avl.com, Kerem.Tokdemir@avl.com

Özetçe

Günümüzde gelişen teknolojiyle birlikte yapay zekâ uygulamaları pek çok alanda yaygın olarak kullanılmakta; karar verme süreçlerine katkı sağlamakta ve zaman ile maliyet açısından önemli avantajlar sunmaktadır. Bu alanlardan biri de yapay zekâ uygulama alanlarının hızla genişlediği otomotiv sektörüdür. Özellikle otonom sürüş sistemleri ve üretim hatlarının optimizasyonunda yapay zekâ uygulamaları aktif şekilde kullanılmaktadır. Bu çalışmada da otomotiv otoritelerine sunulan araç içi arıza teşhis sisteminin (OBD – On Board Diagnostics) sertifikasyon belgelerinin kendi içlerinde ve birbirleriyle olan uygunluk kontrollerinde kullanılmasına yönelik bir yöntem geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu belgelerin, manuel olarak yapılan uygunluk kontrollerinde büyük dil modellerinin insan emeğinin yerini alıp alamayacağı veya verimini artırıp artıramayacağı sorusu araştırılmıştır. İlk olarak kontrollerde kullanılan kurallar bir liste haline getirilmiş olup aynı zamanda da kullanılacak metod ve modeller için literatür araştırması yapılmıştır. Yapılan araştırmalar sonrasında büyük dil modelinde (LLM – Large Language Model), kontrol kuralları baz alınarak istemler (prompt) yazılmasının uygun olduğu görülmüştür. Sonrasında özet tablo (summary table) ve teknik açıklama (technical description) belgelerinde dahili ve çapraz kontroller için istemler yazılmıştır. Modelin istenen çıktıları veremediği senaryolarda, istemler güncellenmiş ve çıktı kalitesinin iyileştirilmesi hedeflenmiştir. İstemlerin doğruluğu test edildikten sonra birden fazla belgede testler yapılmıştır. 3 farklı belgede gerçekleştirilen dahili kontrol testleri sonucunda, modelin 5 farklı parametre için %85 ile %100 arasında değişen doğruluk oranları gösterdiği görülmüştür. Bununla birlikte, 2 farklı belgede yapılan çapraz kontrol testlerinde ise modelin, 3 farklı parametre için %57 ile %98 arasında değişen sonuçlar verdiği tespit edilmiştir. Modelin istenmeyen sonuçlar ürettiği durumlar incelenmiş; istemlerde yapılacak güncellemeler ve alternatif istem stratejilerinin kullanımı ile modelin verimliliğinin artırılacağı değerlendirilmiştir.

Abstract

Artificial intelligence (AI) applications have become increasingly common across various domains, offering significant advantages in decision-making, time efficiency, and cost reduction. The automotive industry stands out as a key example, where the use of AI is rapidly expanding—

particularly in autonomous driving systems and production line optimization. This study aims to develop a compliance checking methodology for use in the internal and cross-document checks of On-Board Diagnostics (OBD) certification documents submitted to automotive authorities. The study explores whether large language models (LLMs) can replace human effort or enhance efficiency in the manual validation of these documents against regulatory requirements. As a first step, the rules used in the verification process were compiled into a list, and a literature review was conducted on relevant methods and models. The findings indicated that rule-based prompting is a suitable approach when using LLMs for such tasks. Subsequently, prompts were designed for internal and cross-document checks, specifically targeting summary tables and technical descriptions. In cases where the model failed to produce the desired outputs, the prompts were revised to improve response quality. After validating the accuracy of the prompts, tests were conducted across multiple documents. Internal consistency tests performed on three different documents revealed that the model achieved accuracy rates ranging from 85% to 100% across five parameters. Meanwhile, cross-document consistency tests on two documents showed accuracy rates between 57% and 98% for three parameters. Instances in which the model produced incorrect results were analyzed, leading to the conclusion that updating prompts and employing alternative prompting strategies could further enhance model performance.

1. Giriş

Günümüzde yapay zekâ teknolojileri; sağlık hizmetlerinden üretim otomasyonuna, savunma sanayinden müşteri hizmetlerine kadar pek çok sektörde kritik roller üstlenmektedir. Bu teknolojilerin uygulama alanları ise, gelişen algoritmalar ve güçlenen veri altyapıları sayesinde her geçen gün daha da genişlemekte ve gelişmektedir. Bu gelişmeler, süreçlerin insan müdahalesi olmadan otomatik biçimde yürütülmesini mümkün kılmakta; böylece kullanıcıya hem zaman hem de ekonomik açıdan önemli avantajlar sunmaktadır.

Yapay zekâ teknolojilerinin bu denli geniş bir uygulama alanına yayılmasında, insan dilini anlama ve üretme yeteneği kazandıran Doğal Dil İşleme (Natural Language Processing-NLP) dalı da önemli bir rol oynamaktadır. Doğal dil işlemenin merkezinde dil modelleri yer alır. Dil modellerinin evrimsel gelişimi kronolojik olarak; ilk istatistiksel dil modellerinden (SLMs), ardından gelen sinirsel dil modellerine (NLMs), daha sonra önceden eğitilmiş dil modellerine (PLMs) ve

günümüzdeki büyük dil modellerine doğru ilerlemiştir. İstatistiksel modeller basit olasılık temelli çalışırken, sinirsel modeller dilin daha karmaşık yapısını öğrenebilir. Önceden eğitilmiş modeller, büyük metin veri kümeleriyle genel dil bilgisini edinirken; büyük dil modelleri, bu yapının üzerine daha fazla veri, hesaplama gücü ve gelişmiş algoritmalar ekleyerek çok daha güçlü ve esnek hale gelmiştir. Son yıllarda, büyük dil modelleri ile doğal dil işleme alanında önemli ilerlemeler kaydedilmiştir. Özellikle geniş metin veri kümeleri üzerinde eğitilmiş modeller, insan düzeyine yakın metin üretme yetenekleri ve dil tabanlı görevleri yüksek doğrulukla yerine getirme becerileriyle dikkat çekmektedir [1].

Bahsedilen yapay zekâ uygulamalarının dahil olduğu alanlardan biri de otomotiv sektörüdür. Otonom sürüş teknolojileri, sürücü destek sistemleri, otomotiv üretim tesislerinde üretim ve kalite kontrol alanlarında kullanılan akıllı robotik sistemler, yapay zekâ desteğiyle kullandıkları ürün geliştirme, tasarım ve analiz programları bu alandaki başlıca örneklerdendir.

Bu çalışmada, geliştirilen bir aracın mevzuata uygun bir biçimde araç içi arıza teşhis sistemlerinin detaylarını içeren belgelerin kontrollerinin yapay zekâ desteğiyle birlikte otomatik hale getirilmesi amaçlanmıştır. Belgeler içerisinde yer alan içsel tutarsızlıkların yanı sıra belgeler arası uyumsuzlukların, yapay zekâ tabanlı bir model aracılığıyla sistematik ve öznal değerlendirmelerden uzak bir biçimde tespit edilmesi amaçlanmaktadır. Bu çalışma sayesinde inceleme sürecinde zaman tasarrufu sağlanması, gereksiz maliyetlerin azaltılması ve çalışmaların daha verimli hale getirilmesi hedeflenmektedir.

Yapılacak çalışmanın ilk adımı olarak benzer bir çalışmanın olup olmadığına yönelik literatür araştırması yapılmıştır. Araç içi arıza teşhis sistemi özelinde benzer bir çalışma bulunamamış olmasına karşın çeşitli tablo ve metinlerin birbirleri arasındaki anlamsal ilişkilerin yapay zekâ yardımıyla değerlendirildiği, kontrol edildiği çalışmalar literatürde yer almaktadır. Bu kapsamda, literatürde yer alan potansiyel model ve yöntemler incelenmiştir. İkinci adımda, belgelerin uygunluk kontrollerinde kullanılacak kural setleri oluşturulmuştur. Ardından, çalışmada kullanılabilecek yapay zekâ modeli ve örnek yöntemler seçilmiştir. Sonraki aşamada, belgeler ve kural setlerine uygun olarak hazırlanan istemler modele uygulanmış, denemeler ve testler gerçekleştirilmiştir. Son olarak, elde edilen sonuçlar doğrultusunda istemler optimize edilmiştir.

Korini ve Bizer yaptıkları çalışmada, tablo içerikli bir belgede sütun türü etiketleme (Column Type Annotation) işleminde ChatGPT modelinin (gpt-3.5-turbo-0301), çalışmada temel yöntem olarak adlandırılan diğer 3 model (Forest, RoBERTa, DODUO) karşısında nasıl bir sonuç verdiğini incelemiştir. Çalışmada, ChatGPT modelinde farklı yapı (sütun, tablo, metin) ve yöntemlerle (talimat verme, eğitim verisi kullanma vb.) istemler oluşturulmuş ve bu istemlerin sonuçları birbiriyle karşılaştırılmıştır. Ardından ChatGPT sonuçları çalışmada temel yöntemlerle karşılaştırılmıştır. Bu çalışma, ChatGPT modelinin eğitim verisi kullanılmadan da diğer modellere alternatif olarak değerlendirilebileceğini göstermektedir. Eğitim örnek verilerinin kullanılması durumunda modelin daha verimli bir şekilde çalıştığı görülmüştür [2].

Peeters ve arkadaşları tarafından yürütülen çalışmada, büyük dil modelleri kullanılarak varlık eşleştirme (entity matching) süreçleri ele alınmıştır. Bu tür görevlerde sıklıkla

önceden eğitilmiş dil modelleri kullanılmakta olup, bu modellerin etkili sonuçlar verebilmesi için genellikle büyük miktarda eğitim verisine ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak çalışma, büyük dil modellerinin örneksiz (zero-shot) veya az örnekli (few-shot) yöntemleriyle dahi önceden eğitilmiş dil modelleriyle karşılaştırılabilir düzeyde olduğunu, hatta bazı durumlarda daha üstün performans sergileyebildiğini ortaya koymaktadır. Bu bağlamda, istem tasarımı kritik bir rol oynamakta olup, en uygun istem yapısı kullanılan model ve veri kümesine bağlı olarak değişkenlik göstermektedir. [3].

Steiner ve arkadaşları yaptıkları çalışmada, büyük dil modellerinin özellikle varlık eşleme görevlerinde ince ayar (fine-tuning) yoluyla nasıl daha etkili hale getirilebileceğini incelemiştir. Geleneksel olarak bu alandaki çalışmalar, örneksiz (zero-shot) ya da istem mühendisliğine (prompt engineering) dayalı bağlam içi öğrenme (in-context learning) yaklaşımlarına odaklanmaktadır. Bu çalışma ise, büyük dil modellerinin ince ayar yoluyla diğer bir ifadeyle model parametrelerinin yeniden eğitilmesiyle nasıl özelleştirilebileceğini sistematik olarak incelemektedir. Bu çalışmada, küçük modellerin ince ayar sürecine yalnızca basit örneklerin değil, eşleşmelerin gerekçelerini içeren yapılandırılmış açıklamaların da dahil edilmesinin, genel eşleştirme performansını artırdığı rapor edilmiştir [4].

Patel ve arkadaşları çalışmalarıyla, istem şablonlarını doğrudan yönergeler, adım adım talimatlar, örneklemeli öğrenme, karşılaştırmalı sorgular gibi sistematik olarak sınıflandırmış ve bu kalıpların farklı kullanım alanlarındaki etkinliğini örneklerle ortaya koymuştur. Ayrıca istem mühendisliğinin yapay zekâ geliştirme sürecindeki rolü, çıktılarda doğruluk, bağlam farkındalığı, önyargı azaltımı ve görev-özellik esneklik gibi çok boyutlu çıktılar üzerinden analiz edilmiştir. Makalede, büyük dil modellerinin etkin biçimde kullanılmasında istem mühendisliğinin merkezi bir rol üstlendiği vurgulanmaktadır. Sonuç olarak, istem mühendisliğinin yalnızca teknik bir araç değil, aynı zamanda insan yaratıcılığı ile makine zekâsı arasındaki iş birliğini mümkün kılan stratejik bir köprü olduğu ifade edilmektedir. [5].

Fang ve arkadaşlarının çalışmaları, büyük dil modellerinin tablo verileri üzerinde sınıflandırma, veri sentezi, soru-cevaplama ve tablo anlama gibi çeşitli görevlerdeki performansını ve uygulama potansiyelini ayrıntılı biçimde analiz etmektedir. Makalede; veri serileştirme (serialization), istem mühendisliği ve hedef artırma (target augmentation) gibi teknik yaklaşımlar sistematik bir biçimde ele alınmakta, büyük dil modellerinin geleneksel yöntemlere kıyasla sunduğu fırsatlar ve karşılaştığı zorluklar tartışılmaktadır. Büyük dil modellerinin, tablo verilerindeki yapısal önyargılara karşı duyarlılığına, örneğin sütun sıralamasını anlamın bir parçası olarak yorumlamaları ve uzun bağlamları işleme kapasitesindeki sınırlamalarına özellikle dikkat çekilmektedir. Ayrıca, modelin gerçek veriyle uyumlayan, ancak dil açısından tutarlı görünen ifadeler üretme eğilimi olan halüsinasyon problemi de önemli bir zorluk olarak vurgulanmaktadır [6].

Literatür araştırmasının sonucu olarak, varlık eşleştirme, sütun türü etiketleme gibi bu çalışmanın içeriğiyle benzer olan çalışmalarda, farklı metodların (ince ayar) kullanıldığı örnekler yer alsa da maliyet ve efor kriterleri göz önüne alındığında bu çalışmada istem stratejileriyle ilerlenmiştir.

2. Araç İçi Arıza Teşhis Sistemi Belgeleri

Araç üreticilerinin, aracın teşhis sistemlerinin ve bunlara bağlı emisyon değerlerinin regülasyonlara uygunluğunu bildirmek için çeşitli belgeler sunmaları gerekmektedir. Genellikle bu belgelerin isterleri Avrupa Birliği (EU) ya da Amerika (EPA/CARB) gibi otoritelerin yayınladığı regülasyonlarla belirlenmiştir. Belgeler içerisinde teşhis sistemleri ile ilgili taşıt varyantında yer alan komponent, sensor ve sistemde tanımlanmış teşhislerle ilgili detaylı bilgiler yer almaktadır ve bu belgelerin doğruluğu önemlidir. Belgeler genelde MS Word ve Excel formatında olup içerikleri ve bu çalışmada yer alanların isimleri şu şekildedir:

2.1. Özet Tablo Belgesi

Özet tablo belgesi araçların teşhis sistemlerinin özet bilgilerini içerir. İçeriğinde, genellikle Şekil 1’de gösterilen örnekteki gibi komponent ve sistem bilgisi, teşhis arıza kodu, araç içi arıza teşhis sistemi fonksiyonları, MIL (Malfunction Indicator Lamp) yanma kriterleri vb. bilgiler yer alır [7].

Component/ System	Fault Code	Monitor Strategy Description	Malfunction Criteria	Threshold Value	Secondary Parameters	Enable Conditions	Time Required	MIL Illum.
(example) Catalyst	P0420	oxygen storage	rear oxygen sensor period vs. front oxygen sensor period	> .75	engine speed engine load ECT MAP fuel system status	1000<rpm<4000 >20% >70C > 25 kPa closed loop	20 seconds once per trip	two trips
					MIL not illuminated for DTCs:	P0139 P0105 P0133		
EGR System	P0401	difference in MAP readings	delta MAP	< 10 kPa	vehicle speed ECT fuel system status battery voltage	> 35 mph > 70C fuel-out > 11.0 volts	3 seconds	two trips
					MIL not illuminated for DTCs:	P0105		
Manifold Absolute Pressure (MAP) Sensor	P0106	MAP Voltage	MAP Voltage	> 4.0 V (110 kPa)	Engine Speed	> 300 rpm	Continuous	one trip
MAP High	P0108	Out of Range/High	MAP Voltage	< 0.15 V (15 kPa)	Engine Speed	> 300 rpm	Continuous	one trip
MAP Low	P0107	Out of Range/Low	MAP Voltage	< 0.15 V (15 kPa)	Engine Speed	> 300 rpm	Continuous	one trip
MAP Rationality	P0106	Comparison of modeled MAP to actual MAP signal	High Rationality MAP Voltage	< 3.1 (65 kPa)	Engine Speed Vehicle Speed calculated load	1000 to 5000 > 10 mph > 50%	2 seconds	two trips
							Monitor runs whenever enable	

Şekil 1: Özet tablo belgesi örneği [7]

2.2. Teknik Açıklama Belgesi

Teknik açıklama belgesinde; aracın komponent ve sistem bilgisi, araçtaki teşhis metotları, bunlarla eşleşen teşhis arıza kodlarının bilgileri, araç içi arıza teşhis sistemi fonksiyonları vb. detaylar yer alır. Genel olarak aracın araç içi arıza teşhis sisteminin teknik açıklamalarını içerir. Teknik açıklama belgesine ait bir şablon örneği Şekil 2’de yer almaktadır.

1.Hata Kodu, Hata Adı
1.1. İzleme Stratejisi
Stratejiye ait teknik açıklamalar
1.2.İzleme Koşulları
İzleme koşullarına ait parametreler
Parametre#n
1.3.Hata Sınır Değerleri
Hata çıkması için parametre bilgileri
Parametre#n

Şekil 2: Teknik açıklama belgesi örneği

3. Model Bilgisi ve Hazırlık

Bu çalışmada GPT-4o modeli kullanılmıştır. GPT-4o, OpenAI tarafından 2024 yılında geliştirilen çok modlu (multimodal) bir yapay zekâ modelidir. Tek bir mimari yapı içerisinde metinleri anlama, görselleri analiz etme ve gerçek zamanlı sesli etkileşim kurma yeteneklerini entegre bir biçimde sunmaktadır. Model, önceki sürümlere kıyasla kullanıcı ile sistem arasındaki etkileşimi daha hızlı ve akıcı hâle getirecek şekilde tasarlanmıştır. Ayrıca model, uzun metinleri tek seferde

işleyebilme ve karmaşık içerikler üretebilme kapasitesine sahiptir. Bu teknik özellikler, modeli yalnızca metin tabanlı görevlerde değil; aynı zamanda eğitim, dil çevirisi, müşteri destek sistemleri, görsel-işitsel veri analizi ve insan-bilgisayar etkileşimi gibi çok çeşitli alanlarda kullanılabilir hale getirmektedir. Bu modelin tercih edilme sebeplerinden biri de sahip olduğu gizlilik standartlarıdır. Model çalışmaları yapılırken “Python 3.12.10” versiyonu ve “Visual Studio Code” geliştirme ortamı kullanılmıştır.

Model üzerinde çalışmalara başlamadan önce, belgelerin kontrolü yapılırken, müşteri istekleri doğrultusunda belgelerde olması gereken kriterler ve kontrol için uygulanan kurallar haline getirilmiştir. Kural listesi incelenerek, büyük dil modeliyle gerçekleştirilecek ve kural bazlı kodlarla uygulanacak maddeler ayrıştırılmıştır. Çalışmanın amacı doğrultusunda, ilk aşamada büyük dil modeli kullanılarak belgelerin kontrolüne yönelik uygulamalara başlanmıştır.

Kural listesinde yer alan kriterlerden bazıları, çalışmanın kapsamını daha iyi aktarabilmek adına, bir sonraki bölümde örnek istemler içerisinde gösterilmiştir.

4. Model Kullanımıyla Kontrol Uygulamaları

Kural listesinin tamamlanmasının ardından, bu kurallara ait istemlerin yazılması ve istemlerin doğruluğunun kontrol edilmesi için test süreçleri gerçekleştirilmiştir. Belgelerin hem dahili hem de çapraz kontrolü yapılmaktadır ve istemler buna göre yazılmaktadır.

Model çalışmalarına başlamadan önce "token" kullanımı ve "temperature" parametresi göz önünde bulundurulmuştur.

Token, büyük dil modellerinde modelin metni işleyebilmesi için kullandığı temel birimdir. Bu, bir kelime, hece ya da bir kelime grubu olabilir. Modelde kullanılan token sayısına bağlı olarak kullanıcıya bir maliyet yansıtılmaktadır. Bu nedenle token kullanımını minimize etmek için test ve validasyon aşamasında farklı çıktılar istenmiştir. Model çıktıları test fazında detaylıca istenirken, validasyon aşamasında model yalnızca "EVET"-"HAYIR" cevabına zorlanmıştır. Örnek bir belgede girdi ve çıktı sırasında harcanan token sayıları bazı görevler için Tablo 1’de verilmiştir.

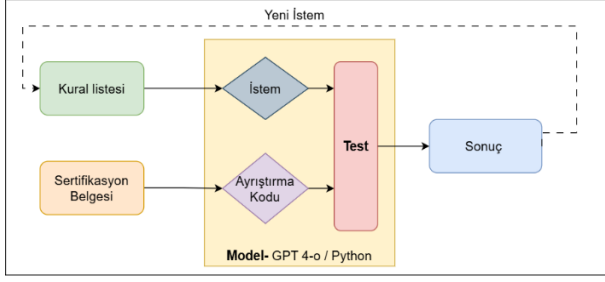
Tablo 1: Girdi ve çıktı için harcanan token sayıları

Görev	Token/İstem	Token/Yanıt	Toplam İstem #	Toplam Token
Birim kontrolü	90-95	2	830	76000-80000
Sinyal kontrolü	140-170	2	440	62000-75000

Temperature, modelin yaratıcı cevaplar vermesini sınırlandıran bir parametredir [8]. Araç içi arıza teşhis sistemi belgelerinin kurallara tabi belgeler olması nedeniyle modelin yaratıcı cevaplar vermesi istenmeyen bir durumdur. Modelde yapılan denemeler sonucunda bu parametrenin 0,1-0,2 arasında tutulmasına karar verilmiştir.

4.1. Dahili Kontrol Uygulamaları

Bu başlıkta, özet tablo belgesinde model aracılığıyla gerçekleştirilen dahili kontrol uygulamalarına ve bunların sonuçlarına değinilmiştir. Kontrol metodu olarak özet tablo içerisinde yer alan hata kodlarına ait açıklamaların, parametrelerin, sınır değerleri gibi sayısal değerlerin ve



Şekil 3: Dahili kontrol şeması

birimlerinin kendi içerisinde birbirleriyle uyuşup uyuşmadığı kontrol edilmektedir. Belge, MS Excel formatında olduğundan dolayı kontroller hücrelerde yer alan bilgiler arasında yapılmaktadır, örnek özet tablo belgesi Şekil 1’de verilmiştir.

Bu kontroller için öncelikle Python’da yazılan bir kod dizisiyle belge içerisinde hata kodu bazlı bir ayrıştırma sağlanmıştır. Çünkü bazı hata kodlarına ait bilgiler birden fazla satırda bulunmaktadır, benzer şekilde belge içerisinde birleştirilmiş hücreler de yer almaktadır. Bu sayede belge biçimsel olarak standart bir hale getirilmiştir.

İkinci adım olarak, kontrol listesinde yer alan maddeler için uygun istemler yazılmıştır. Yazılan istemler modelde deneyerek, istenen sonuçları vermemesi durumunda güncellenmiş ve tekrar denenmiştir. Dahili kontrol uygulamasını genel hatlarıyla anlatan görsel Şekil 3’teki şemada yer almaktadır. Token maliyetleri, belgelerin tamamında yapılacak analizlerin göreceli olarak uzun sürmesi ve ilk istemlerin doğruluk yüzdelerinin çok yüksek olmaması (%70-75) sebeplerinden dolayı özet tablo belgesinin tamamında testleri gerçekleştirilmeden önce istem denemeleri ve güncellemeleri yapılmaya devam edilmiştir.

Kullanılan istemlere örnek olarak, Şekil 4’teki görselde MIL yanma kriterine ait bir istem yer almaktadır. Burada araç içi arıza teşhis sistemi belgelerinde MIL kriteri aktif olduğu için bu hücrede trip sayısı dışında farklı bir ifadenin yer almaması gerektiği anlatılmıştır. Bu sebeple “trip” ve “sayısal değer” dışındaki bilgiler uygunsuz olarak değerlendirilmiştir. Aynı zamanda hata ile yazılabilecek çok yüksek bir sayının önüne geçilmesi için trip sayısının sınır değeri örnek belgeler incelenerek 8 ile sınırlandırılmıştır.

It must comply with the following rules, if one of them is not valid, 'text' contains false information. When responding to the prompt, it first tells the result of the overall evaluation (true or false), then the result for each rule (true or false) and the reason for it. Rule strings are separated by semicolons. Rules: text column must contain a value less than 8 (example: 1, 2, 3); **value sign must be positive**; text column can contain 'trip' description (example 1-trip, 2-trip, **4 Trip**). Except these descriptions, different explanations are not valid.

Şekil 4: Dahili kontrol istem örneği - 1

İstem daha tutarlı sonuç vermesi açısından istem içerisinde örnekler verilerek az örnekli bir istem oluşturulmuştur. Mevcut sertifikasyon belgelerinde hatalı bir ifade bulunmaması durumunda, yazılan istemin olası hatalı ifadelerle karşı nasıl tepki vereceğini değerlendirmek amacıyla, hatalı ifadeler içeren denemeler de gerçekleştirilmiştir. Yapılan testler sonrasında istemin yanıtlarına ait olarak doğru ve yanlış sonuç veren bazı örnekler Tablo 2’de istem cevabı başlığı altında yer almaktadır. Burada istemin 3. ve 4. örneklerde istenen sonucu vermediği görülmüştür. Sonrasında istemde yapılan güncellemelerle istemin bu örneklerde de istenen

sonuçları verdiği Tablo 2’de güncel istem cevabı başlığı altında yer almaktadır. İstemde yapılan güncellemeler ise kalın puntuyla Şekil 4’te yer almaktadır.

Tablo 2: Dahili kontrol yanıt örneği -1

Örnek	Değer	İstem Cevabı	Güncel İstem Cevabı	Hedef Cevap
#1	1-Trip	Evet	Evet	Evet
#2	150	Hayır	Hayır	Hayır
#3	3 Trip	Hayır	Evet	Evet
#4	-2	Hayır	Evet	Evet
#5	3	Evet	Evet	Evet

Bir diğer istem ise özet tablosunda yer alan hataların arıza sınır kriterlerini, izleme kriterlerini ve bunların durum ya da sayısal değerlerini kontrol etmektedir. Bu istem de Şekil 5’teki görselde yer almaktadır. İstemdeki kalın puntolu kısımlar bir önceki örnekte olduğu gibi ilk yapılan testlerde istenen sonuçların alınamaması durumunda yapılan güncellemeleri göstermektedir.

Bu istemin de ilk halinde yapılan testlerde; durum belirten senaryolarda (4. ve 13. örnek), sınır değeri ve birim dışında farklı bilgilerin yer aldığı durumda (3. örnek) istenen sonucun alınmadığı görülmüştür. Bu durumları temsilen üç örnek Tablo 3’te yer almaktadır. Yardımcı kurallar adı altında isteme eklenen kurallarla birlikte, bu örneklerde istenen sonuçların alındığı görülmüştür. 9. ve 12. örneklerdeki gibi sensörler özelinde bir teknik ifadeyi istemler üzerinden modele beslemek gerektiği; ancak bu sayede doğru sonuçlar alınabileceği öngörülmüştür. Burada belgelerde yer alan spesifik sensör bilgileri istemlere az örnekli ifadeler ya da kurallar içerisinde beslenebilir.

You will be given two texts. First text will describe a criteria. Second text will give corresponding threshold or state together with its unit. Check if there is an alignment between texts in terms of units mentioned. No unit is also an option as a matching pair. The answer firstly should be yes or no. Afterthat, the reason of answer should be explained shortly. **Following auxiliary rules should also be taken into consideration when performing checks.** These rules are separated by semicolons. **Auxiliary Rules:** If a value or a unit is not available , a status should be indicated in second text. It should be yes or no, and there should be no different expressions (hold, active etc.); If a value or a unit is available, except the value and its unit, different explanations or information must not be available .

Şekil 5: Dahili kontrol istem örneği - 2

Bahsedilen iki istem örneğine benzer olarak toplamda dahili kontrol kapsamında özet tablo kontrollerinde “İzleme Stratejisi”, “Arıza Sınır Kriterleri ve Değerleri”, “İzleme Kriterleri ve Değerleri”, “İzleme Süresi” “MIL Yanma Kriteri” özelinde istemler oluşturulmuştur. İstemlerin güncellenmesi sonrasında, mevcut istemler 3 farklı özet tablo belgesinde 5 farklı kriter için test edilmiştir. Test sonuçlarına, çalışmanın sonuç ve değerlendirme kısmında yer verilmiştir.

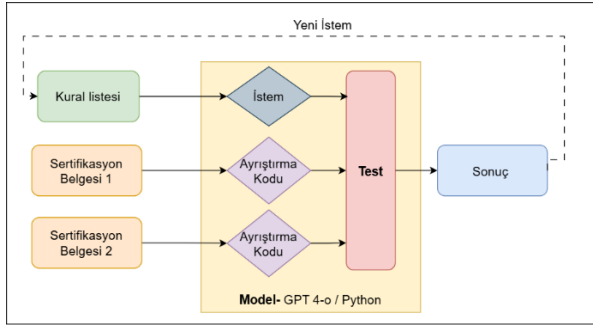
4.2. Çapraz Kontrol Uygulamaları

Bu başlıkta çalışma kapsamında yapılan çapraz kontrollere değinilmiştir. Teknik açıklama belgesi kontrol edilirken, müşteri özelindeki bilgilerin olmaması, metinlerin yazım kurallarına uygun olması gibi dahili kontroller mevcuttur; ancak çalışmanın bu kısmında özet tablodaki bilgilerle teknik açıklama belgesindeki bilgiler karşılaştırılmıştır. Teknik açıklama belgesi MS Word formatında olup yer alan bilgiler metinler şeklindedir. Metin kısmının karşılaştırması için öncelikle belge içerisinde hata kodu bazlı ayrıştırmalar

Tablo 3: Dahili kontrol yanıt örneği -2

Örnek	Parametre	Parametre Değeri	İstem Cevabı	Güncel İstem Cevabı	Hedef Cevap
#1	Temperature Signal 1 Voltage value	< 0.2 [V]	Evet	Evet	Evet
#2	Ignition Key	Yes	Evet	Evet	Evet
#3	Vehicle speed	>= 10 mph (calculated from the reference speed)	Evet	Hayır	Hayır
#4	Hydraulic enable status is high	Done	Evet	Hayır	Hayır
#5	Wheel acceleration	Yes	Hayır	Hayır	Hayır
#6	Accelerator pedal position	> 90.5 %	Evet	Evet	Evet
#7	Motor angle movement greater than expected	> 27 °	Evet	Evet	Evet
#8	Exhaust gas temperature at oxygen sensor	>= 220 kPa	Hayır	Hayır	Hayır
#9	Raw SENT data from thermal sensor	=10	Hayır	Hayır	Evet
#10	Input rod stroke	> 0.4 [mm]	Evet	Evet	Evet
#11	Relay on	Yes	Evet	Evet	Evet
#12	Duty of Steering Angle Sensor	> 20 [%]	Hayır	Hayır	Evet
#13	Vacuum state	On	Evet	Hayır	Hayır

yapılmıştır. Bunun için özet tablo belgesinde olduğu gibi Python’da bir kod dizisi yazılmıştır. Kod dizisinin yazılmasından sonra hata kodlarına göre metinlerde yer alan, izleme stratejileri, sınır değerleri ve izleme kriter bilgileri özet tablodakilerle karşılaştırılmıştır. Değerlendirmeler için istemler yazılmıştır. Anlamsal açıdan birbirleriyle uyuyan, çelişen ve eksik olan noktalar modelde değerlendirilmiştir. Çapraz kontrole ait akış şeması Şekil 6 ‘da yer almaktadır.



Şekil 6: Çapraz kontrol şeması

Şekil 7’de dahili kısımda olduğu gibi çapraz kontroller için yazılan istem örneği görülmektedir. İstem yazılırken dahili kontrol kısmındaki gibi az örnekli istem yaklaşımı benimsenmiştir. Burada özet tablo ve teknik açıklama belgeleri arasında, “İzleme Stratejisi”, “Arıza Sınır Kriterleri ve Değerleri”, “İzleme Kriterleri ve Değerleri” için anlam olarak tutarlılık incelenmiştir. Yapılan ilk denemelerde kriterlerin birbirinden ayıramadığı görülmüştür. Bu sebeple istemde metot olarak, özet tablodaki kriterlerin başlıklarının teknik açıklamadaki alt başlıklarla eşleştirilmesi, ardından da anlamsal olarak incelenmesi yolu izlenmiştir.

Two texts are provided. Cross and internal checks are performed for these texts, respectively. First, the set of rules for the cross-check is explained. Then, the rule sets for the internal check are described. The cross-check rule set is as follows: Based on the first text, a set of rule-based checks will be applied to the second text. If the second text contains any section headers that include the words strategy, secondary, or criteria, the first word of the first text must be matched to one of these section titles. Only the content under the matching section should be used for comparison, and all other sections must be ignored. Semantic consistency with the first text is sufficient. Example: If the first text indicates that a value should be greater than a threshold, while the second text states that the value is equal to the threshold, this is not semantically appropriate. For each statement in the first text, assign one of the following labels based on its presence under the matching section in the second text: Present, Missing, Contradicted. Provide a brief explanation for each label assigned.

Şekil 7: Çapraz kontrol istem örneği

Burada da 2 farklı teknik açıklama belgesinde ilgili kriterler için çapraz kontroller gerçekleştirilmiştir. Test sonuçlarına, çalışmanın sonuç ve değerlendirme kısmında yer verilmiştir.

5. Sonuç ve Değerlendirme

Bu kısımda, dahili ve çapraz kontroller kapsamında gerçekleştirilen testlerin sonuçlarına ve bu sonuçlara ilişkin değerlendirmelere yer verilmiştir.

5.1. Dahili Kontrol Sonuçları

Çalışmada dahili kontrol olarak özet tablo içerisinde yer alan bilgilerin kontrolleri yapılmıştır. İlk olarak kontrol edilecek parametreler için istemler yazılıp bu istemlere ait denemeler yapılmıştır. İstenen sonuçların gelmediği yerlerde güncellemeler yapılmıştır. Sonrasında 3 farklı belgede istemler test edilmiştir. İstemlerin doğruluk oranları Tablo 4’te verilmektedir. 3 belgede toplamda “İzleme Stratejisi”, “İzleme Süresi” ve “MIL” parametreleri için 627 örnek; “Arıza Sınır Kriterleri ve Değerleri” için 1774; “İzleme Kriterleri ve Değerleri” için 1884 örnek üzerinde denenmiştir. Örnek sayılarındaki farklılığın sebebi, bir hata kodu için birden fazla arıza veya izleme kriteri tanımlanabilmesinden kaynaklanmaktadır.

Tablo 4: İstemlerin doğruluk oranları - 1

Belge	Parametre & Sonuç				
	İzleme Stratejisi	Arıza Kriteri	İzleme Kriteri	İzleme Süresi	MIL
Özet Tablo #1	%100	%88	%98	%97	%100
Özet Tablo #2	%98	%85	%93	%85	%100
Özet Tablo #3	%86	%86	%96	%100	%100

Sonuçlarda, doğruluk oranlarının tüm istemler için %85 ve üzerinde olduğu görülmüştür. Beklenen sonuçları vermeyen durumlara ilişkin değerlendirmeler ise aşağıda yer almaktadır.

İzleme stratejisi kısmında, bir sınır değer ya da bir parametre değeri olmamalıdır. Bu izleme stratejisinde kural olarak belirtilmiştir. İzleme stratejisi sonuçlarında özellikle 3. belgede daha düşük sonuç gelmesinin sebebi, bir strateji tanımı içerisinde yer alan A ve B temsili parametrelerinin, istem tarafından sanki bir sınır değerden bahsediliyormuş gibi algılanmasıdır. Bu tipte birden fazla ifadenin yer alması sonuçları etkilemiştir. Örnek bir ifade Şekil 8’de yer almaktadır.

Tablo 5: Çapraz kontrol yanıt örneği

Örnek	Özet Tablo	Teknik Açıklama	İstem Cevabı	Hedef Cevap
#1	System voltage measurement> 10 V	An overvoltage condition detected in the system will trigger a fault.	Evet	Evet
#2	Series of invalid signals received consecutively> = 200	If the count of consecutive invalid signals is higher than the defined threshold, a fault will be triggered.	Evet	Hayır
#3	Voltage A value <5 V AND Difference between Voltage A and Voltage B> 1.2 V	Fault is set when a notable voltage mismatch (due to a high-ohmic path) is detected between A and B, provided that voltage A is under the specified threshold.	Hayır	Evet
#4	Reference voltage deviation is detected by comparator = Yes	A fault will be triggered if the comparator detects a deviation in the reference voltage	Evet	Evet
#5	NvM value is not readable= Yes	A fault will be triggered if the Idle position value in the non-volatile memory is not readable	Hayır	Evet

Check if the sensor value exceeds the threshold at least A times within B consecutive samples.

Şekil 8: İzleme stratejisi için örnek ifade

İzleme süresi kısmında zaman kavramları ve değerleri yer almaktadır. Zaman dışındaki kavramların yer almaması isteme kuralı olarak eklenmiştir. Ancak iki farklı ifadeyi mevcut istem bir zaman kavramı olarak algılamıştır. Bu sebeple özellikle ikinci belgede sonuçlar diğerlerine göre daha düşük kalmıştır.

Arıza ve izleme sınır kriterleri farklı parametreler olsa da içerik olarak benzer teknik açıklamalar yer almaktadır. Bununla ilgili örnekler Tablo 3'te verilmiştir. Sonuçların istenilen şekilde olmamasının sebeplerinden biri, bazı birim ve bilgilerin komponent (sensör, pompa, valf) özelinde yer almasıdır. Bu nedenin dışında, özellikle durum bildiren bazı parametrelerin (4. Örnek benzeri) model tarafından algılanmadığı görülmüştür.

Sonuç olarak yapılan güncellemeler sonrasında istemlerin ilk duruma göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür. İstenen sonuçların alınmadığı durumlarla ilgili gerekli tespitler yapılmış olup istemler üzerinde yapılacak güncellemeler ve az örnekli yaklaşımla, sonuçların daha da geliştirilebileceği ön görülmektedir.

5.2. Çapraz Kontrol Sonuçları

Çapraz kontrol uygulamalarında ise teknik açıklama belgesiyle özet tablo belgeleri karşılıklı kontrol edilmiştir. Burada metinlerdeki ifadeler arasında anlamsal tutarlılık aranmıştır. Dahili kontrol kısmına benzer olarak, istemler yazılmış ve 2 farklı belgede testleri gerçekleştirilmiştir. Sonuçlar Tablo 6'da yer almaktadır. 2 belgede sırasıyla 163 ve 305 toplamda 468 örnek bulunmaktadır. Sonuçlar incelendiğinde, modelin "İzleme stratejisi" ve "İzleme kriterleri ve sınır değerleri" kısımlarını yüksek oranda doğru kontrol ettiği ancak "Arıza kriterleri ve sınır değerleri" kısmında sonuçların düşük olduğu görülmüştür.

Tablo 6: İstemlerin doğruluk oranları - 2

Belge	Parametre & Sonuç		
	İzleme Stratejisi	Arıza Kriteri	İzleme Kriteri
Özet Tablo #1	%89	%58	%98
Özet Tablo #2	%91	%57	%96

İstem, beklenen sonuçları verdiği ve veremediği durumlara ait örnekler Tablo 5'te yer almaktadır. İstenmeyen sonuçları veren testlerin ana sebepleri incelendiğinde, bazı mantıksal karşılaştırma kriterlerini (büyüktür ifadesi ve büyük

eşittir işaretinin karşılaştırılması) net şekilde algılayamadığı (2.örnek), birden fazla parametre ve teknik detayların (high ohmic path vb.) yer aldığı durumları (3.Örnek), bazı teknik kavramları ve kısaltmaları (NvM: Non volatile memory) algılayamadığı (5.örnek) gözlemlenmiştir.

Bu kısımdaki sonuçların iyileştirilebilmesi için, mevcut istem üzerinde güncellemeler yapılması ya da alternatif istem stratejilerinden (Chain-of-thought prompting, RAG) yararlanılması gerekebilir. İstem güncellemesi olarak belgelerin genelinde yer alan teknik içerikler az örnekli istem yaklaşımıyla modele beslenebilir.

Bu çalışmada değerlendirilen özet tablo ve teknik açıklama belgesi, sertifikasyon belgeleri arasında en kapsamlı bilgi içeren belgelerdir. Bir sonraki adım olarak aksiyon listesi, kontrol listesi gibi farklı sertifikasyon belgelerinin kontrolleri için istemler oluşturulup dahili ve çapraz kontrol uygulamaları gerçekleştirilebilir.

Kaynakça

- [1] Wang Z., Chu Z., Doan T.V., Ni S., Yang M., Zhang W., "History, development, and principles of large language models: an introductory survey. AI and Ethics 5, 1955–1971, arXiv:2402.06853, 2025
- [2] Korini, K. ve Bizer, C. "Column Type Annotation using ChatGPT", Very Large Data Bases Endowment, doi: 10.48550/arXiv.2306.00745, 2023
- [3] Peeters R., Stenier A. ve Bizer C., "Entity Matching using Large Language Models", International Conference on Extending Database Technology, doi:10.48550/ArXiv, abs/2310.11244, 2023
- [4] Steiner, A., Peeters, R. ve Bizer, C., "Fine-tuning Large Language Models for Entity Matching", arXiv:2409.08185, 2024
- [5] Patel H. ve Parmar S., "Prompt Engineering For Large Language Model", doi: 10.13140/RG.2.2.11549.93923, 2024
- [6] X. Fang, W. Xu, F. A. Tan, J. Zhang, Z. Hu, Y. Qi, S. Nickleach, D. Socolinsky, S. Sengamedu, and C. Faloutsos, "Large language models (LLMs) on tabular data: Prediction, generation, and understanding—a survey," arXiv preprint arXiv:2402.17944, 2024
- [7] California Air Resources Board, (June 29, 2017), "Guidance for On-Board Diagnostic II (OBD II) System Certification Documentation submitted to the California Air Resources Board Document Management System" Appendix A OBD II System Certification 'A-P' Document, (Mail-Out #ECARS 17-03, Appendix A).. Retrieved from https://ww2.arb.ca.gov/sites/default/files/classic/msprog/obdpr og/ecars1703_atta.pdf
- [8] Peeperkorn M., Kouwenhoven T., Brown D. Ve Jordanous A., "Is Temperature the Creativity Parameter of Large Language Models?", arXiv preprint arXiv:2405.00492, 2024

Tüm Yönlü Hareket Kabiliyetine Sahip Mobil Robotun Üretimi ve Kontrolü Development and Control of an Omnidirectional Mobile Robot

Hüseyin Deniz Öztürk^{1*}, Hazin İnci², Erman Selim^{1,3}, Enver Tatlıcioğlu¹, Çağrı Hindistan¹

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi, İzmir

huseyin.deniz.ozturk@ege.edu.tr, erman.selim@ege.edu.tr, enver.tatlicioglu@ege.edu.tr,
cagri.hindistan@ege.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Adıyaman Üniversitesi, Adıyaman
hinci@adiyaman.edu.tr

³Department of Mechanical and Mechatronics Engineering
University of Waterloo, Waterloo
erman.selim@uwaterloo.ca

Özetçe

Robotlar, hem günlük yaşamda hem de endüstriyel uygulamalarda vazgeçilmez bir unsur haline gelmiştir. Bu bağlamda, robotların hareket esnekliği ve gürbüzlüğü büyük önem taşımaktadır. Bu çalışmada üç tüm yönlü tekerleğe sahip bir mobil robotun mekanik tasarımı, üretimi, gömülü yazılım geliştirmesi ve kontrol sistemi sunulmuştur. Robotun gövdesi ve tekerlekleri tasarlanmış ve üretilmiştir. Robotun kontrolü için geliştirilen gömülü yazılım, gerçek zamanlı çalışacak şekilde yapılandırılmış; sensör verilerinin alınması, motor sürücülerin kontrolü ve hareket komutlarının işlenmesi bu yazılım üzerinden sağlanmıştır. Robotun gerçek zamanlı kontrolü Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Sistem performansı yapılan deneysel çalışmalarla sınanmış, robotun yönelme yeteneği, kontrol doğruluğu ve tepki süreleri analiz edilmiştir. Bu çalışmayla, donanım ve yazılım entegrasyonu açısından tüm yönlü hareket kabiliyetine sahip mobil robot sistemlerine katkı sağlamak hedeflenmiştir.

Abstract

Robots have become an essential element in both daily life and industrial applications. In this context, motion flexibility and robustness of robots are of great importance. In this study, the mechanical design, manufacturing, embedded software development and control system of a mobile robot with three omnidirectional wheels are presented. The body and wheels of the robot are designed and manufactured. The embedded software developed for the control of the robot is configured to run in real time; sensor data acquisition, control of motor drives and

processing of motion commands are provided through this software. The real-time control of the robot was realized in the Simulink environment. The system performance was evaluated through experimental studies and the robot's steering ability, control accuracy and response times were analyzed. This study aims to contribute to mobile robot systems with omnidirectional motion capability in terms of hardware and software integration.

1. Giriş

Teknolojinin hızlı gelişimiyle birlikte, robotlar insan yaşamının birçok alanında önemli görevler üstlenmeye başlamıştır. Üretim hatlarında kullanılan endüstriyel robotlar [1], restoranlarda kullanılan servis robotları [2] gibi çeşitli alanlarda insan hayatını kolaylaştıran ve iş gücünü azaltan birçok uygulama alanında robotları görmek mümkündür. Günümüzde özellikle tekrarlayan [3], riskli [4] ya da yüksek hassasiyet gerektiren görevlerde [5] insan emeğinin yerini robotik sistemler almaya başlamıştır. Bu geniş kullanım yelpazesi, mobil robot sistemleri gibi özel çözümlerin geliştirilmesini hem gerekli hem de kaçınılmaz hale getirmiştir.

Mobil robotlar, uygulama alanına bağlı olarak bacaklı, paletli veya tekerlekli gibi farklı türlerde tasarlanabilmektedir. Bacaklı robotlar, tekerlekli ya da paletli sistemlerin yetersiz kaldığı zeminlerde üstün hareket kabiliyeti sağladıkları için, engeli arazilerde arama kurtarma robotu olarak kullanılabilirler [6]. Ancak bu robotların denge ve kontrolünün sağlanması oldukça karmaşık bir problemdir. Paletli robotlar ise özellikle savunma sanayi uygulamalarında ön plana çıkmaktadırlar. Ancak yüksek hız gerektiren uygulamalarda yetersiz kalmaları, dönüş manevralarında sınırlı hassasiyet göstermeleri ve karmaşık mekanik yapıları sorun oluşturabilmektedir [7]. Tekerlekli robotlar, basit yapıları ve yüksek hareket kabiliyetleri

sayesinde özellikle iç mekânlarda, düz ve pürüzsüz zeminlerde oldukça başarılıdır. Ancak, paletli robotlarla karşılaştırıldığında manevra kabiliyetleri sınırlıdır ve minimum dönüş yarıçapı gibi dezavantajlara sahiptirler [8]. Bu tür mobilite problemlerini aşmak için mecanum tekerlekli robotlar geliştirilmiş olsa da, normal tekerlekli robotlar gibi yine 4 adet eyleyiciye sahiptirler [9, 10]. Bu noktada, mobil robotların hareket kabiliyetini artırmak amacıyla geliştirilen tüm yönlü (ing. omnidirectional) tekerlek sistemleri dikkat çekmektedir. Bu özel tekerlekler, üzerlerine yerleştirilmiş farklı boyutlardaki silindir makaralar sayesinde robotun herhangi bir yönde kaymadan hareket etmesini sağlar [11, 12]. Böylece robotlar, yalnızca ileri-geri değil, aynı zamanda yanlara ve çapraz yönlerde de kolayca hareket edebilmektedir. Özellikle dar alanlarda manevra yeteneğinin kritik olduğu senaryolarda bu tasarım büyük avantaj sağlar [13]. Tüm yönlü tekerleklerle sahip hem de 3 adet eyleyicisi bulunan bir diğer yapı top-robotlar olsa da kontrol problemleri oldukça zordur ve fiziksel anlamda kararsız olup hassas bir denge kontrol-cüsüne ihtiyaç duymaktadırlar [14]. Bu bağlamda, tekerlekleri birbirine 120° aralıklarla yerleştirilmiş ve her tekerleğin yerle temas açısı 90° olan tüm yönlü mobil robot sistemleri, yüksek manevra kabiliyetleri ile mekanik tasarım ve kontrol açısından sade yapıları sayesinde öne çıkmaktadır [15].

Bu çalışmada, üç tüm yönlü tekerleğe sahip bir mobil robotun tasarımı, üretimi ve kontrolü ele alınmıştır. Robotun hem gövdesi hem de tekerlekleri mekanik olarak tasarlanmış ve üretimi gerçekleştirilmiştir. Robotun hareketini sağlayan gömülü yazılım, gerçek zamanlı çalışacak şekilde geliştirilmiş, hareket komutlarının işlenmesi, sensör verilerinin alınması ve motor sürücülerinin kontrolü bu yazılım üzerinden sağlanmıştır. Mobil robotun kontrolü Simulink üzerinden gerçekleştirilmiş ve gömülü sistem ile Simulink gerçek zamanlı olarak haberleşmiştir. Tüm sistemin işlevselliği yapılan deneysel çalışmalarla test edilmiş, robotun farklı yönlerdeki hareket kabiliyeti, kontrol doğruluğu ve sistem tepkisi incelenmiştir.

Çalışmanın geri kalanı şu şekilde yapılandırılmıştır. Bölüm 2’de üretilen mobil robotun hem mekanik tasarımı hem de kullanılan elektronik aksamı tanıtılmıştır. Bölüm 3 ile sistemin temel gömülü yazılımı aktarılmıştır. Bölüm 4 ile robotun ters ve ileri kinematik modelleri, Bölüm 5 ile de mobil robot sistemi için denetleyici tasarımı sunulmuştur. Bölüm 6’da deney sonuçları, Bölüm 7’de ise bu çalışmada elde edilen genel sonuçlar aktarılmıştır.

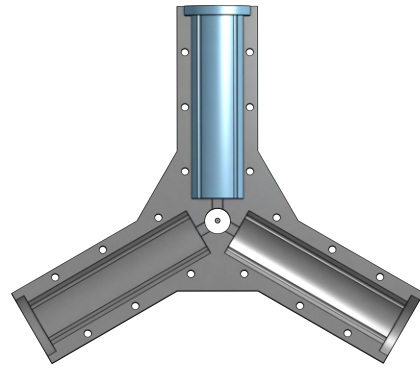
2. Mobil Robot Tasarımı

Mobil robot, gerek mekaniksel yapısı gerekse de elektronik bileşenleri ile bir dizi mühendislik alanının birleşimini gerektiren bir tasarımdır. Tasarım sürecinde, robotun görevlerini etkin bir şekilde yerine getirebilmesi için dikkatli olunması gerekmektedir. Bu bölümde, mobil robotun temel unsurları olan mekanik tasarımın ve elektronik bileşenlerinin detaylarına yer verilecektir.

2.1. Mekanik Tasarım

Şekil 1’de, mobil robotun kapak yapısını ve motorların nasıl yerleştirildiği gösterilmektedir. Kapak yapısı, üç adet motor, gövdenin merkezinden eşit uzaklıkta ve aralarında 120° ola-

cak şekilde tasarlanmıştır. Şekilde mavi bölüm motoru, gri bölüm ise kapak yapısını temsil etmektedir. Her bir motorun ucu, gövdenin merkezinden 11.7 cm mesafededir. Bu simetrik yerleşim, robotun tüm yönlerde rahatça hareket edebilmesini sağlamaktadır. Alt ve üst gövde parçaları hem motorların sabitlenmesini hem de tekerleklerin hizalanmasını sağlamak amacıyla aynı tasarlanmıştır. Aynı zamanda, üretimi kolaylaştırmak için bağlantı delikleri ve geçiş boşlukları eklenmiştir. Bu yapı sayesinde hem montaj kolaylığı sağlanmış hem de robotun mekanik olarak sağlam ve dengeli olması hedeflenmiştir. Şekil 1’den görüldüğü üzere diğer motorlar da yerleştirildikten sonra üst kapağın montajı gerçekleştirilip, robotun gövdesi hazır hale getirilmiştir.



Şekil 1: Mobil robotun kapak yapısı

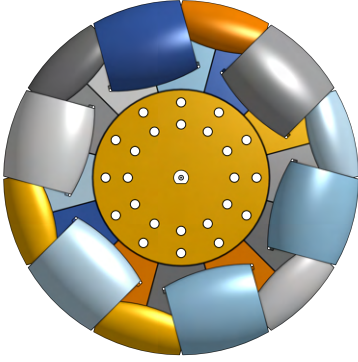
Şekil 2’de, mobil robotta kullanılan tüm yönlü tekerleğin karşıdan görünümü, makaraların yerleşimi, tekerlek parçalarının ve motor milinin bağlantı kısımları net şekilde görülebilmektedir. Bu tekerlekler, üzerlerine açılı şekilde yerleştirilmiş küçük ve büyük toplam 12 adet makaradan oluşmakta olup bu makaralar sayesinde robotun hem ileri-geri hem de yanlara doğru kayarak hareket etmesi sağlanır. Tekerleğin yarıçapı 6 cm olup, bu boyut hem yeterli zemin teması sağlar hem de düşük hızlarda yüksek manevra kabiliyeti sunar. Tüm yönlü tekerlek yapısı sayesinde robot, yön değiştirmeye ihtiyaç duymadan her yöne hareket edebilmektedir. Bu da özellikle dar alanlarda ve hassas manevra gereken uygulamalarda büyük avantaj sağlar. Bahsedilen tüm mekanik parçalar CAD ortamında tasarlanmış, 3B yazıcı kullanarak üretilmiştir.

Mekanik parçaları üretilip elektronik aksamı ile birleştirilen üç tekerlekli tüm yönlü mobil robotun tamamlanmış hali Şekil 3’te gösterilmektedir. Gövde yapısı, tekerlek yerleşimi ve elektronik bileşenleriyle birlikte sistem, çalışmaya hazır olarak tamamlanmıştır.

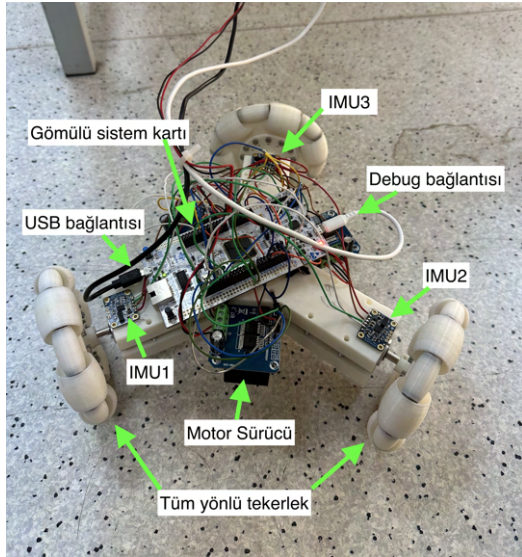
2.2. Elektronik Bileşenler

2.2.1. Motor

Mobil robot sisteminde eyleyici olarak 12V çalışma gerilimine sahip 28PA51G model DC motor tercih edilmiştir. Kullanılan DC motor, entegre dişli kutusu ve yüksek çözünürlüklü enkodere sahiptir. Motor üzerinde bulunan hall effect tabanlı iki fazlı enkoder, shaftın her dönüşü için 663 darbe (PPR) üretmektedir. Bu sayede, yaklaşık 0.54°’lik açısal çözünürlük ile konum has-



Şekil 2: Tüm yönlü tekerlek



Şekil 3: Üretilen mobil robot [16]

şekilde izlenebilmektedir. Motor, 51:1 oranında bir dişli kutusuna sahiptir ve nominal torku 10 kg·cm'dir. Dişli sonrası yük devri 146 rpm, boşta çektiği akım 0.23 A, durma akımı ise 3.6 A'dır. Kompakt yapısı ve yüksek tork üretimi sayesinde mobil robot sistemlerinde konum ve hız kontrolü gerektiren uygulamalarda etkin bir biçimde tercih edilmektedir.

2.2.2. Motor Sürücü Kartı

Üretilen mobil robot sisteminde motor sürücü olarak BTS7960B 40A çift kanal H-köprü motor sürücü kartı kullanılmıştır. Sürücü kartı, entegre tam köprü (ing. full-bridge) yapısı sayesinde DC motorlara hem ileri hem geri yönde akım uygulayarak çift yönlü hareket imkânı sunmaktadır. Sürücü kartı 5 V ile kontrol sinyallerini algılayabilmekte olup, motor beslemesi için 6 V ile 27 V arasında bir gerilim uygulanabilmektedir.

2.2.3. Mikrodenetleyici

Üretilen mobil robot sisteminde, STM32F746ZG mikrodenetleyici tabanlı geliştirme kartı; motorların dönüşü için darbe genlik modülasyonu (ing. Pulse Width Modulation) sinyali üretilmesi ve iletilmesi, zamanlayıcıların (ing. timer) kullanımı, encoder verilerinin okunması ve USB protokolü üzerinden MATLAB/Simulink'e veri alışverişi gibi çok yönlü görevlerde aktif olarak kullanılmıştır. Kartın sahip olduğu yüksek frekanslı zamanlayıcılar, motor sürücüler için hassas PWM sinyalleri üretmek amacıyla yapılandırılmış; üretilen sinyaller, her bir tekerleğe bağlı motorlara sürücüler aracılığıyla doğrudan iletilmiştir. Aynı zamanda, STM32'nin sunduğu donanımsal USB desteği ile Simulink üzerinden sistem parametrelerinin izlenmesi ve gerektiğinde güncellenmesi mümkün kılınmıştır. Tüm bu entegrasyon, sistemin gerçek zamanlı, kararlı ve yüksek doğrulukta çalışmasını sağlayarak deneysel kontrol yapısının başarıyla uygulanmasına olanak tanımıştır.

2.2.4. IMU Sensörü

Üretilen mobil robot sisteminde yönelim bilgisinin elde edilmesi amacıyla BNO055 entegresi kullanılmıştır. BNO055, içinde 3 eksenli ivmeölçer, 3 eksenli jiroskop ve 3 eksenli manyetometreyi bir arada barındıran, 9 serbestlik dereceli (9-DOF) bir IMU (Ataletsel ölçüm birimi, ing. Inertial Measurement Unit) sensörüdür. Bu sensörü benzerlerinden ayıran en önemli özellik, üzerinde bulunan ARM Cortex-M0 tabanlı işlemcisi sayesinde sensör füzyonunu kendi içerisinde gerçekleştirebilmesidir. Böylece, ivme, açısal hız ve manyetik alan verileri birleştirilerek doğrudan Euler açıları, kuaterniyonlar veya vektörel yönelim biçiminde hazır çıktı elde edilebilmektedir. Sensör, 100 Hz yenileme hızıyla Euler açısı, açısal hız, ivme, yerçekimi vektörü, doğrusal ivme gibi birçok veri sağlamaktadır. Sensör üzerinde bulunan mikroişlemci, I2C protokolüyle STM32 geliştirme kartıyla iletişim halindedir.

3. Gömülü Yazılım

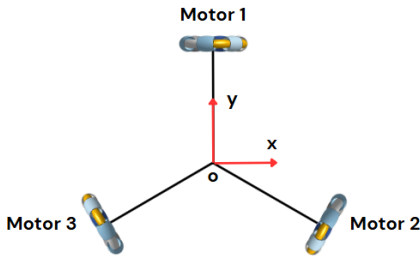
Gömülü yazılım kodları ST firmasının sağladığı STM32 CubeIDE programında yazılmıştır. Projede toplam 7 adet zamanlayıcı, 3 adet I2C hattı ve USB protokolü aktif olarak kullanılmıştır. Bu zamanlayıcılardan 3 tanesi motorlara gönderilecek PWM sinyallerinin üretilmesi amacıyla kesme modunda aktif hale getirilmiştir. 3 zamanlayıcı da encoder modunda seçilip, kesme modu aktif hale getirilmiştir. Her bir motordan alınan 16 bitlik encoder verileri öncelikle her bir motorun pozisyon değerine dönüştürülmüştür. Sonrasında mobil robotun x , y eksenlerinde pozisyonu ve yönelim açısı elde edilmiştir. Encoderlerden elde edilen pozisyon verilerinden motor hızlarının tahmin edilmesi amacıyla birinci dereceden sayısal türev filtresi uygulanmıştır. Tüm PWM ve zamanlayıcı frekansları 1kHz olacak şekilde PSC (prescaler) ve ARR (auto-reload register) değerleri atanmıştır. Mobil robotun pozisyon bilgisi USB protokolü ile Simulink'e bu kesme fonksiyonu içerisinde aktarılmıştır.

Gelecek çalışmalarda mobil robotun iç mekan uygulamalarında pozisyon ve hız bilgilerinin daha hassas ölçülebilmesi için encoder verileri ile IMU sensör verilerinin birleştirilmesi hedeflenmektedir ve bu hedef doğrultusunda IMU'dan verilerin okunması I2C protokolü kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Robot pozisyon verileri, USB protokolü kullanılarak mikroişlemciden (STM32) Simulink ortamına aktarılmıştır. USB'nin yüksek hız, düşük gecikme ve kararlı bağlantı avantajları nedeniyle tercih edilmiştir. Float türündeki veriler, bayt düzeyinde iletim için FLOATUNION_t yapısı kullanılarak 4 baytlık dizilere dönüştürülmüş ve Simulink ile haberleşme bu diziler üzerinden sağlanmıştır.

4. Robotun Modeli

Çalışmamızın bu kısmında, 120° aralıklarla Şekil 4 ile sunulan yapıda yerleştirilmiş üç tüm yönlü tekerleğe sahip holonomik mobil robotumuzun ters ve ileri kinematik modelleri sunulacaktır.



Şekil 4: Motorların yerleşimi

4.1. Ters Kinematik Modeli

Robotun gövde referans koordinat düzlemine göre doğrusal hızları v_x, v_y ve açısal hızı ω_z olmak üzere, hız vektörü $\mathbf{v} \triangleq \begin{bmatrix} v_x & v_y & \omega_z \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ şeklinde tanımlanmıştır.

Her bir tekerleğin y eksenine göre yönelme açısı θ_i , robot merkezine olan uzaklığı L (cm), tekerlek yarıçapı r (cm) olmak üzere, i^{nci} tekerleğin açısal hızı w_i (rad/s),

$$w_i = \frac{1}{r} [\cos \theta_i \quad -\sin \theta_i \quad L] \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ \omega_z \end{bmatrix} \quad (i=1, 2, 3) \quad (1)$$

olarak hesaplanabilir. Bu eşitlikler birleştirilerek genel ters kinematik dönüşüm matrisi $\mathbf{w} = \begin{bmatrix} w_1 & w_2 & w_3 \end{bmatrix}^T \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$ olmak üzere,

$$\mathbf{w} = \frac{1}{r} \begin{bmatrix} \cos \theta_1 & -\sin \theta_1 & L \\ \cos \theta_2 & -\sin \theta_2 & L \\ \cos \theta_3 & -\sin \theta_3 & L \end{bmatrix} \mathbf{v} \quad (2)$$

olarak elde edilir. Bu ifade ile robotun istenen gövde hızlarına karşılık gelen tekerlek hızlarını hesaplamak mümkün olur. Tekerleklerin y eksenine göre yaptıkları yönelme açıları,

$$\theta_1 = 0^\circ, \quad \theta_2 = -120^\circ, \quad \theta_3 = 120^\circ \quad (3)$$

olarak alındığı durumda ters kinematik matrisi,

$$\mathbf{w} = \frac{1}{r} \begin{bmatrix} 1 & 0 & L \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & L \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & L \end{bmatrix} \mathbf{v} \quad (4)$$

olarak elde edilir. Denklem 4

$$\mathbf{A} \triangleq \frac{1}{r} \begin{bmatrix} 1 & 0 & L \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & L \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & L \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 3} \quad (5)$$

tanımı yapılarak, aşağıda sunulan sade yapıda yazılabilir

$$\mathbf{w} = \mathbf{A} \mathbf{v}. \quad (6)$$

4.2. İleri Kinematik Modeli

Tekerlek hızlarından robot gövde hızları, Denklem 6 kullanılarak,

$$\mathbf{v} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{w} \quad (7)$$

şeklinde kolaylıkla bulunabilir. Daha açık formda ifade etmek gerekirse,

$$\mathbf{v} = \frac{r}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \mathbf{w} \quad (8)$$

eşitliği ile robot gövde hızlarını hesaplamak mümkündür.

Deneyisel çalışmalarda robotun tekerleklerinin açısal hızları yerine, [cm] cinsinden dönüş miktarı hesaplanmış ve kullanılmıştır. Dolayısıyla, ileri kinematik modelinin güncellenmesi gerekmektedir. Bir örnekleme zamanında gerçekleşen tekerlek dönüş açısı $\Delta \phi_i$ [radyan] ve çevresel dönüş miktarı da Δs_i [cm] olmak üzere,

$$\Delta s_i = r \Delta \phi_i \Rightarrow \Delta \phi_i = \frac{\Delta s_i}{r} \quad (9)$$

eşitliklerini yazabiliriz. Bir örnekleme zamanında ölçülen tekerlek dönüş miktarı, aynı zamanda tekerleğin açısal hızı anlamına gelmektedir. Aynı zamanda robotun hızı da birim zamanda yer değiştirme miktarıdır. Dolayısıyla Denklem 8 ile verilen ifade Denklem 9 da dikkate alınarak,

$$\Delta \mathbf{p} \triangleq \begin{bmatrix} \Delta x \\ \Delta y \\ \Delta \alpha \end{bmatrix}, \quad \Delta \mathbf{s} \triangleq \begin{bmatrix} \Delta s_1 \\ \Delta s_2 \\ \Delta s_3 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 1} \quad (10)$$

olmak üzere,

$$\Delta \mathbf{p} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ \frac{1}{L} & \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{s} \quad (11)$$

şeklinde yeniden yazılmıştır.

5. Denetleyici Tasarımı

Denetim hedefi, mobil robotun XY düzleminde verilen bir referans yörüngeyi mümkün olduğunca küçük hatalarla takip etmesidir. Bunun için de robotun konumunu ölçmek gerekmektedir. Bu çalışmada robotun dünya referans koordinat düzlemindeki konumu, tekerlek dönüş miktarları ölçüldükten sonra Denklem 11 kullanılarak hesaplanmaktadır.

Robotun hedef ve anlık pozisyonu sırasıyla,

$$\mathbf{p}_d \triangleq \begin{bmatrix} x_d(t) \\ y_d(t) \\ \alpha_d(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}, \quad \mathbf{p}(t) \triangleq \begin{bmatrix} x(t) \\ y(t) \\ \alpha(t) \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 1} \quad (12)$$

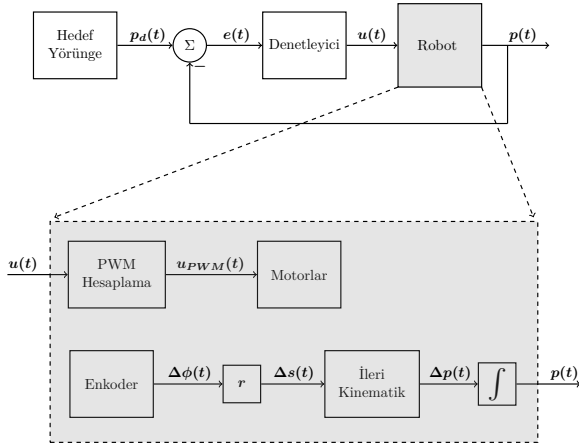
olmak üzere, hata vektörü,

$$\mathbf{e}(t) \triangleq \mathbf{p}_d - \mathbf{p}(t) \quad (13)$$

olarak tanımlanmıştır. Oransal-integral (PI) kontrol yöntemi ile motorlara uygulanacak kontrol işareti,

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}_p \mathbf{e}(t) + \mathbf{K}_i \int_0^t \mathbf{e}(\tau) d\tau \Rightarrow \mathbf{u}(t) \in \mathbb{R}^{3 \times 1} \quad (14)$$

şeklinde üretilebilir. Burada $\mathbf{K}_p, \mathbf{K}_i \in \mathbb{R}^{3 \times 3}$ köşegen denetleyici kazanç matrisleridir. Bulunan $\mathbf{u}(t)$ vektörü her bir motorun kaç volt ile sürülmesi gerektiğini ifade etmektedir. Sistemin blok diyagramı Şekil 5 ile sunulmuştur.



Şekil 5: Blok diyagramı

6. DeneySEL Sonuçlar

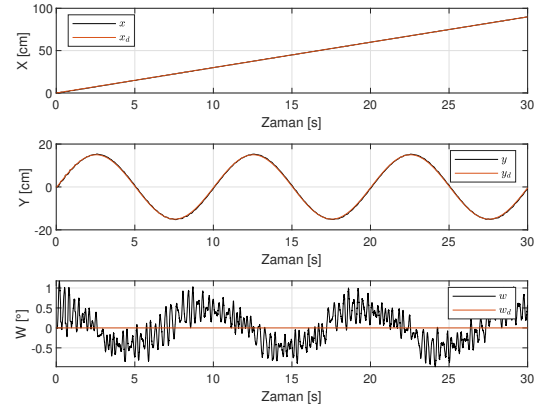
Üretilen 3 tekerlekli tüm yönlü mobil robotun deneysel olarak sınanması Matlab/Simulink kullanılarak gerçekleştirilmiştir. DeneySEL gözlemler, sistemin ani hız değişimlerinin kontrolünü gerektirmediğini, dolayısıyla oransal-integral-türevsel (PID) denetleyicisindeki türevsel (D) terime ihtiyaç olmadığını göstermiştir. Bu nedenle, etkili ve yeterli bir çözüm olarak PI denetleyici seçilmiştir. Bu denetleyicinin kazanç parametreleri, sistemin dinamiklerine uygun şekilde $K_p = 3.25$ ve $K_i = 0.7$ olarak her motor için aynı seçilmiştir. Mobil robotun hedeflenen x, y pozisyonları

$$\mathbf{p}_d = \begin{bmatrix} 3t \\ 15 \sin(2\pi ft) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

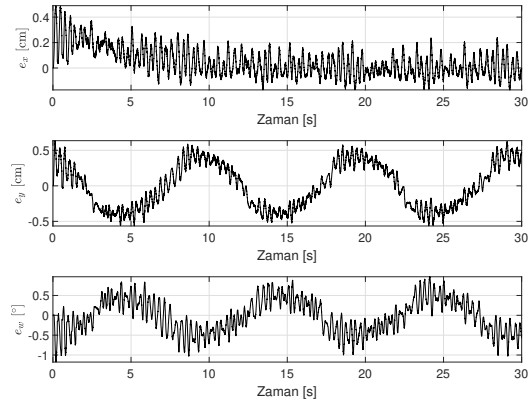
ile verilmektedir. Burada $f = 0.1 \text{ Hz}$ olarak seçilmiştir. Bu ifade, mobil robotun x ekseninde doğrusal bir hareket, y ekseninde ise sinüzoidal bir salınım gerçekleştirmesi anlamına

gelmektedir. Bu senaryoda, robotun yöneliminde herhangi bir dönme hareketi hedeflenmemiştir.

Şekil 6, mobil robotun hedeflenen ve gerçek eksen pozisyonlarının zamana bağlı değişimini göstermektedir. Bu şekil incelendiğinde, robotun belirlenen referans yörüngeyi başarıyla takip ettiği gözlemlenmektedir. Şekil 7 ile robotun, x, y eksenlerindeki ve yönelimindeki takip hatası sunulmuş olup, sistemin kararlı bir şekilde çalıştığı anlaşılmaktadır. Şekil 8 mobil robotun XY ekseninde hedeflenen ve gerçek hareketini göstermektedir. Şekil 9 ise motorlara uygulanan kontrol girişlerini göstermektedir. Üretilen bu kontrol sinyallerinin genliği, sistemin fiziksel kısıtlarını aşmadan, robota etkin şekilde uygulanabilecek sınırlar içerisinde kalmıştır.



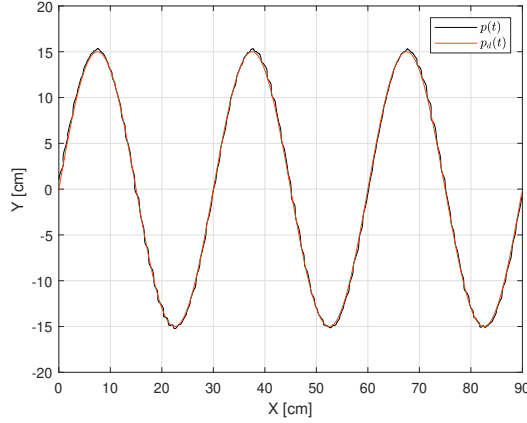
Şekil 6: Hedeflenen ve gerçek pozisyon grafiği



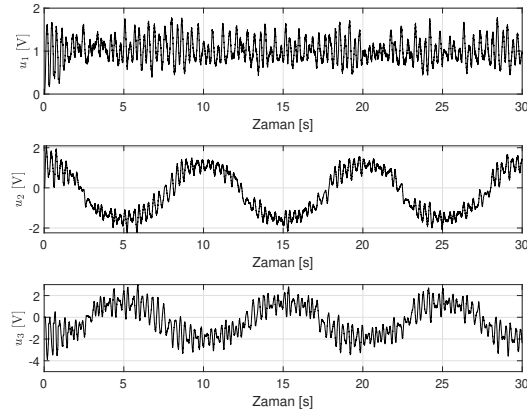
Şekil 7: Takip hatası grafiği

7. Sonuçlar

Bu çalışmada, 3 tüm yönlü tekerlek ile hareketi sağlanan mobil robotun mekanik tasarımı ve kullanılan elektronik bileşenler ayrıntılı olarak sunulmuştur. Robotta kullanılan tüm yönlü tekerlekler, 3 boyutlu yazıcı ile üretilmiştir. Robotun hareketini sağlamak amacıyla ileri ve ters kinematik modelleri elde edilmiş ve sistemin kontrolü PI denetleyici ile gerçekleştirilmiştir. Elde edilen deneysel sonuçlar, robotun zamanla değişen bir yörüngeyi başarıyla takip edebildiğini göstermektedir. Gelecekte,



Şekil 8: Mobil robotun $p(t)$ ve $p_d(t)$ grafiği



Şekil 9: Kontrol girişi grafiği

robotun üzerine bir robot kol entegre edilerek, bu iki yapının birlikte kontrolü hedeflenmektedir.

8. Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 124E563 numaralı proje ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

9. Kaynakça

- [1] Zhibin Li, Shuai Li, and Xin Luo, "An overview of calibration technology of industrial robots," *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, vol. 8, no. 1, pp. 23–36, 2021.
- [2] Qingxiao Yu, Can Yuan, Zhuang Fu, and Yanzheng Zhao, "An autonomous restaurant service robot with high positioning accuracy," *Industrial Robot: An International Journal*, vol. 39, no. 3, pp. 271–281, 2012.
- [3] Russell Keith and Hung Manh La, "Review of autonomous mobile robots for the warehouse environment," *arXiv preprint arXiv:2406.08333*, 2024.
- [4] A Hemanth Reddy, Balla Kalyan, and Ch SN Murthy, "Mine rescue robot system—a review," *Procedia Earth and Planetary Science*, vol. 11, pp. 457–462, 2015.
- [5] Brian S Peters, Priscila R Armijo, Crystal Krause, Son-gita A Choudhury, and Dmitry Oleynikov, "Review of emerging surgical robotic technology," *Surgical Endoscopy*, vol. 32, pp. 1636–1655, 2018.
- [6] Björn Lindqvist, Samuel Karlsson, Anton Koval, Ilias Tevetzidis, Jakub Haluška, Christoforos Kanellakis, Ali-akbar Agha-mohammadi, and George Nikolakopoulos, "Multimodality robotic systems: Integrated combined legged-aerial mobility for subterranean search-and-rescue," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 154, pp. 104134, 2022.
- [7] Muhammad Sanaullah, Md Akhtaruzzaman, and Md Altab Hossain, "Land-robot technologies: The integration of cognitive systems in military and defense," *NDC E-JOURNAL*, vol. 2, no. 1, pp. 123–156, 2022.
- [8] Qadir Bakhsh, Khalid Hasnan, and Aftab Ahmed, "Comparative study between wheeled and tracked mobility system for mobile robot," *Applied Mechanics and Materials*, vol. 393, pp. 538–543, 2013.
- [9] Mihai Olimpiu Tătar, Cătălin Popovici, Dan Mândru, Ioan Ardelean, and Alin Pleşa, "Design and development of an autonomous omni-directional mobile robot with mecanum wheels," in *IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics*, 2014, pp. 1–6.
- [10] Hamid Taheri, Bing Qiao, and Nurallah Ghaeminezhad, "Kinematic model of a four mecanum wheeled mobile robot," *International Journal of Computer Applications*, vol. 113, no. 3, 2015.
- [11] Jae-Bok Song and Kyung-Seok Byun, "Design and control of an omnidirectional mobile robot with steerable omnidirectional wheels," in *Mobile Robotics, Moving Intelligence*. IntechOpen, 2006.
- [12] Masaaki Kumaga and Takaya Ochiai, "Development of a robot balanced on a ball—application of passive motion to transport—," in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2009, pp. 4106–4111.
- [13] Hamid Taheri and Chun Xia Zhao, "Omnidirectional mobile robots, mechanisms and navigation approaches," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 153, pp. 103958, 2020.
- [14] Hazin Inci, Erman Selim, Enver Tatlicioglu, Erkan Zergoglu, and Aydogan Savran, "A saturation based self-tuned robust control design for euler lagrange systems," *ISA Transactions*, vol. 156, pp. 565–578, 2025.
- [15] Riky Tri Yunardi, Deny Arifianto, Farhan Bachtar, and Jihan Intan Prananingrum, "Holonomic implementation of three wheels omnidirectional mobile robot using dc motors," *Journal of Robotics and Control*, vol. 2, no. 2, pp. 65–71, 2021.
- [16] Huseyin Deniz Ozturk, Erman Selim, Hazin Inci, and Enver Tatlicioglu, "Çoklu imu senkronizasyonu ile mobil robotlarda İç mekan pozisyon tespiti," in *25th Otomatik Kontrol Ulusal Konferansı (TOK)*, 2024, pp. 412–417.

MRAC+PID Kontrolcü ve Klasik Kontrolcü Modeli ile Sismik Deprem Hareketlerinin Simülasyonu İçin 2 Serbestlik Dereceli Sarsma Masasının Tasarımı ve Uygulanması

Design and Implementation of a 2-DOF Shaking Table for Simulating Seismic Earthquake Motions with MRAC+PID Controller and Classical Controller Model

Aylin Öztürk¹, Çağla Üzümcü¹, Eren Buğra Günültaş¹, Claudia Fernanda Yaşar¹

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü

Yıldız Teknik Üniversitesi, Davutpaşa Kampüsü, İstanbul

{aylin.ozturk1, cagla.uzumcu, eren.gunultas}@std.yildiz.edu.tr
cfyasar@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, deprem riski yüksek bölgelerde yapıların sismik performansını değerlendirmek amacıyla iki serbestlik dereceli bir sarsma masası sisteminin geliştirilmesini kapsamaktadır. Sistem, yatay düzlemde iki eksenle hareket edebilen bir platform ile DC motorlar üzerinden kontrol edilmektedir. Kontrol stratejisi olarak klasik PID ve MIT kurallı Model Referanslı Uyarlamalı Kontrol (MRAC)-PID yöntemleri MATLAB/Simulink ortamında modellenmiş ve karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları, MRAC-PID'nin değişken sismik girdilere karşı daha hızlı ve kararlı tepkiler verdiğini göstermiştir. Proje sürecinde mekanik tasarım donanım ve elektronik devre kurulumu, sensör entegrasyonu ve kontrol algoritmalarının uygulanması gerçekleştirilmiş; sistemin dinamik performansı testlerle doğrulanmıştır. Bu çalışma, ileri kontrol tekniklerinin sismik test sistemlerinde uygulanabilirliğini ortaya koyarak mühendislik ve toplumsal farkındalığa katkı sağlamaktadır.

Anahtar Kelimeler: Uyarlamalı kontrol, MRAC, klasik kontrolcü, PID kontrol, deprem mühendisliği, sarsma masası, sistem dinamiği, sistem modelleme, motor kontrolü, elektromekanik sistemler, gerçek zamanlı kontrol, titreşim kontrolü

Abstract

This study involves the development of a two-degree-of-freedom shaking table system to evaluate the seismic performance of structures in regions with high earthquake risk. The system is controlled via DC motors and consists of a platform capable of moving along two horizontal axes. Classical PID and MIT rule-based Model Reference Adaptive Control (MRAC)-PID strategies were modeled and compared in the MATLAB/Simulink environment. Simulation results demonstrated that the MRAC-PID provides faster and more stable responses to variable seismic inputs. During the project, mechanical design, hardware and electronic circuit setup, sensor integration, and implementation of control algorithms were carried out, and the system's dynamic performance was verified through testing. This study highlights the applicability of advanced control techniques in seismic testing systems, contributing to both engineering practice and societal awareness.

Key Words: Adaptive control, MRAC, classical controller, PID control, earthquake engineering, shaking table, system dynamics, system modeling, motor control, electromechanical systems, real-time control, Vibration control

1. Giriş

Sarsma masaları, yapıların deprem etkisi altındaki davranışlarını incelemek amacıyla sismik hareketleri laboratuvar ortamında simüle eden sistemlerdir. Bu sistemler, yapı elemanlarının dinamik özelliklerinin değerlendirilmesinde kritik rol oynamaktadır. Literatürde, klasik kontrol stratejileri içinde yer alan oransal-integral-türevsel (PID) kontrolörler; yer değiştirme, hız ve ivme geri beslemeleriyle yaygın olarak kullanılmakta, bant genişliğini artırma ve dalga formu takibini iyileştirme gibi avantajlar sunmaktadır [1]. Son yıllarda model referanslı uyarlamalı kontrol (MRAC) yöntemleri ise, sistem çıktısıyla referans model arasındaki hataya göre parametrelerini gerçek zamanlı güncelleyebilme yetenekleriyle öne çıkmaktadır [2,3]. MRAC, sistem parametrelerinin belirsiz veya zamanla değiştiği durumlarda klasik yöntemlere kıyasla daha yüksek performans gösterebilmektedir.

İki serbestlik dereceli (2-DOF) sarsma masaları, yatay düzlemde hem boylamsal hem de enlemsel hareketleri gerçekleştirme kapasiteleriyle daha gerçekçi deprem simülasyonlarına olanak tanır. Ancak eksenler arası dinamik etkileşimler, bu yapıların kontrolünü karmaşıktırmaktadır [4]. Bu çalışma, 2-DOF sarsma masası üzerinde MRAC+PID ve klasik PID kontrolcülerin karşılaştırmalı performans analizini sunmaktadır. Sistem, gerçek deprem verileriyle test edilerek izleme doğruluğu, uyarlanabilirlik ve değişken koşullara karşı dayanıklılık açısından değerlendirilmiştir. Böylece ileri kontrol tekniklerinin sismik simülasyon sistemlerine entegrasyonuna katkı sağlanması hedeflenmiştir.

2. Yöntem

2.1. Sarsma Masası Tasarımı ve Uygulanması

Sarsma masası sisteminin mekanik tasarımı, dinamik kararlılık ve üretim kolaylığı göz önünde bulundurularak gerçekleştirilmiştir. Sistem; sağlam bir taban, iki eksenle (X ve Y) hareket edebilen ortogonal hareketli katmanlar ve bu hareketi sağlayan tahrik ve kılavuzlama sistemlerinden

oluşmaktadır. Taban yapısı, modülerliği, hafifliği ve kolay montaj imkânı nedeniyle 400x400 mm ebatlarında sigma profil alüminyumdan imal edilmiştir. Hareketli orta ve üst katmanlar ise 360x360 mm alüminyum levhalardan üretilerek sistemin kütlesi azaltılmıştır. Her ekseninde bir adet SCR1610 model bilyalı vida kullanılarak motorun dönme hareketi doğrusal harekete dönüştürülmüştür. Bu bilyalı vidalar 16 mm çap ve 10 mm hatveye sahiptir. Hatve değerine göre motorun bir tam dönüşü, yatay düzlemde 1 cm'lik hareket üretmektedir.

$$F = \frac{2\pi\eta T}{p} \quad (1)$$

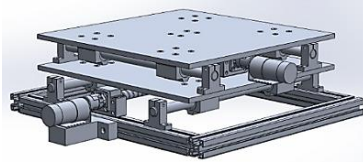
Denklem (1)'de yer alan değişkenler Tablo 1'de verilmiştir

Tablo 1: Denklem Parametreleri

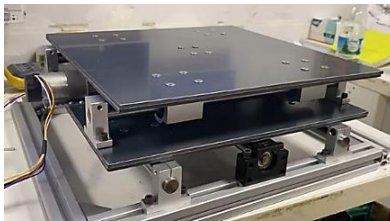
Değişken	Açıklaması	Değeri
η	Bilyalı vida verimi	0.9
T	Motor torku	0.833 Nm
p	Bilyalı vida adımı	0.01 cm

Böylece sistem, her ekseninde yaklaşık 471 N yatay kuvvet uygulayabilmektedir. Doğrusal hareketin kararlı bir şekilde yönlendirilmesi için her ekseninde 16 mm çelik miller ve SCE16UU rulmanlar kullanılmış, sekiz destek elemanı ile sistem rijit biçimde sabitlenmiştir. Her ekseninde yer alan bilyalı vidalar, BK12 ve BF12 yataklarla hizalanmış; SFU1610 somunlarla hareketli katmanlara yük aktarımı sağlanmıştır. Sistemin tüm bileşenleri SolidWorks ortamında üç boyutlu olarak modellenmiş ve uyumlu bir yapı oluşturulmuştur.

Şekil 1 ve Şekil 2'de masanın Solidworks tasarımı ve gerçek hayattaki uygulaması aşağıda gösterilmektedir.



Şekil 1: Sarsma Masasının Çapraz Görünümünün SolidWorks Tasarımı

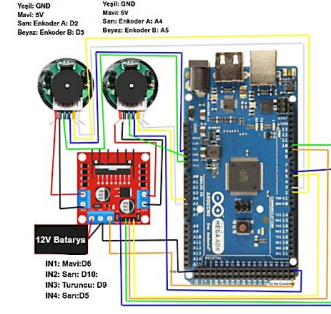


Şekil 2: Sarsma Masasının Donanımı

2.2. Sarsma Masası için Elektronik Donanım

Elektronik devrenin tasarımında, Arduino Mega2560 ve L298N çift H-köprü motor sürücü modülü kullanılmıştır ve iki adet enkoderli Pololu DC motorun pozisyon kontrolü amacıyla tasarlanmıştır. Bu sayede Arduino, PWM sinyalleriyle motor hızını kontrol ederek istenen pozisyona ulaşmayı sağlar ve enkoder verileriyle konum doğruluğu sürekli izlenir.

Bu çalışmada kullanılan detaylı devre bağlantı şeması Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3: Arduino Mega, L298N motor sürücü ve enkoderli DC motorların bağlantı şeması

2.3. İndirgenmiş DC Motor Modellemesi ve Transfer Fonksiyonu

Bir DC motor, elektriksel giriş olarak aldığı akıma (i) karşılık, açısal konum (θ) gibi mekanik bir çıkış üreten elektromekanik bir bileşendir [5]. Bir DC motorun davranışını modellemek için hem elektriksel hem de mekanik bileşenleri dikkate alınır. DC motorun indirgenmiş dinamiği aşağıda gösterilmiştir.

$$\Gamma = KV = J\ddot{\theta} + v\dot{\theta} + t^{nlf} \quad (2)$$

Denklem (2)'de yer alan Γ , K , v , J , t^{nlf} , V motor torkunu, motor sabitini, viskoz sürtünme katsayısını, motorun ataletini, statik Coulomb sürtünmesini ve ise giriş gerilimini ifade etmektedir.

Denklem (3)'te Laplace dönüşümü uygulanarak (başlangıç koşulları sıfır kabul edilerek), giriş gerilimi $V(s)$ ile çıkış pozisyonu $\theta(s)$ arasındaki transfer fonksiyonu elde edilir.

$$KV(s) = Js^2\theta(s) + v\theta(s) \quad (3)$$

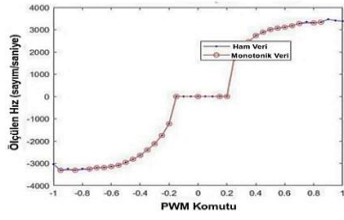
$$\frac{\theta(s)}{V(s)} = \frac{\frac{k}{J}}{s(s+\frac{v}{J})} = \frac{A}{s(s+B)} \quad (4)$$

Son olarak indirgenmiş transfer fonksiyonu denklem (4)'te elde edilmiştir. Bu sistemin açık çevrim yanıtı kararlı değildir. Transfer fonksiyonunun kutuplarından biri karmaşık s-düzleminin sol yarısında yer alırken, diğeri orijindedir ve bir integratör gibi davranır. Bu nedenle, sisteme basamak girişi verildiğinde çıkış zamanla sürekli artar ve sonsuza doğru gider [6].

2.4. Gerçek Zamanlı Uygulama

Gerçek zamanlı uygulamada süreç, fiziksel sistemden elde edilen giriş-çıkış verilerine dayalı sistem tanımlamasıyla başlar. A ve B parametrelerine başlangıçta yaklaşık değerler atanır ve Simulink Parametre Kestirimi aracıyla simülasyon-ölçüm farkı en aza indirilene kadar iteratif olarak güncellenir. Doğru parametreler elde edildiğinde model, kontrolör tasarımına uygun hale gelir.

Şekil 4'te, 19:1 redüksiyonlu DC motorun PWM girişlerine karşı kararlı durum hız tepkisi görülmektedir. Mavi noktalar ham ölçümleri, kırmızı çizgi ise bu verilerin işlenerek elde edilen düzgün ve monoton yapıyı göstermektedir. Bu tür grafikler, motorun giriş-çıkış karakteristiğini belirlemede ve doğrusal olmayan bölgelerin analizinde önemlidir.



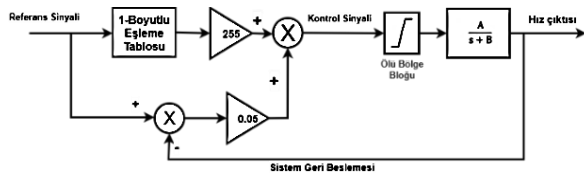
Şekil 4: 19:1 redüktörlü bir DC motorun kararlı durum hız-PWM grafiği

Statik Coulomb sürtünmesi, sistem hareketsizken motorun dönmeye başlaması için aşılması gereken sabit torktur. Hareket başladıktan sonra bu etki azalır ve viskoz sürtünme baskın hale gelir. Düşük hız ve konum kontrolünde önemli olan bu etki, grafikte görüldüğü üzere yaklaşık ± 0.2 aralığında belirlenmiştir.

2.4. DC Motor Parametrelerinin Belirlenmesi

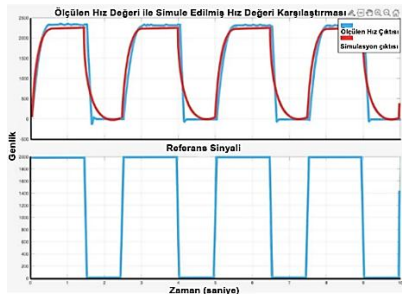
Sistemde periyodik referans hız komutları bir darbe üretici bloğu ile oluşturulmuştur. Motorun konumu, enkoder aracılığıyla gerçek zamanlı olarak ölçülmüş ve bir ayrık türev bloğu ile anlık hızla dönüştürülmüştür. Önceden deneysel olarak elde edilen veriler (PWMcmdMono ve speedMono) kullanılarak, ölçülen hızla karşılık gelen uygun PWM komutları 1-Boyutlu Eşleme Tablosu bloğu ile belirlenmiş ve motor bloğu üzerinden fiziksel donanıma iletilmiştir.

Motorun karakteristik parametreleri olan A ve B katsayıları, Şekil 5'te gösterildiği gibi, Simulink Parametre Kestirim Aracı kullanılarak model tabanlı bir kestirim süreciyle belirlenmiştir. Bu süreçte giriş sinyalleri ile ölçülen motor hızları karşılaştırılmış ve modelin çıktısı verilere göre optimize edilmiştir. Motorun doğrusal olmayan davranışları ± 0.2 genlikli Ölü Bölge bloğu ile modele dahil edilmiştir. Kestirim işlemi, Doğrusal Olmayan En Küçük Kareler algoritması kullanılarak gerçekleştirilmiş olup, maksimum iterasyon sayısı 100 ve parametre toleransı 0.001 olarak ayarlanmıştır.



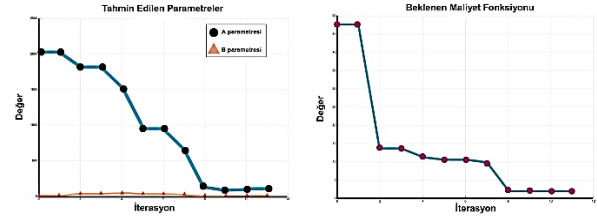
Şekil 5: A ve B motor parametreleri için parametre kestirim modeli

Şekil 6, gerçek zamanlı motor parametre tahmini sürecinde, ölçülen motor hızları ile Simulink modelinden elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılmasını göstermektedir.



Şekil 6: Gerçek zamanlı motor parametre tahmininde ölçülen ve benzetim hızlarının karşılaştırılması

Şekil 7a, motorun A ve B parametrelerinin iterasyonlar boyunca güncellenmesini, Şekil 7b ise maliyet fonksiyonunun azalarak modele ölçülen veriye daha iyi uyum sağladığını göstermektedir. Bu sonuçlar, kestirim algoritmasının başarılı bir yakınsama gerçekleştirdiğini ortaya koymaktadır.



Şekil 7a : A ve B parametrelerinin iterasyon boyunca güncellenmesi Şekil 7b : Beklenen Maliyet Fonksiyonunun Değişimi

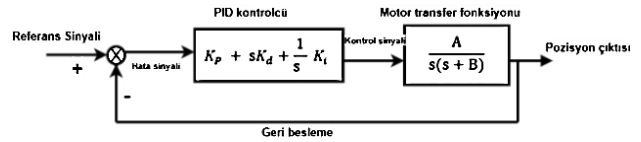
Kestirimi yapılmış A ve B değerlerinin sonuçları Tablo 2'de belirtilmiştir.

Tablo 2: Tahmin edilen A ve B değerleri

Parametre	Kestirimi yapılmış değerler
A	95.3222414923339
B	2.49510644698831

2.5. PID Kontrolcü

PID kontrolü, basitliği, işlevselliği, uygulanabilirliği ve kullanım kolaylığı sayesinde geri beslemeli kontrol sistemleri arasında en yaygın kullanılan yöntemdir. PID denetleyici, referans sinyali ile sistem çıkışı arasındaki farktan elde edilen hata sinyalini; oransal (K_p), integral (K_i) ve türevsel (K_d) etkilerle işleyerek sistemin referans değeri takip etmesini sağlar [7]. Şekil 8, motor transfer fonksiyonu ile oluşturulmuş kapalı çevrim PID blok diyagramını göstermektedir.



Şekil 8: PID kontrolcü yapısı

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + K_d \frac{d e(t)}{dt} \quad (5)$$

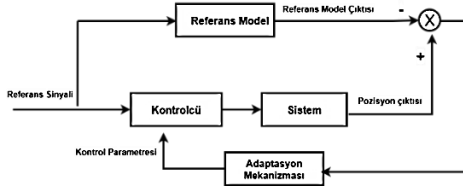
Denklem (5)'te $u(t)$, $e(t)$ sırayla kontrol sinyalini ve hata sinyalini temsil eder.

Bu çalışmada, alt ve üst motorlar için kontrolör kazançları K_p , K_i , K_d sistemin deneysel tepkileri dikkate alınarak ayarlanmıştır. Kontrolör kazançlarının belirli performans kriterleri göz önünde bulundurularak adım cevabı üzerinden optimize edilmiştir. Özellikle sistemin kararlı bir şekilde referans işareti takip etmesi, aşım değerinin minimuma indirilmesi ve yerleşme zamanının kısaltılması hedeflenmiştir. Bu süreçte sistemin kritik sönümlü davranış göstermesi amaçlanmış, yani sistemin hızlı bir şekilde referansa ulaşırken salınım yapmaması sağlanmıştır.

2.6. Model Referans Adaptif PID Kontrolcü

Model Referanslı Uyarlamalı Kontrol (MRAC) sistemi temel olarak üç ana bileşenden oluşmaktadır (Şekil 9). Referans

modeli, sistemin referans girişi karşı vermesi beklenen ideal yanıtı tanımlar ve uyarlamalı kontrolörün hedef performans kriterini belirler. Kontrolör, ayarlanabilir parametrelerden oluşur ve kontrol yasasını ifade eder; bu çalışmada kontrol yasası tek bir parametre θ ile tanımlanmış olup, θ değeri esas olarak uyarlama kazancına bağlıdır. Ayarlama mekanizması ise gerçek sistemin (plant) dinamiklerini referans model ile uyumlu hâle getirmek amacıyla kontrolör parametrelerini günceller [8].



Şekil 9: Model Referans Adaptif Kontrol Sistemi Yapısı

Sistemin transfer fonksiyonları indirgenğinde ikinci dereceden transfer fonksiyonları ortaya çıkmaktadır. Hem sistem modeli hem de referans model denklem (6) ve denklem (7)'de gösterilmiştir

$$G(s) = \frac{b}{s^2 + as + c} \quad (6)$$

$$G_m(s) = \frac{b_m}{s^2 + a_ms + c_m} \quad (7)$$

$$e(t) = y(t) - y_m(t) \quad (8)$$

$$u(t) = \theta^T(t)\phi(t) \quad (9)$$

MRAC sisteminin temel blok diyagramı Şekil 9'da gösterilmiştir. Denklem (8)'de $y_m(t)$ referans modelin çıkışı, $y(t)$ ise gerçek sistemin çıkışı olup, bu iki değer arasındaki fark $e(t)$ hata sinyali olarak ifade edilmektedir. Denklem (9), MRAC'ta kontrol sinyalinin ayarlanabilir parametreler $\theta(t)$ ile sinyal vektörü $\phi(t)$ 'nin çarpımı olarak tanımlandığını ve adaptasyon mekanizması sayesinde bu parametrelerin sürekli güncellenerek sistemi referans modele yaklaştırdığını gösterir.

Bu çalışmada MRAC yapısında parametre güncellemesi için MIT kuralı tercih edilmiştir. Literatürde yaygın olarak kullanılan diğer yöntemler arasında Lyapunov tabanlı yaklaşımlar, sistemin kararlılığını matematiksel olarak garanti etmek için kullanılır ve karmaşık analizler gerektirir. Sistem enerjisini temsil eden Lyapunov fonksiyonunun türevi negatif olduğunda sistem kararlı olur. Buna karşılık, σ -modification, uyarlamalı kontrolde parametrelerin kontrolsüz büyümesini engelleyerek kararlılığı pratik olarak artıran bir yöntemdir. Ancak tek başına kesin kararlılık garantisi vermez ve σ parametresinin değeri çok küçük veya çok büyük seçildiğinde sırasıyla sapma veya performans kaybı riski oluşur. MIT kuralı ise görece daha basit ve hesaplama açısından kolay uygulanabilir bir yöntem olmakla birlikte, kararlılık garantisi Lyapunov tabanlı yöntemlere kıyasla daha zayıftır [9].

2.6.1. MIT Kuralı

Parametre θ , maliyet fonksiyonunun sıfıra indirgenecek şekilde ayarlanır. Bu nedenle, θ parametresindeki değişim, J 'nin negatif gradyanı yönünde tutulur. Denklem (10) 'da θ kontrol parametresine bağlı maliyet fonksiyonu gösterilmektedir.

$$J(\theta) = \frac{1}{2} e^2 \quad (10)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma \frac{\partial J}{\partial \theta} \quad (11)$$

Denklem (11), MRAC kontrolöründe parametre θ 'nın uyarlanma kuralını gösterir. Burada θ maliyet fonksiyonunu azaltmak amacıyla negatif gradyan yönünde güncellenir. γ ise uyarlama kazancı olarak, parametrenin ne kadar hızlı değişeceğini belirler. Yüksek γ hızlı uyarlama sağlar fakat kararsızlığa yol açabilir, düşük γ ise daha yavaş ve stabil bir uyarlama sağlar.

Denklem (10) 'daki maliyet fonksiyonundan denklem (12) elde edilir.

$$\frac{d\theta}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta} \quad (12)$$

MIT kuralı, adaptif kontrolcünün parametrelerini, referans model çıkışı ile gerçek sistem çıkışı arasındaki hatayı minimize edecek şekilde ayarlayan bir yöntemdir. Denklem (12)'de, $\frac{\partial e}{\partial \theta}$ ifadesi sistemin duyarlılık türevi olarak adlandırılır. Bu, hatanın parametre θ değiştiğinde nasıl değiştiğini gösterir [10].

$$K(s) = K_p + K_d s + K_i \frac{1}{s} = \theta_1 + \theta_2 s + \theta_3 \quad (13)$$

Denklem (13) 'te kullanılan adaptif PID yapısında θ_1 , θ_2 ve θ_3 sırasıyla oransal, türev ve integral kazançlarını temsil etmektedir.

$$e = y - y_m = \frac{u_c \left(\theta_1 + \theta_2 s + \theta_3 \frac{1}{s} \right) G}{1 + \left(\theta_1 + \theta_2 s + \theta_3 \frac{1}{s} \right) G} - u_c G_m \quad (14)$$

Denklem (14), gerçek sistem çıkışı ile referans model çıkışı arasındaki farkı ifade eden hata fonksiyonunu göstermektedir. Bu hata sinyali, adaptasyon mekanizmasının güncellenmesinde temel büyüklük olarak kullanılmaktadır.

Denklem (15), denklem (16) ve denklem (17)'de, hata fonksiyonunun parametreye göre türevleri alınarak $\frac{\partial e}{\partial \theta_1}$, $\frac{\partial e}{\partial \theta_2}$ ve $\frac{\partial e}{\partial \theta_3}$ ifadeleri elde edilmiş, bu türevler sistem dinamiklerini içeren payda terimleri ile ifade edilmiştir.

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_1} = \frac{b(u_c - y)}{s^2 + (a + \theta_2)s + (c + \theta_1b) + \frac{\theta_3 b}{s}} \quad (15)$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_2} = \frac{bs(u_c - y)}{s^2 + (a + \theta_2)s + (c + \theta_1b) + \frac{\theta_3 b}{s}} \quad (16)$$

$$\frac{\partial e}{\partial \theta_3} = \frac{\frac{b}{s}(u_c - y)}{s^2 + (a + \theta_2)s + (c + \theta_1b) + \frac{\theta_3 b}{s}} \quad (17)$$

Denklem (18), denklem (19) ve denklem (20)'da, bu ifadelerin MIT kuralına yerine konmasıyla, her bir parametre için zamana bağlı adaptasyon yasaları elde edilmiştir. Böylece kontrol kazançları, sistem dinamikleri ve hata bilgisine bağlı olarak gerçek zamanlı biçimde güncellenmekte, izleme hatasının minimize edilmesi hedeflenmektedir. Adaptasyon kazancı γ ise yakınsama hızı ve sistem kararlılığı üzerinde belirleyici bir role

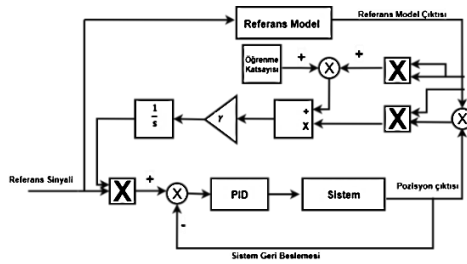
sahiptir; yüksek değerler daha hızlı uyarılama sağlarken sistemde salınımlara yol açabilmektedir.

$$\frac{d\theta_1}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta_1} = -\gamma e \frac{b(u_c - y)}{s^2 + (a + \theta_2)s + (c + \theta_1)b + \frac{\theta_3 b}{s}} \quad (18)$$

$$\frac{d\theta_2}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta_2} = -\gamma e \frac{bs(u_c - y)}{s^2 + (a + \theta_2)s + (c + \theta_1)b + \frac{\theta_3 b}{s}} \quad (19)$$

$$\frac{d\theta_3}{dt} = -\gamma e \frac{\partial e}{\partial \theta_3} = -\gamma e \frac{\frac{b}{s}(u_c - y)}{s^2 + (a + \theta_2)s + (c + \theta_1)b + \frac{\theta_3 b}{s}} \quad (20)$$

Şekil 10'da, adaptif PID kontrol yapısına ait blok diyagram gösterilmektedir. Bu yapı, klasik PID kontrolcüsünün üç temel kazancı olan oransal, türevsel ve integral kazançlarının sırasıyla θ_1 , θ_2 ve θ_3 parametreleriyle ifade edildiği ve bu parametrelerin sistem hatasına göre gerçek zamanlı olarak güncellendiği bir kontrol mimarisini temsil etmektedir.



Şekil 10: Model Rerefans PID kontrolcü blok diagramı

3. Gerçek Zamanlı Sistem Çıktıları

Bu bölümde, önerilen PID ve MRAC-PID kontrolcülerinden elde ettiğimiz sistem tepkileri ve hata grafikleri gösterilmektedir. Bu deneysel kurulumda, sismik giriş olarak 1940 El Centro deprem kaydı kullanılmıştır.

Tablo 3'te alt ve üst motor için gerçek zamanlı uygulamada kullanılan PID kontrolcü parametrelerinin değerleri verilmiştir.

Tablo 3: Alt motor ve üst motor PID kontrolcüsü için kullanılan parametreler

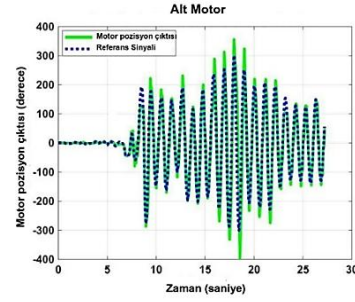
PID katsayıları	Üst motor	Alt Motor
K_p	7	20
K_i	0.8	10
K_d	0.0001	0.01

Tablo 4'te alt ve üst motor için gerçek zamanlı uygulamada kullanılan MRAC+PID kontrolcü parametrelerinin değerleri verilmiştir.

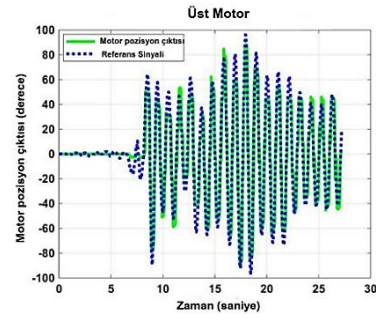
Tablo 4: Alt motor MRAC+PID kontrolcüsü için kullanılan parametreler

MRAC+PID katsayıları	Üst motor	Alt Motor
γ	-1	-3
K_p	5	0.5
K_i	0.02	0.5
K_d	0.001	0.001

Şekil 11 ve Şekil 12'de sırayla alt motor ve üst motor için PID kontrolcü ile gerçek zamanlı motor konumu ile referans sinyali aynı grafik üzerinde verilmiştir.

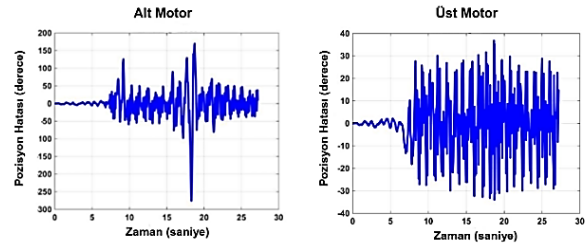


Şekil 11: Alt motor PID kontrolcü pozisyon çıkışı



Şekil 12: Üst motor PID kontrolcü pozisyon çıkışı

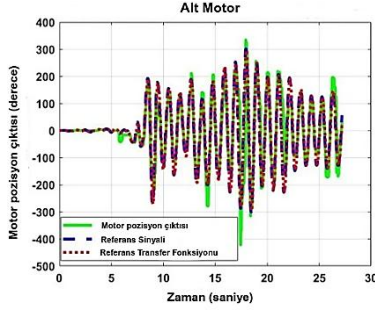
Şekil 13'te sırayla alt motor ve üst motor için PID kontrolcü ile elde edilen hata grafikleri verilmiştir.



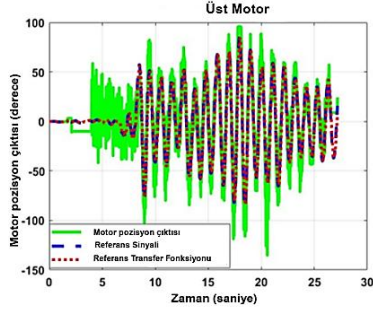
Şekil 13: Alt motor ve üst motor PID kontrolcü ile pozisyon hata grafikleri

$$G_m(s) = \frac{45^2}{s^2 + 90s + 45^2} \quad (20)$$

Denklem (20)'deki transfer fonksiyonu MRAC+PID kontrolcümüzde referans model olarak kullanılmıştır. doğal frekansı 45 rad/s ve sönüm oranı 1 olan kritik sönümlü bir referans model kullanılmıştır. Bu model, hızlı ve salınımsız yanıt sağlaması nedeniyle tercih edilmiştir. Şekil 14 ve 15'te, alt ve üst motorlar için motor pozisyonu, referans sinyali ve referans model çıktısı birlikte sunulmuştur.

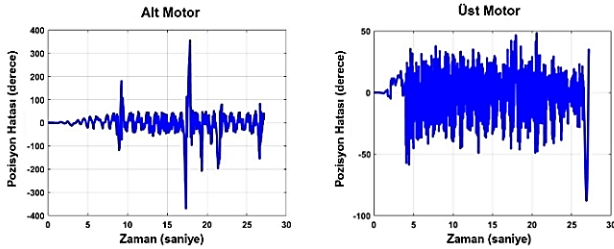


Şekil 14: Alt motor MRAC+PID kontrolcü pozisyon çıkışı



Şekil 15: Üst motor MRAC+PID kontrolcü pozisyon çıkışı

Şekil 16’da sırayla alt motor ve üst motor için MRAC+PID kontrolcü ile elde edilen hata grafikleri verilmiştir. Buradaki hata, referans giriş ile sistem çıkışı arasındaki fark olarak tanımlanmıştır. Model referans çıkışı ile sistem çıkışı arasındaki fark olan model hata sinyali ise PID parametrelerinin uyarlanması için kullanılmış, grafiklerde gösterilmemiştir.



Şekil 16: Alt motor ve üst motor MRAC+PID kontrolcü ile pozisyon hata grafikleri

4. Tartışma

Bu çalışmada, alt ve üst platform motorları için klasik PID ve MRAC+PID kontrol yöntemleri karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, MRAC+PID yapısının her iki konfigürasyonda da referans sinyalini daha hassas ve kararlı izlediğini göstermektedir. Sistem dinamiklerindeki değişimlere karşı adaptasyon yeteneği sayesinde MRAC+PID, özellikle ani ve yüksek frekanslı girişlerde klasik PID’ye göre daha iyi performans sergilemiştir. Alt motor testlerinde takip hataları azalırken sistem kararlılığı korunmuştur. Üst motor konfigürasyonunda ise başlangıçtaki kısa süreli kararsızlığa rağmen zamanla sistem stabil hâle gelmiş ve referans modele yakın sonuçlar elde edilmiştir. Buna karşılık, klasik PID kontrolcü yüksek frekanslı ve genlikli girdilerde daha fazla hata ve salınım üretmiştir. Elde edilen bulgular, MRAC+PID kontrolün değişken ve doğrusal olmayan

dinamiklere sahip sarsma masası uygulamalarında klasik PID’ye kıyasla daha esnek ve kararlı olduğunu göstermektedir.

Teşekkür

Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından FBA-2025-6747 nolu proje kapsamında ve TÜBİTAK 2209-A - Üniversite Öğrencileri Araştırma Projeleri Destekleme Programı tarafından desteklenmiştir.

Kaynakça

- [1] M. Spiryagin, T. J. Gordon, C. Cole, and T. McSweeney, *The Dynamics of Vehicles on Roads and Tracks: Proceedings of the 25th Symposium of the International Association of Vehicle System Dynamics (IAVSD 2017)*, Rockhampton, Queensland, Australia, 14-18 August 2017. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, Taylor & Francis Group, 2018
- [2] C. Esparza, R. Núñez ve F. González, “Model Reference Adaptive Position Controller with Smith Predictor for a Shaking-Table in Two Axes,” *Advances in Computational Intelligence*, Lecture Notes in Computer Science, vol. 7630, pp. 271–282, 2013
- [3] S. Vempaty, E. Lee ve Y. He, “Model-Reference Based Adaptive Control for Enhancing Lateral Stability of Car-Trailer Systems,” *Proceedings of the ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition*, vol. 50664, V012T16A021, 2016, doi: 10.1115/IMECE2016-65090
- [4] G. C. Manos, G. Koidis, and M. Demosthenous, “The response of a two-degree-of-freedom dynamic sliding system subjected to uni-directional horizontal dynamic and seismic excitations,” *International Journal of Computational Methods and Experimental Measurements*, vol. 1, no. 3, pp. 221–237, 2013, doi: 10.2495/CMEM-V1-N3-221-237.
- [5] S. Manna, D. K. Singh, and A. K. Akella, “Design and implementation of MRAC & MRAC-PID feedback for turntable,” *Gazi University Journal of Science*, vol. 36, no. 3, pp. 1171–1185, 2023, doi: 10.35378/gujs.1052850.
- [6] C.. F. Yaşar, “Climbing with Robots: A Second Order Controller Design for Accurate Wheel Motion Positioning,” *Çukurova Univ. J. Fac. Eng.*, vol. 39, no. 1, pp. 175–187, Mar. 2024, doi: 10.21605/cukurovaumfd.1459428.
- [7] . Y. Çakar, Y. Orman, and S. Kizir, “Design of a model reference adaptive PID controller for DC motor position control: Compared with PID and fuzzy controllers,” *Muğla Journal of Science and Technology*, vol. 6, no. 1, pp. 56–65, 2020, doi: 10.22531/muglajsci.668552.
- [8] P. Jain ve M. J. Nigam, “Design of a Model Reference Adaptive Controller Using Modified MIT Rule for a Second Order System,” *Advances in Electronic and Electric Engineering*, cilt. 3, sayı 4, ss. 477–484, 2013.
- [9] P. Swarnkar, S. K. Jain, and R. K. Nema, “Comparative Analysis of MIT Rule and Lyapunov Rule in Model Reference Adaptive Control Scheme,” *Innovative Systems Design and Engineering*, vol. 2, no. 4, pp. 41–47, 2011.
- [10] M. Swathi and P. Ramesh, “Modeling and Analysis of Model Reference Adaptive Control by Using MIT and Modified MIT Rule for Speed Control of DC Motor,” in *2017 IEEE 7th International Advance Computing Conference (IACC)*, Hyderabad, India, 2017, pp. 1–6.

Aktif Süspansiyon Sistemleri için Büyük Patlama-Büyük Çöküş Algoritması ile Optimal Kontrolör Tasarımı

Optimal Controller Design for Active Suspension Systems via Big Bang – Big Crunch Algorithm

Sabri Yılmaz¹, Cansu Emron¹, Ali Kerem Yalçın¹, Metehan Vural¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik, İstanbul, Türkiye

sabri.yilmaz@avl.com
cansu.emron@avl.com
alikerem.yalcin@avl.com
metehan.vural@avl.com

Özetçe

Bu çalışma, aktif süspansiyon sistemleri için Büyük Patlama – Büyük Çöküş (Big Bang – Big Crunch / BB – BC) optimizasyon algoritması temelli kontrolör performansını iyileştirmeyi amaçlamaktadır. Çalışmada, aktif süspansiyon sistemi 7 serbestlik dereceli (7-DOF) bir araç modeli kullanılarak temsil edilmiş ve sistem dinamikleri Euler–Lagrange yaklaşımıyla türetilen diferansiyel denklemler aracılığıyla modellenmiştir. BB–BC algoritması, dört tekerlek için bağımsız PID kontrolör kazançlarını optimize etmek amacıyla kullanılmıştır. Çeşitli yol bozuklukları (bozucu girişler) altında sistemin zamana bağlı tepkileri kapsamlı şekilde incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, kazanç değerleri BB–BC algoritması ile seçilen kontrolörün, bozuculara karşı etkin bir kontrol performansı sergilediğini, araç gövdesi titreşimlerini önemli ölçüde azalttığını ve sistem kararlılığını başarılı bir şekilde sağladığını göstermektedir.

Abstract

This study aims to evaluate the performance of a controller based on the Big Bang–Big Crunch (BB–BC) optimization algorithm for active suspension systems. In the study, the active suspension system is represented using a 7-degree-of-freedom (7-DOF) vehicle model, and the system dynamics are modeled through differential equations derived via the Euler–Lagrange approach. The BB–BC algorithm is employed to optimize the independent PID controller gains for each of the four wheels. The time-domain responses of the system are comprehensively analyzed under various road irregularities (disturbance inputs). The results demonstrate that the controller, with gain values optimized by the BB–BC algorithm, exhibits effective control performance against disturbances, significantly reduces vehicle body vibrations, and successfully maintains system stability.

1. Giriş

Aktif süspansiyon sistemleri, araç sürüş konforunu ve yol tutuş özelliklerini önemli ölçüde iyileştirme potansiyeline sahiptir. Yıllar içinde aktif ve yarı aktif süspansiyon sistemlerindeki gelişmeler, araç konforu ve yol tutuş performansında dikkate

değer iyileşmelere yol açmıştır. Bu sistemler, araç gövdesi ile tekerlekler arasına entegre edilen aktüatörler aracılığıyla aracın düşey dinamiklerini etkileyerek, düşük gövde ivmeleri ve iyi yol-lastik teması sağlayarak sürüş güvenliğini artırmaktadır [1]. Geleneksel pasif süspansiyon sistemleri bu iki performans kriterini aynı anda optimize etmekte zorlanırken, aktif ve yarı aktif süspansiyon sistemleri ilave kuvvetler oluşturarak her iki hedefi de gerçekleştirebilmektedir [2]. Tipik aktif süspansiyon sistemlerinde bu kuvvetler, hidrolik, elektronik veya elektromanyetik gibi harici aktüatörler tarafından üretilmektedir [3]. Dolayısıyla, günümüzde aktif süspansiyon sistemleri ile aracın sürüş güvenliği ve konforu artarken, bunu sağlayabilecek yüksek performanslı kontrol sistemlerine duyulan ihtiyaç da fark edilmektedir.

Büyük Patlama – Büyük Çöküş algoritması, evrenin oluşumu ve çöküşünü açıklayan kozmolojik bir teoriye dayanan doğadan esinlenilmiş bir sezgisel optimizasyon yöntemidir. Bu yaklaşım, çözüm uzayında rastgele dağılımın gerçekleştiği "Büyük Patlama" evresi ile başlar; ardından, bu rastgele çözümler, ağırlık merkezine göre tek bir noktaya indirgenerek "Büyük Çöküş" evresinde yoğunlaştırılır. Böylece, küresel optimuma yakınsama sağlanır. Erol ve Eksin (2006) tarafından geliştirilen bu yöntem, özellikle yüksek boyutlu ve doğrusal olmayan mühendislik problemlerinde klasik genetik algoritmalarla kıyasla daha hızlı yakınsama ve daha düşük hesaplama maliyeti sunmasıyla dikkat çekmektedir [4].

BB-BC algoritması, kontrol sistemlerinin optimizasyonunda da etkili bir araç olarak kullanılmaktadır. Özellikle aktif süspansiyon sistemleri gibi karmaşık dinamik yapılar için, kontrol parametrelerinin çok hedefli optimizasyonu kapsamında başarılı sonuçlar vermektedir. Örneğin, yakın tarihli bir çalışmada BB-BC algoritması, lineer kuadratik regülatör (LQR) tabanlı bir kontrolörün parametre ayarlamasında kullanılmış ve sistemin yerleşme süresi ile salınım genişliğinde anlamlı iyileşmeler elde edilmiştir [5]. Ayrıca BB–BC algoritması, yüksek belirsizlik ve gürültü içeren kontrol uygulamalarında, Interval Type-2 bulanık PID denetleyicilerin parametre optimizasyonunda etkili bir şekilde kullanılabilir [6]. Bu bağlamda BB-BC, aktif süspansiyon sistemlerinin hem konfor hem de yol tutuş

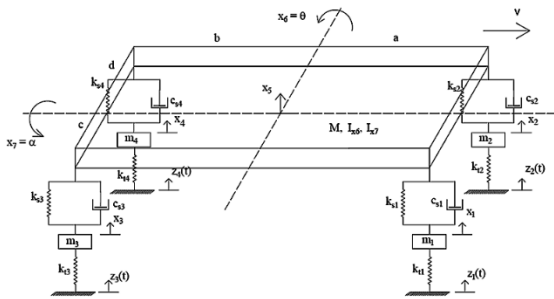
performansını artırmak amacıyla kullanılan yenilikçi optimizasyon tekniklerinden biri olarak öne çıkmaktadır.

Çalışmanın ikinci bölümünde, aracın hareket denklemlerinin elde edildiği Euler – Lagrange yaklaşımı ve sistem modellemesine yönelik bilgiler sunulmaktadır. Üçüncü bölümde, problem ortaya konmakta ve maliyet fonksiyonu ile formülize edilmektedir. Ayrıca Büyük Patlama – Büyük Çöküş algoritmasına ilişkin kuramsal bilgiler ve tanımlar verilmektedir. Dördüncü bölümde simülasyon çıktıları ve bu çıktıların ilişkin önemli bulgular paylaşılmaktadır. Son bölümde ise çalışma sonuçlandırılmış ve geleceğe yönelik yapılması planlanan çalışmalardan bahsedilmiştir.

2. Sistem Modelleme

Ortaya koyulan çalışmada 7 serbestlik dereceli (7-DOF) doğrusallaştırılmış bir tam araç aktif süspansiyon modeli kullanılmıştır. Model, araç gövdesinin düşey hareketi, öne-arkaya yatma hareketi (yunuslama), yan yatma hareketi (yalpalama) ve her bir tekerleğin bağımsız düşey hareketlerinden oluşmaktadır. Bu çalışmada kullanılan 7 serbestlik dereceli tam araç modeli ve parametreleri, literatürde yaygın olarak kabul gören araç dinamiği modelleme yaklaşımlarına dayanmaktadır [7]. Birinci adım olarak, sistemin koordinatları belirlenmiş ve araç gövdesi ile tekerlekler gibi hareketli parçaların konumları tanımlanmıştır. Daha sonra, sistemin kinetik ve potansiyel enerjileri hesaplanmıştır. Kinetik enerji, araç gövdesi ve tekerleklerin hızlarına bağlıken; potansiyel enerji, süspansiyon yaylarının sıkışması ve yerçekimi etkileriyle ilişkilidir. Sistemin dinamik denklemleri, Lagrange yaklaşımı kullanılarak elde edilmiştir [8][9][10].

Tam araç modelinde kullanılan sisteme ait değişkenler ve katsayılar Şekil 1 üzerinde görülmektedir. Burada m_1, m_2, m_3, m_4 her bir tekerleğin kütlesi; $k_{t1}, k_{t2}, k_{t3}, k_{t4}$ her bir tekerlek yayı katsayısı; $k_{s1}, k_{s2}, k_{s3}, k_{s4}$ her bir süspansiyon yayının katsayısı; $c_{s1}, c_{s2}, c_{s3}, c_{s4}$ süspansiyonların sönüm katsayısı; M araç kütlesi; I_{x6} ve I_{x7} dönme eksenleri etrafındaki atalet momenti; x_1, x_2, x_3, x_4 tekerlek kütlelerinin düşey konumu; x_5 gövdenin ağırlık merkezi noktasındaki düşey hareketi (şasi pozisyonu); x_6 veya bir başka ifade ile θ şasinin yunuslama açısı; x_7 veya α şasinin yalpalama açısı; V araç hızı, E_K , E_P ve E_D sırasıyla kinetik, potansiyel ve sönümleme enerjilerini belirtmektedir. Bu parametrelerin nümerik değerleri ve birimleri Tablo 1’de verilmiştir.



Şekil 1. 7-Serbestlik Dereceli Tam Araç Süspansiyon Modeli [10]

Tablo 1. Model Parametrelerinin Nümerik Değerleri

Parametre	Değer
m_1, m_2	25 kg
m_3, m_4	45 kg
$k_{t1}, k_{t2}, k_{t3}, k_{t4}$	250000 N/m
$k_{s1}, k_{s2}, k_{s3}, k_{s4}$	15000 N/m
$c_{s1}, c_{s2}, c_{s3}, c_{s4}$	1250 N × s/m
M	1100 kg
I_{x6}	1848 kg × m ²
I_{x7}	550 kg × m ²
b	1.4 m
c	0.5 m
d	1 m

Araç gövdesi ve tekerleklerin dinamik davranışları; kinetik (E_K) ve potansiyel (E_P) enerji ifadeleri ile viskoz sönümleme etkilerini temsil eden Rayleigh sönüm fonksiyonu (E_D) üzerinden türetilmiştir. Lagrange denklemi, her bir genelleştirilmiş koordinat (x_j) için aşağıdaki formda ifade edilir.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial E_K}{\partial \dot{x}_j} \right) - \frac{\partial E_K}{\partial x_j} + \frac{\partial E_P}{\partial x_j} + \frac{\partial E_D}{\partial \dot{x}_j} = Q_j \quad (1)$$

Genel formu yukarıda verilen sistemin toplam kinetik enerjisi aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$E_K = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n m_i \dot{x}_i^2 + \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n I_i \omega_i^2 \quad (2)$$

Toplam potansiyel enerji (E_P) ise takip eden şekilde hesaplanır.

$$E_P = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n k_i (x_i - x_{0i})^2 \quad (3)$$

Burada k_i yay katsayısı, x_i yer değiştirme, x_{0i} ise denge konumunu temsil etmektedir. Son olarak, sönümleme dinamiğini modelleyebilmek için Rayleigh Sönüm Fonksiyonu ile verilen toplam sönümleme enerjisi ifadesi kullanılmıştır.

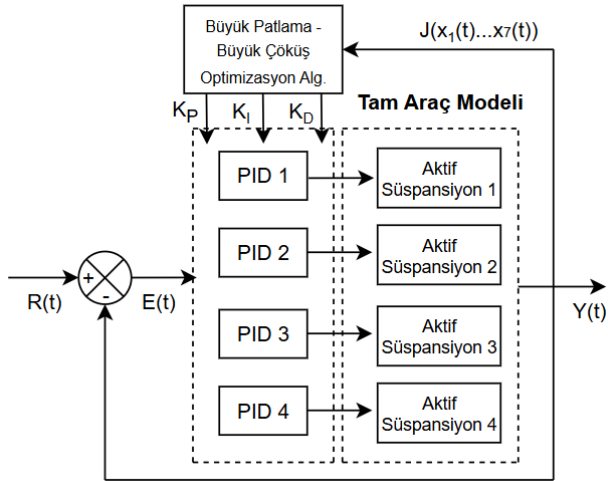
$$E_D = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^n c_i (\dot{x}_i - \dot{x}_{0i})^2 \quad (4)$$

Burada c_i sönüm katsayısı, \dot{x}_i parçacığın hızı ve \dot{x}_{0i} referans hızıdır.

3. Büyük-Patlama Büyük-Çöküş Algoritması ile Optimal Kontrolör Tasarımı

3.1. Problem Formülasyonu ve Maliyet Fonksiyonu

Bu çalışmada, aktif süspansiyon sistemine ait dört bağımsız PID kontrolörün oransal (K_p), integral (K_i) ve türev (K_d) kazançlarının optimizasyonu hedeflenmiştir. Optimizasyonun amacı, sistemin bozucu yol girdilerine karşı hem sürüş konforunu hem de aracın dinamik kararlılığını iyileştirmektir.



Şekil 2. Büyük Patlama-Büyük Çöküş optimizasyon ile karar verilen PID katsayıları ve kontrol sistemi

Şekil 2’de, çalışmada kullanılan kontrol stratejisi verilmektedir. Strateji, Büyük Patlama-Büyük Çöküş global optimizasyon algoritmasını kullanarak maliyet fonksiyonunu minimize eden optimal PID kontrolör katsayılarını aramaktadır. Henüz tasarım aşamasında çevrimdışı olarak kontrolör katsayıları bulunur. Bunun için optimizasyon algoritması, simülasyonun her bir adımında sistemin referans ve bozucu girişlerine verdiği yanıtı; tanımlanmış bir maliyet fonksiyonunu minimize edecek şekilde seçer. Bütün çevrim tamamlanıp optimal PID kontrolör katsayıları seçildikten sonra, simülasyon ortamında çevrimiçi (online) kontrol gerçekleştirilir.

Kontrolörün tasarım kriteri, belirlenmiş birtakım hataları minimize etmek veya referansları takip etmek olabilir. Üzerinde çalışılan sistem düşünüldüğünde, bu kriterler veya amaçlar doğrultusunda tanımlanan maliyet fonksiyonu denklem 5’te gösterilmiştir:

$$J = \min \sum (k_{hata}(x_{ref} - x_5)^2 + k_1(\dot{x}_1)^2 + k_2(\dot{x}_2)^2 + k_3(\dot{x}_3)^2 + k_4(\dot{x}_4)^2 + k_5(\dot{x}_5)^2 + k_6(x_6)^2 + k_7(x_7)^2) \quad (5)$$

Maliyet fonksiyonunda kullanılmış olan durumların tanımları sistem modellemesi kısmında verilmiştir. Burada maliyet fonksiyonunun tanımı gereği, PID kontrolörün kazanç değerleri bulunurken yalnızca hata sinyali olan şasi konumundaki salınım değil, şasinin yunuslama ve yalpalama açılarındaki salınımları ve ayrıca her bir tekerleğin dikey hız bileşenleri de minimize edilmektedir. Bu yapı sayesinde şasi yer değiştirmesini en aza indirerek sürüş konforu artırmak, yunuslama ve yalpalama açılarını küçük tutarak araç stabilitesini korumak ve tekerlek-yol teması korunarak yol tutuşu iyileştirmek amaçlanmıştır. Her bir maliyet teriminin ağırlık katsayısı (k_1, \dots, k_7) deneysel olarak seçilmiş ve sistemin performansını kabul edilebilir ölçüde iyileştirebilecek şekilde ayarlanmıştır. Tablo 2’de verilen ağırlık katsayılarına ilişkin nümerik değerler incelendiğinde, ana maliyetin şasi pozisyon değişiminden kaynaklandığı görülmektedir.

Tablo 2. Maliyet Fonksiyonunda Kullanılan Ağırlık Katsayıları

Ağırlık Katsayısı	Değer
k_{hata}	100
k_1	1
k_2	1
k_3	1
k_4	1
k_5	100
k_6	10
k_7	10

3.2. Büyük-Patlama Büyük-Çöküş Algoritması

2006 yılında Erol ve Eksin tarafından geliştirilen BB-BC algoritması, hızlı yakınsama ve düşük hesaplama karmaşıklığı ile global en iyi çözüme yakın sonuçlar bulmayı amaçlayan sezgisel bir optimizasyon yöntemidir [4]. Yöntem iki aşamalı bir yaklaşıma takip eder: Büyük Patlama ve Büyük Çöküş aşamaları. İlk olarak arama uzayında parçacıklar rastgele oluşturularak eşit şekilde dağıtılır. Bu aşama Büyük Patlama olarak adlandırılır. Ardından gelen Büyük Çöküş aşamasında ise parçacıklar aday çözümlere doğru yakınsar. Bu yakınsama, aday çözümlerin konumlarının ağırlık merkezine doğru gerçekleşir [11].

$$x^c = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{1}{f^i} x^i}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{f^i}} \quad (6)$$

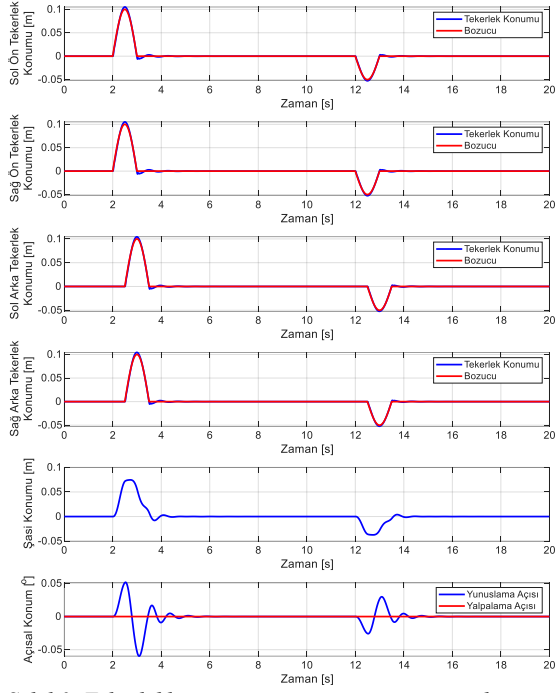
Yukarıdaki denklemde x^i , f^i ve N sırasıyla, n-boyutlu arama uzayında oluşturulan nokta (parçacık), maliyet fonksiyonunun değeri ve Büyük Patlama aşamasındaki popülasyon büyüklüğü ifade edilmektedir. Aday çözümlerin ağırlık merkezi yerine, en küçük maliyete sahip noktanın seçilebileceği unutulmamalıdır. Büyük Çöküş aşamasından sonra, her yinelemede yeni bir ağırlık merkezi belirlenmektedir.

$$x^{c,yeni} = x^c + \frac{L_y}{k} \quad (7)$$

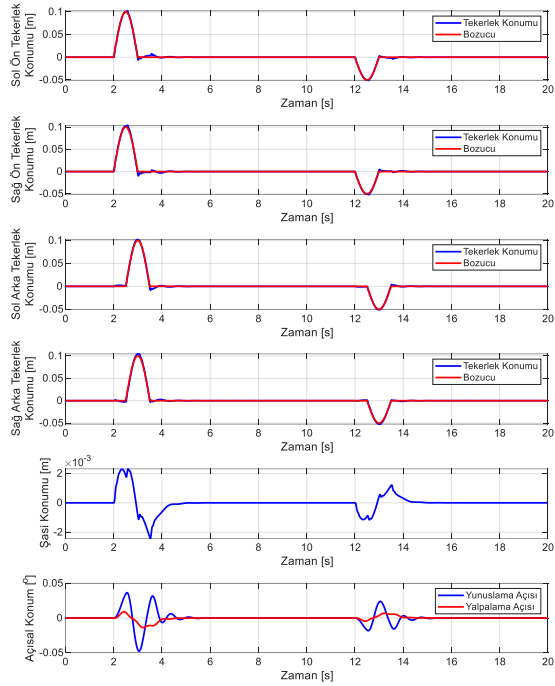
Burada ise x^c , γ , L ve k sırasıyla ağırlık merkezi, normal dağılıma sahip rastgele sayı, optimize edilecek değişkenin üst sınırı ve yineleme adımını ifade etmektedir.

4. Simülasyon Sonuçları

BB-BC algoritması kullanılarak optimize edilen aktif süspansiyon kontrolörü ve pasif sistem, yapılan benzetim çalışmaları ile karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar, BB-BC algoritması ile optimize edilmiş aktif süspansiyon kontrolörünün, pasif sistem (açık çevrim) ile karşılaştırıldığında aracın dinamik tepkilerini belirgin şekilde iyileştirdiğini göstermektedir. Önerilen kontrol yapısı, şasi hareketlerini belirgin ölçüde azaltmış ve sistem bozucu etkiler karşısında daha hızlı sönümlenmiştir. Kontrolörün performans metrikleri; aracın konfor parametreleri olan şasi salınımı ile bunun karesel hatasının integrali, şasi yunuslama ve yalpalama açıları; yol tutuş ve güvenliğine ilişkin olarak tekerlek düşey hareketi; tasarımın gerçekleştirilebilirliğine ilişkin olarak kontrol sinyallerinin büyüklüğü; optimizasyonun performansı açısından ise toplam maliyetin zaman bağlı değişimidir.



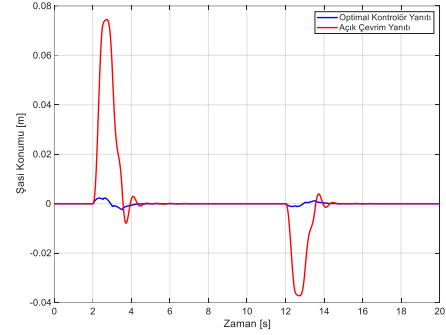
Şekil 3. Tekerleklerin ve şasinin pozisyonu, yunuslama ve yalpalama açıları (açık çevrim)



Şekil 4. Tekerleklerin ve şasinin pozisyonu, yunuslama ve yalpalama açıları (optimal kontrolör etkisinde)

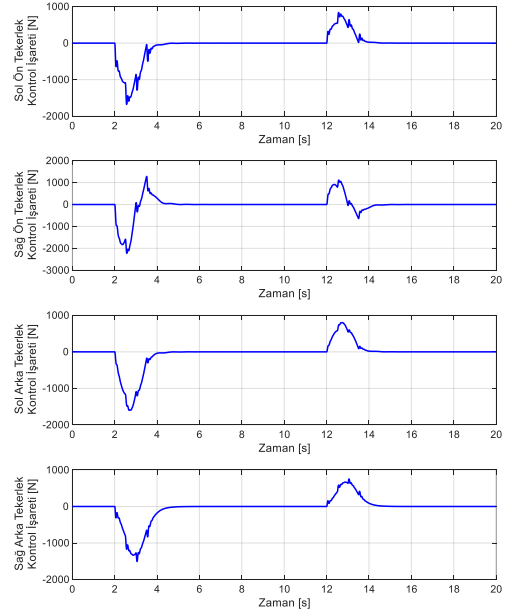
Şekil 3'te, pasif (açık çevrimli) süspansiyon sistemine ilişkin tekerlek pozisyonu ile şasi hareketleri ve gövde açıları gösterilmiştir. Bozucu etkiler sonrası tekerlek pozisyonlarında yüksek genlikli değişimler oluşmuş ve bu değişimler açık çevrimli sistem tarafından uzun süre sönümlenememiştir. Yunuslama açısında belirgin (tepe değeri yaklaşık 0.05° 'ya ulaşan) öne-arkaya salınımlar gözlenmiştir. Bu salınımlar, aracın hem konforunu hem de yol tutuşunu olumsuz etkileyebilecek düzeydedir. Açık çevrim sonuçlarının ardından,

Şekil 4'te, BB-BC algoritması ile optimize edilen kontrolörün kapalı çevrim performansı sunulmaktadır. Tekerlek pozisyonlarındaki değişimler, açık çevrim duruma kıyasla belirgin şekilde azalmış ve daha hızlı sönümlenmiştir. Yunuslama açısı yaklaşık 0.045° seviyelerinde kalırken yalpalama açısı da kabul edilebilecek düzeydedir. Bu iyileşmeler, aracın bozucu etkiler altında dahi kararlılığını ve yol tutuşunu koruyabildiğini, aktif süspansiyon kontrolünün performans artışı sağladığını göstermektedir.



Şekil 5. Şasi dikey yer değiştirme tepkisi

Şekil 5'te BB-BC algoritması ile optimize edilmiş aktif süspansiyon kontrolörü ile açık çevrimdeki pasif sistemin şasi pozisyon tepkileri verilmiştir. Pasif durumda (açık çevrim), 2–4 s ve 12–14 s aralıklarında yaklaşık 0.075 m seviyesine ulaşan yüksek genlikli salınımlar gözlenmiştir. Optimal kontrol ile bu genlik 0.23 cm seviyelerine inmiş, şasi hareketi hızlı bir şekilde sönümlenmiş ve kararlı duruma daha kısa sürede ulaşılmıştır. Bu sonuç, aktif kontrolün hem sürüş konforu hem de araç stabilitesi açısından önemli bir iyileştirme sağladığını göstermektedir.

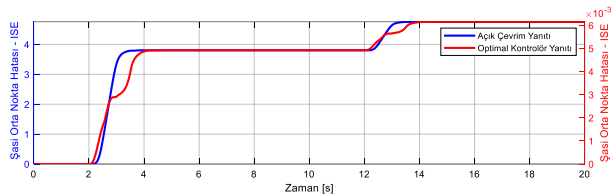


Şekil 6. Optimal kontrol sinyalleri

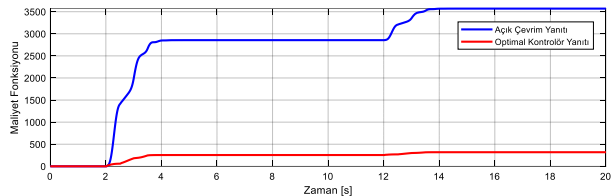
Şekil 6'da verilen ve dört tekerlek için üretilen kontrol kuvvetleri incelendiğinde, kontrolörün bozucu etkiler karşısında her tekerleğe farklı büyüklükte (en fazla ± 2000 N civarında) kuvvetler uyguladığı görülmektedir. Aktif

süspansiyon sistemlerinde yaygın olarak kabul edilen uygulama kuvveti ± 2000 – 2500 N aralığında olduğu düşünüldüğünde, kontrol sinyalinin fiziksel olarak kabul edilebilir sınırlar içerisinde olduğu anlaşılmıştır. Bu değer, pratik araç mühendisliği uygulamalarında kullanılan hidrolik veya elektrikli aktüatörlerin tipik limitlerine dayanmaktadır. Kuvvetler, bozucu giriş anında kısa süreli tepe değerlerine ulaşmış, ardından hızlı şekilde dengelenmiştir. Tekerlekler arasındaki kuvvet farklılıkları, süspansiyon geometrisi ve kütle dağılımından kaynaklanan dinamik etkilere işaret etmektedir. Bu kuvvet profilleri, kontrol sisteminin hedeflenen şasi hareketini bastırırken tekerlek-yol temasını koruyabildiğini göstermektedir. Kontrol işaretinin fiziksel olarak kabul edilebilir sınırlar içerisinde olması, tasarlanan kontrol sisteminin gerçekleştirilebilirliği açısından önem arz etmektedir.

BB-BC optimizasyon algoritmasına yönelik seçilen parametreler, yöntem sayesinde bulunmuş olan optimal PID kazançları ve simülasyona dair diğer çıktılar Tablo 3'te yer almaktadır. Kapalı çevrim sistemin başarısı, sırasıyla Şekil 7, 8 ve Tablo 3'te; şasi konumunun karesel hatasının integrali, maliyetin zamana bağlı değişimi ve maksimum mutlak hata çıktılarında da görülmektedir.



Şekil 7. Şasi konumunun toplam karesel hatası



Şekil 8. Maliyetin zamana bağlı değişimi

Tablo 3. BB-BC optimizasyonu neticesinde bulunan kontrolör kazançları ve simülasyona dair çıktılar (*açık ve kapalı çevrim sistemler için gözlenen sırasıyla en büyük şasi konumu, yunuslama ve yalpalama açısı hatası)

Parametre / çıktı	Değer
K_{p1}, K_{i1}, K_{d1}	238642, 919499, 24323
K_{p2}, K_{i2}, K_{d2}	677096, 550338, 20729
K_{p3}, K_{i3}, K_{d3}	216590, 948349, 7658
K_{p4}, K_{i4}, K_{d4}	21609, 987711, 14551
k (yineleme adımı)	50
N (popülasyon büy.)	150
Çözüm süresi	22 dk 52 s
Maliyet (açık çevrim)	3570.138
Maliyet (opt. kontrol)	319.455
İyileştirme	%91.05
ISE (açık çevrim)	4.754
ISE (opt. kontrol)	0.006
* Maks.hata (açık çevrim)	7.45 cm, 0.05°, 0°
* Maks.hata (opt.kontrol)	0.23 cm, 0.045°, 0.013°

5. Sonuç ve Geleceğe Yönelik Çalışmalar

Simülasyonda alınan sonuçlar, BB-BC algoritması ile optimize edilen aktif süspansiyon kontrolörünün pasif sisteme kıyasla şasi hareketlerini ve salınımlarını belirgin ölçüde azalttığını ortaya koymuştur. Şasi yer değiştirmesinde kritik ölçüde azalma sağlanmış; yunuslama ve yalpalama açı değerleri ise kabul edilebilir aralıkta tutulmuştur. Yöntem, maliyeti toplamda %91.05 azaltmıştır. Kontrol kuvvetleri fiziksel olarak uygulanabilir seviyelerde kalmış ve sistem hızlı sönümlene kabiliyeti göstermiştir.

Gelecekteki çalışmalarda, farklı yol profilleri ve araç hızları altında performans analizi ve gerçek zamanlı donanım üzerinde kontrol uygulamalarının yapılması hedeflenmektedir. Böylece algoritmanın deneysel olarak etkinliği incelenecek ve sektördeki kullanılabilirliği pekiştirilecektir.

Kaynakça

- [1] Kaçmaz, B., Durmaz, B., Mutlu, İ., & Söylemez, M. (2017). Aktif süspansiyon sistemi: Farklı kontrol yöntemlerinin uygulanması.
- [2] Kumar, S., Medhavi, A., & Kumar, R. (2020). Active and passive suspension system performance under random road profile excitations. *International Journal of Acoustics and Vibration*, 25(4), 532–541.
- [3] Türkdoğan, N. G. (2008). *Aktif süspansiyon sistemlerinde hata tespiti ve analizi*. İstanbul Teknik Üniversitesi, Elektrik ve Elektronik Fakültesi, İstanbul, Türkiye.
- [4] Erol, O., & Eksin, I. (2006). A new optimization method: Big Bang–Big Crunch. *Advances in Engineering Software*, 37(2), 106–111.
- [5] Kaya, F., Conker, Ç., & Bilgiç, H. H. (2025). Multi-objective optimal tuning and performance comparison of the LQR controller for an underactuated motion control system with GA, ABC, VPS, and BB–BC algorithms. *Mathematical Modelling and Numerical Simulation with Applications*, 5(2), 376–395.
- [6] Kumbasar, T., & Hagrass, H. (2014). Big Bang–Big Crunch optimization based interval type-2 fuzzy PID cascade controller design strategy. *Information Sciences*, 282, 277–295.
- [7] Rajamani, R. (2012). *Vehicle dynamics and control* (2nd ed.). Springer. <https://doi.org/10.1007/978-1-4614-1433-9>
- [8] Tahrallı, N., Kaya, F., Yüksek, İ., & Güçlü, R. (2005). *Makine dinamiği* (3. baskı).
- [9] Eroğlu, M., Koç, M. A., Kozan, R., & Esen, İ. (2022). Active control of quarter-car and bridge vibrations using the sliding mode control. *Journal of the Faculty of Engineering and Architecture of Gazi University*, 37(4), 1957–1970.
- [10] Esen, U. Y., & Metin, M. (2024). Performance analysis of PID and fuzzy logic controlled semi-active and passive suspension elements on full vehicle model. *Orclever Proceedings of Research and Development*, 4(1), 59–72.
- [11] Yılmaz, S., Yalçın, A. K., Emron, H. C., & Vural, M. (2024). A comparative study on energy management problem of a fuel cell hybrid electric vehicle using genetic algorithm and Big-Bang Big-Crunch algorithm. *2024 11th International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICEEE)*, 260–264.

ABS Sistemine Sahip Mafsallı Aracın Modellemesi ve Simülasyonu

Modelling and Simulation of Articulated Vehicle Equipped with ABS

Abdul Moiz Awan¹, Emrehan Hatipoğlu², Mesut Kaya², S. Çağlar Başlamışlı¹

¹Versus Mühendislik
Ankara, Türkiye
moizawan98@yahoo.com
scaglarb@hacettepe.edu.tr

²Taşıt Dinamiği Kontrol Teknolojileri A.Ş. (TDK Teknoloji)
Bursa, Türkiye
ehatipoglu@tdkteknoloji.com.tr
mkaya@tdkteknoloji.com.tr

Özetçe

Bir mafsallı araç, bir çekici ve bir veya daha fazla römorktan oluşur. Bu çalışmada, mafsallı bir aracın modellenmesine yönelik bir yaklaşım sunulmuştur. Geliştirilen model, frenleme ve ivmelenme gibi farklı senaryolar için simüle edilmiştir. Simülasyon için kayma tabanlı ve kayma-ivme tabanlı birleşik algoritmalar dahil olmak üzere farklı ABS algoritmaları kullanılmıştır. ABS algoritmaları, boyuna frenleme ve dümenleme ile frenleme senaryolarında test edilmiş, iyi performans göstermiş ve aşırı tekerlek kayması veya kilitlenmesini önleyebilmiştir.

Abstract

An articulated vehicle consists of a tractor and one or more trailer(s). An approach to modelling an articulated vehicle is presented in this paper. The developed model is then simulated for different scenarios including braking and acceleration, to determine vehicle performance and stability. Different ABS algorithms are used for simulation, including slip based, and combined slip-acceleration based algorithms. The ABS algorithms are tested for longitudinal braking and braking while turning scenarios where they exhibit good performance and are able to prevent excessive wheel slip or lock.

1. Giriş

Mafsallı bir aracın modellenmesi sırasında, çekici ve römork ayrı bileşenler olarak modellenir ve bunlar bir 'mafsal' bağlantısı ile birbirine bağlanır. Mafsallı araçların modellenmesi, dönme ve frenleme senaryoları sırasında kararlılık davranışının belirlenmesi açısından önemlidir. Simülasyonlar, kontrolörlerin ayarlanması ve araç performansının iyileştirilmesi için kullanılabilir.

ABS algoritmaları, fren torqlarını veya basıncını kontrol etmek için öncelikle tekerlek kaymalarını veya ivmelerini kullanmaktadır. [1]'de, ticari bir ECU'dan alınan tekerlek ivmesi ve fren basıncı verilerinin kaydedilmesi ve fren basıncının tekerlek ivmesine karşı davranışının gözlemlenmesi ile elde edilen üst ve alt ivme eşiklerini kullanan tekerlek ivmesi tabanlı bir ABS algoritması tanımlanmaktadır. Sonuçların

doğrulanması için pnömatik sistemin kısmi bir modeli ve araç dinamiği de modellenmiştir.

[2]'de, tekerlek kaymalarını kontrol etmek için Sliding Mode denetleyici kullanan, kayma tabanlı bir ABS algoritması tanımlanmaktadır. Çoğu ticari çözüme kıyasla, bu yöntem eşik değerleri yerine tek bir referans kayma değeri kullanmaktadır. Denetleyicinin frenleme performansını doğrulamak için temel Fren Odası modeli ve çeyrek araç modeli kullanılmıştır.

[3]'te, deneysel verilerin kaydedildiği ve tekerlek ivmesi tabanlı bir ABS algoritmasının geliştirildiği bir prosedür sunulmaktadır. Bu algoritma, ABS için Uygula, Tut ve Tahliye fazlarını belirlemek amacıyla üç ivme eşiğine sahip doğruluk tablosu türünde bir mantık kullanmaktadır. Ayrıca, tekerlek ivmesi sinyalinin eğimi, tekerlek kilitlenmesini tahmin etmek ve daha iyi performans elde etmek için kullanılmıştır.

[4], Bosch tarafından yazılmış ve hem tekerlek kayması hem de ivme tabanlı bir ABS algoritması sunan bir kitaptır. Bu algoritma, kontrol için üst ve alt ivme ile kayma eşiklerini kullanmaktadır. Ayrıca ABS sisteminin bileşenlerine ilişkin detaylar da sağlamaktadır.

[5]'te, araç dinamiğini simüle etmek için TruckMaker® uygulaması kullanılarak farklı simülasyon senaryoları altında temel tekerlek kayması ve ivme tabanlı ABS algoritmalarının karşılaştırması sunulmaktadır.

[6]'da, mafsallı araç modeli için bir örnek verilmiştir. Model, hem çekici hem de yarı römorkun roll, yaw ve yanal serbestlik derecelerini içermektedir. Tez, araç modelini geliştirmek için tam lineerleştirilmiş denklemleri sunmaktadır. Ayrıca, çekici ile römork arasındaki hitch, aracın iki parçası arasındaki kısıtlamayı korumaktadır. Bu hitch elemanı, iki araç ünitesi arasındaki açı pozisyonunun değişmesi nedeniyle yanal kuvvetler, roll momentleri ve yaw momentleri uygulamaktadır.

Literatürde ABS algoritmasının tek parça araç modelleri için kapsamlı biçimde incelendiği görülmektedir, ancak mafsallı araç modellerine yönelik uygulamalar oldukça sınırlı kalmıştır. Çekici-römork etkileşiminin dinamikleri, pnömatik ve süspansiyon etkilerini de içerecek şekilde, bu çalışmanın özgün katkısını oluşturmaktadır. Farklı algoritmaların karşılaştırılmasıyla, bu çalışma ABS'ye sahip mafsallı araçların kararlılığı ve güvenliği hakkında yeni bulgular sunmaktadır.

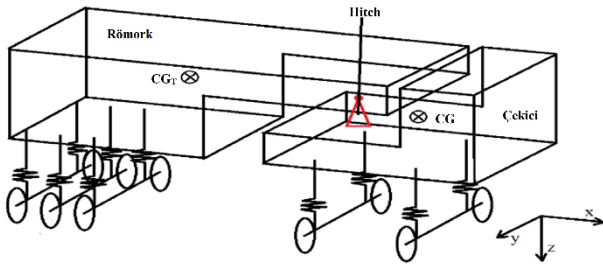
Bölüm 1, makaleye kısa bir giriş sunmaktadır. Bölüm 2, mafsallı araç modelini vermektedir. Bölüm 3, kontrol algoritmalarının mantığını sunmakta, Bölüm 4 ise simülasyon sonuçlarını sunmaktadır.

2. Mafsallı Araç Modeli

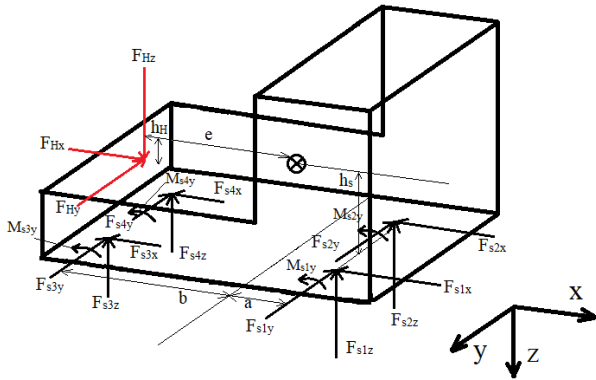
Bu bölümde, dinamik Mafsallı araç modeli oluşturmak için kullanılan denklemleri sunulmaktadır.

2.1. Araç Modeli

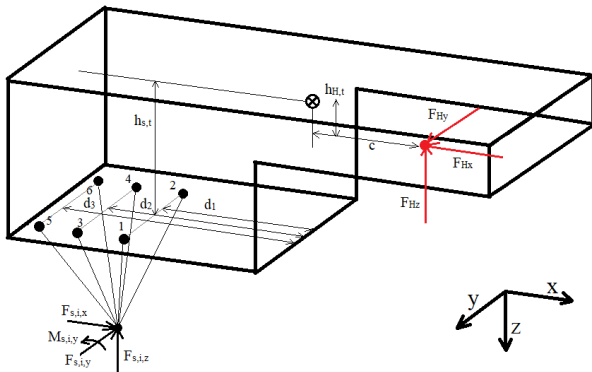
Şekil 1'de, Mafsallı Araç diyagramı gösterilmektedir. Şekil, traktör, römork ve bağlantı elemanını göstermektedir. Römork 3 aksa, traktör ise 2 aksa sahiptir. Bağlantı elemanı, bir rijitlik elemanı olarak modellenmiştir.



Şekil 1: Mafsallı araç diyagramı



Şekil 2: Çekici serbest cisim diyagramı



Şekil 3: Römork serbest cisim diyagramı

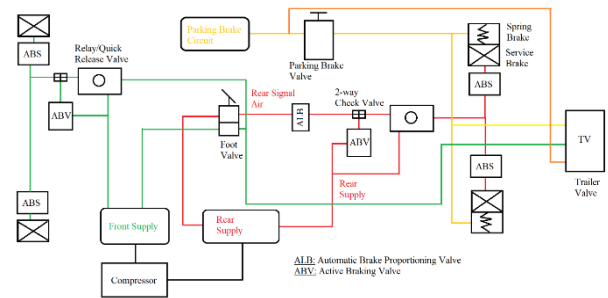
Şekil 2'de, çekicinin Serbest Cisim Diyagramı gösterilmektedir. Şekil 3'te, römorkun Serbest Cisim Diyagramı gösterilmektedir.

2.2. Pnömatik Modeli

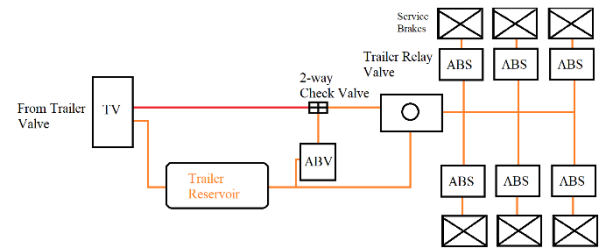
Çekicinin pnömatik devresi Şekil 4'te, römorkun pnömatik devresi ise Şekil 5'te gösterilmektedir. Pnömatik devrenin her bir bileşeni, aşağıda verilen basit denklem kullanılarak modellenmiştir.

$$\dot{P}_o = \begin{cases} \frac{(P_i - P_o)}{\tau_a} & \text{Apply/Hold} \\ \frac{(P_o - P_{atm})}{\tau_e} & \text{Exhaust} \end{cases} \quad (1)$$

Burada P_o çıkış basınçlarını, P_i giriş basıncını, P_{atm} atmosfer basıncını, τ_a uygulama zaman sabitini ve τ_e tahliye zaman sabitini ifade etmektedir.



Şekil 4: Çekici Pnömatik devresi



Şekil 5: Römork Pnömatik devresi

2.3. Süspansiyon Kuvvetleri

Şekil 6'da, aks serbest cisim diyagramı verilmiştir ve F ve M sembolleri, sırasıyla kuvvetleri ve momentleri temsil eder. w ve s alt dizinleri, sırasıyla tekerleği ve süspansiyonu temsil eder. x, y ve z alt dizinleri, kuvvetin veya momentin yönünü temsil eder ve numaralar, kuvvetin veya momentin açıklandığı tekerlek/süspansiyon pozisyonunu temsil eder.

Tekerlekler ve akslar üzerine etki eden normal kuvvet, araç süspansiyonundan kaynaklanır. Her aks, sol ve sağ tarafta yer alan iki süspansiyon noktasına bağlanır. Süspansiyon, paralel bağlı bir yay ve amortisör olarak modellenir. Süspansiyonlar tarafından uygulanan kuvvet aşağıdaki gibi verilebilir.

$$F_{s,1,z} = -k_1 \left(R_z + \left(\frac{dl_1}{2} \right) \phi - a\theta \right) - c_1 \left(\dot{R}_z + \left(\frac{dl_1}{2} \right) \dot{\phi} - a\dot{\theta} \right) \quad (2a)$$

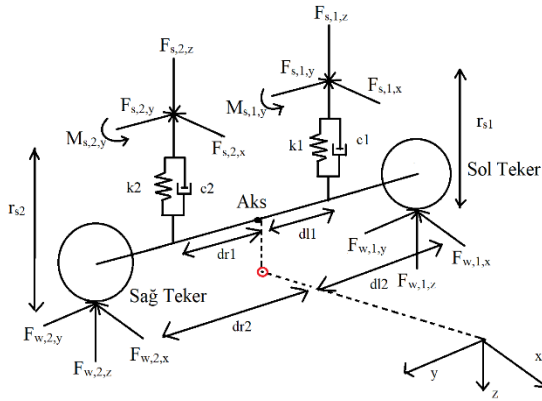
$$F_{s,2,z} = -k_2 \left(R_z + \left(\frac{dr_1}{2} \right) \phi - a\theta \right) - c_2 \left(\dot{R}_z + \left(\frac{dr_1}{2} \right) \dot{\phi} - a\dot{\theta} \right) \quad (2b)$$

$$F_{s,3,z} = -k_3 \left(R_z + \left(\frac{dl_1}{2} \right) \phi + b\theta \right) - c_3 \left(\dot{R}_z + \left(\frac{dl_1}{2} \right) \dot{\phi} + b\dot{\theta} \right) (2c)$$

$$F_{s,4,z} = -k_4 \left(R_z + \left(\frac{dr_1}{2} \right) \phi + b\theta \right) - c_4 \left(\dot{R}_z + \left(\frac{dr_1}{2} \right) \dot{\phi} + b\dot{\theta} \right) (2d)$$

Burada k ve c , süspansiyonun sertlik ve sönüm katsayılarıdır, R_z yaylı kütlelin dikey deplasmanıdır, T aksın iz genişliği, θ pitch açısı ve ϕ aracın roll açısıdır. dl_1 ve dr_1 süspansiyonun aksın merkezinden olan mesafeleri, dl_2 ve dr_2 ise tekerleklerin aksın merkezinden olan mesafeleridir.

Süspansiyondaki yanal kuvvetlerin eşit olduğu varsayılarak, kuvvet ve moment denklemleri çözülerek tüm bilinmeyen lastik ve süspansiyon kuvvetleri elde edilebilmektedir.



Şekil 6: Aksın serbest cisim diyagramı

2.4. Teker Kuvvetleri

Tekerlek kuvvetleri, Magic Formula kullanılarak hesaplanmaktadır. Bu kuvvetler, saf boyuna ve yanal kayma koşulları kullanılarak hesaplanır. Tekerlek kuvvetleri için ilgili denklemler Eş. 3 ve 4 [7] gibi verilmiştir:

$$F_{x,o} = D_x \sin \left[C_x \arctan \left\{ \frac{B_x \kappa_x}{-E_x (B_x \kappa_x - \arctan(B_x \kappa_x))} \right\} \right] (3)$$

$$F_{y,o} = D_y \sin \left[C_y \arctan \left\{ \frac{B_y \alpha_y}{-E_y (B_y \alpha_y - \arctan(B_y \alpha_y))} \right\} \right] (4)$$

Burada, B_x , B_y , C_x , C_y , D_x , D_y , E_x , E_y , Magic Formula için şekil faktörleridir, κ_x kayma oranıdır ve α_y teker yan kayma açısıdır.

Dönüş sırasında frenleme yaparken deneyimlenen birleşik kayma koşulunu doğru bir şekilde modellemek için aşağıdaki denklemler kullanılmıştır.

$$F_x = F_{x,o} \frac{1}{\alpha^2 \chi + 1} (5)$$

$$F_y = F_{y,o} \frac{1}{\lambda^2 \eta + 1} (6)$$

Bu basit yaklaşım, Pacejka birleşik kayma lastik modeliyle benzer davranış sergileyen daha basit bir lastik kuvveti

hesaplama modeli sunmaktadır. Burada, $F_{x,o}$ saf boyuna kayma kuvveti, $F_{y,o}$ saf yanal kayma kuvveti, χ boyuna kuvvet ayar parametresi, η yanal kuvvet ayar parametresi, α lastik yanal kayma açısı ve λ lastik boyuna kaymadır.

2.5. Teker Dönme Dinamiği

Tekerlek ivmesi, torkların toplamının tekerlek ataletiyle bölünmesiyle elde edilir. Dönme dinamiği ayrıca diferansiyelin katkısı da içerir. Diferansiyel modelinin eklenmesi, farklı senaryolar altında sol ve sağ tekerlekler arasında moment transferi oluşmasına olanak sağlar.

$$\left(I_{tire} + I_{axle} + \frac{1}{2} I_{trans} N_{diff}^2 \right) \dot{\omega}_{left} = F_{t,left} R_w - T_{b,left} + T_{acc} + [(F_{t,left} R_w - T_{b,left}) - (F_{t,right} R_w - T_{b,right})] \frac{I_{trans} N_{diff}^2}{4(I_{tire} + I_{axle})} (7)$$

$$\left(I_{tire} + I_{axle} + \frac{1}{2} I_{trans} N_{diff}^2 \right) \dot{\omega}_{right} = F_{t,right} R_w - T_{b,right} + T_{acc} + [(F_{t,right} R_w - T_{b,right}) - (F_{t,left} R_w - T_{b,left})] \frac{I_{trans} N_{diff}^2}{4(I_{tire} + I_{axle})} (8)$$

Burada I_{tire} lastiğin atalet momenti, I_{axle} aksın atalet momenti, I_{trans} transmisyonun atalet momenti, $\omega_{left/right}$ aks üzerindeki sol ve sağ tekerleklerin dönme hızları, $F_{t,left/right}$ sol ve sağ tekerleklerdeki çekiş kuvvetleri, R_w tekerlek yarıçapı, N_{diff} diferansiyelin dişli oranı, $T_{b,left/right}$ sol ve sağ tekerleğin fren torku ve T_{acc} belirli bir tekerlek üzerinde çekiş torkudur.

2.6. Çekici ve Römork Hareket Denklemleri

Çekici veya römork için hareket denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$m(\dot{\vec{V}}_b + \vec{\omega}_b \times \vec{V}_b) = \left[\sum F_x \quad \sum F_y \quad \sum F_z \right]^t (9)$$

$$I \dot{\vec{\omega}}_b + \vec{\omega}_b \times (I \vec{\omega}_b) = \left[\sum M_x \quad \sum M_y \quad \sum M_z \right]^t (10)$$

Burada \vec{V}_b , çekici veya römorkun boylamasına, yanal ve dikey yöndeki hız vektörüdür. $\vec{\omega}_b$, çekici ve römork gövdesinin roll, pitch ve yaw açısal hız vektörüdür. I , çekici veya römork gövde dönme ataleti matrisidir.

Çekici ile römork arasındaki hitch bağlantısı, çok sert bir yay ve sönümleyici olarak modellenmiştir.

3. Kontrol Algoritmalar

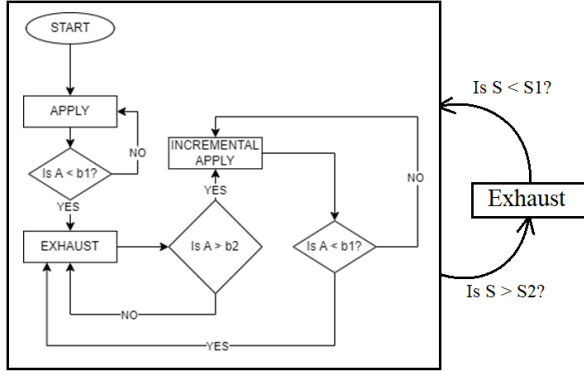
Bu bölümde ABS algoritmaları tanıtılmaktadır.

3.1. ABS Algoritma #1: İvme ve Kayma Tabanlı Algoritma

[8]'de WABCO ECU kullanılarak tersine mühendislik yöntemiyle elde edilen basit bir ivme algoritmasını tanıtılmaktadır. Benzer bir yaklaşım kullanılarak ve buna

kayma tabanlı kontrol de eklenerek, bu birleşik kayma ve ivme tabanlı algoritma geliştirilmiştir.

İlk olarak, Tekerlek İvmesi (A) alt ivme eşiğinin (b1) altına düşene kadar Apply aşaması aktiftir. b1'i geçtikten sonra, ivme değeri üst ivme eşiğinin (b2) üstüne çıkana kadar Exhaust aşaması etkinleştirilir. İvme b2'nin üstüne çıktığında, bir Apply aşaması başlatılır ve ABS modülatör basıncı, Apply ve Hold aşamaları arasında sabit bir aralıkla döngü yaparak (basınçta kademeli artışı sağlayan nokta) alt ivme eşiği tekrar geçilene kadar devam eder ve frenleme sona erene kadar döngü tekrarlanır. Eğer herhangi bir zamanda kayma S2'yi geçerse, S1'in altına düşene kadar Exhaust durumu etkinleştirilir. Şekil 7'de ABS Algoritma mantığı akış şemasını gösterilmektedir.



Şekil 7: ABS Algoritması #1 Mantık Akış Şeması

Aşağıda Tablo 1'de, ABS eşik değerleri gösterilmektedir.

Tablo 1: ABS Algoritması #1'in Parametreleri

Parametre	Sembol	Değer
Üst İvme Eşiği	b2	2 rad/s ²
Alt İvme Eşiği	b1	-30 rad/s ²
Zaman Periyodu	-	50 ms
Üst Kayma Eşiği	S2	0.2
Alt Kayma Eşiği	S1	0.1

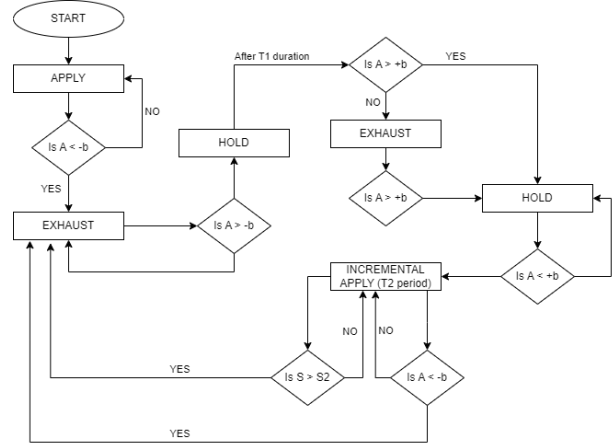
3.2. ABS Algoritma #2: İvme ve Kayma Tabanlı Algoritma

Bu algoritma hem tekerlek ivmeleri hem de kaymalarını kullanarak çalışır. Algoritma, WABCO kılavuzunda tanımlanmıştır [9]. Algoritmanın yapısı biraz değiştirilmiştir; egzoz fazından sonra basınç tekrar uygulamak için birleşik bir İvme ve Kayma koşulu ve ilk ABS döngüsünden sonra basıncı egzozlamak için birleşik bir İvme ve Kayma koşulu kullanılmıştır.

İlk olarak, Tekerlek İvmesi (A) alt ivme eşiğinin (-b) altına düşene kadar Uygulama aşaması aktiftir. Tekerlek ivmesi, -b'yi geçtikten sonra, ivme -b'nin üstüne çıkana kadar Boşaltma aşaması etkinleştirilir ve sonra Tutma aşaması aktive edilir. Kısa bir gecikme süresinden (T1) sonra, ivme üst ivme eşiğinin (+b) altındaysa, ivme +b'nin üstüne çıkana kadar Boşaltma aşaması etkinleştirilir ve ardından Tutma aşaması aktive edilir.

Tekerlek ivmesi +b'nin altına düştüğünde, sabit bir zaman periyodu (T2) ile Kademeli Uygulama aşaması etkinleştirilir. Tekerlek kayması (S), üst kayma eşiğine (S2) eşit veya daha büyük hale geldiğinde veya tekerlek ivmesi alt ivme eşiğinden

daha düşük hale geldiğinde, Boşaltma aşaması etkinleştirilir ve döngü, frenleme tamamlanana kadar tekrarlanır. Şekil 8'de ABS Algoritma mantığı akış şemasını gösterilmektedir.



Şekil 8: ABS Algoritması #2 Mantık Akış Şeması

Aşağıda Tablo 2'de, ABS eşik değerleri gösterilmektedir.

Tablo 2: ABS Algoritması #2'in Parametreleri

Parametre	Sembol	Değer
Üst İvme Eşiği	+b	2 rad/s ²
Alt İvme Eşiği	-b	-30 rad/s ²
Zaman Periyodu	T2	50 ms
Üst Kayma Eşiği	S2	0.2
Alt Kayma Eşiği	S1	0.1

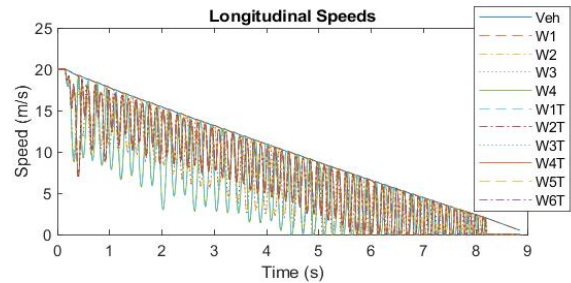
4. Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, ABS algoritmalarına ait simülasyon sonuçları sunulmaktadır.

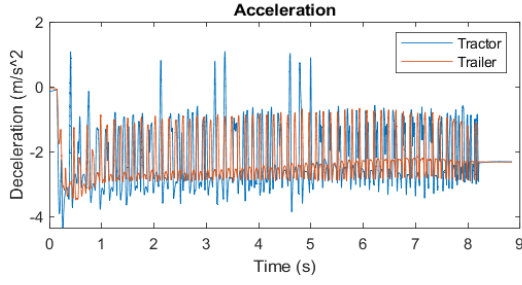
4.1. Algoritma#1 Simülasyon Sonuçları

Şekil 9 – 11'de, ABS Algoritması #1 kullanılarak gerçekleştirilen düşük mu frenleme sonucu gösterilmektedir.

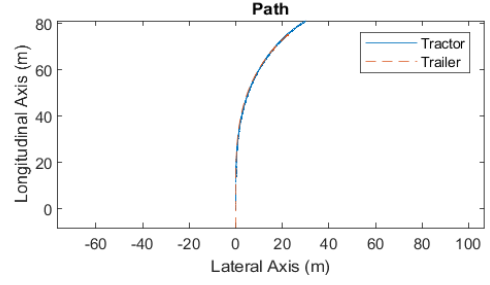
Şekil 12 – 14'te, ABS Algoritması #1 kullanılarak gerçekleştirilen düşük mu dümenleme ve frenleme sonucu gösterilmektedir.



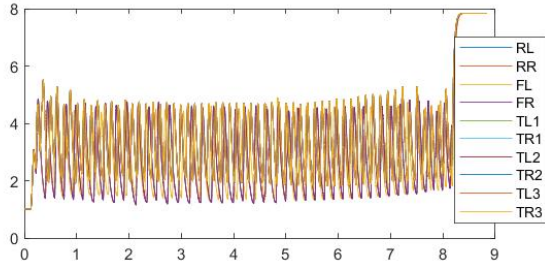
Şekil 9: ABS Algoritması#1 Düşük Mu Boyuna Frenleme (a) Araç ve teker hızları



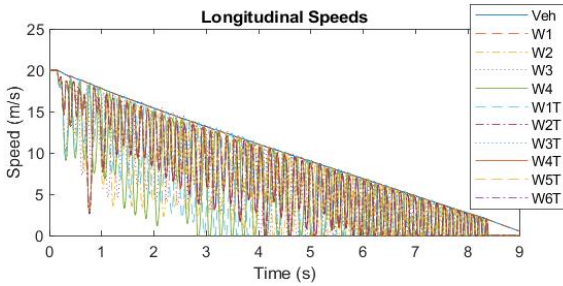
Şekil 10: ABS Algoritması#1 Düşük Mu Boyuna Frenleme (b) Yavaşlama İvmesi



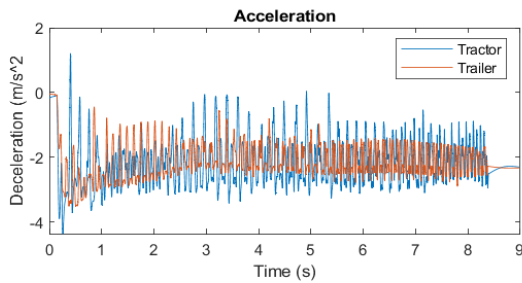
Şekil 14: ABS Algoritması#1 Düşük Mu Dümenleme ve Frenleme (c) Araç Rota



Şekil 11: ABS Algoritması#1 Düşük Mu Boyuna Frenleme (c) Fren Basınçları



Şekil 12: ABS Algoritması#1 Düşük Mu Dümenleme ve Frenleme (a) Araç ve teker hızları



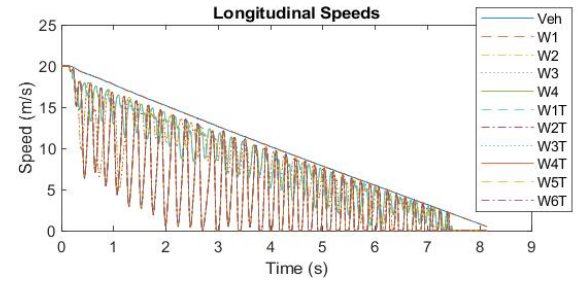
Şekil 13: ABS Algoritması#1 Düşük Mu Dümenleme ve Frenleme (b) Yavaşlama İvmesi

Bu algoritma frenleme sırasında, yaklaşık 2.5 m/s^2 'lik bir yavaşlamayı sürdürebilmektedir ($\mu = 0.3$ için). ABS algoritması, frenleme yaparken aşırı tekerlek kilitlenmesini önleyebilmekte ve aynı zamanda dönüş sırasında aracın stabilitesi koruyabilmektedir.

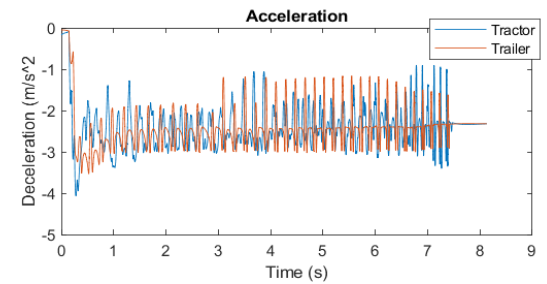
4.2. Algoritma#2 Simülasyon Sonuçları

Şekil 15 – 17'de, ABS Algoritması #2 kullanılarak gerçekleştirilen düşük mu frenleme sonucu gösterilmektedir.

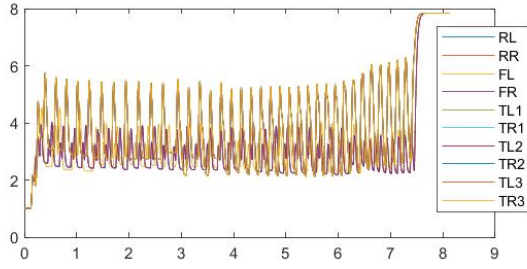
Şekil 18 – 20'de, ABS Algoritması #2 kullanılarak gerçekleştirilen düşük mu dümenleme ve frenleme sonucu gösterilmektedir.



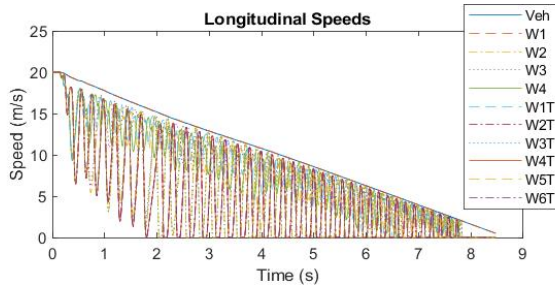
Şekil 15: ABS Algoritması#2 Düşük Mu Boyuna Frenleme (a) Araç ve teker hızları



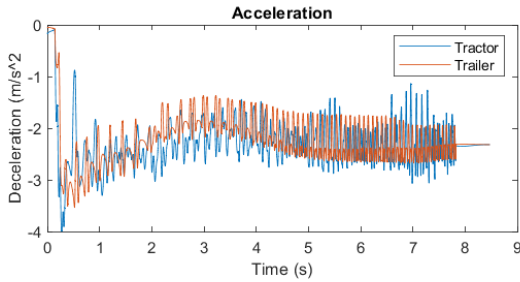
Şekil 16: ABS Algoritması#2 Düşük Mu Boyuna Frenleme (b) Yavaşlama İvmesi



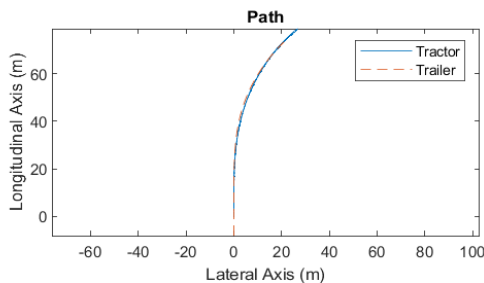
Şekil 17: ABS Algoritması#2 Düşük Mu Boyuna Frenleme (c) Fren Basınçları



Şekil 18: ABS Algoritması#2 Düşük Mu Dümenleme ve Frenleme (a) Araç ve teker hızları



Şekil 19: ABS Algoritması#2 Düşük Mu Dümenleme ve Frenleme (b) Yavaşlama İvmesi



Şekil 20: ABS Algoritması#2 Düşük Mu Dümenleme ve Frenleme (c) Araç Rota

Bu algoritma da frenleme sırasında, yaklaşık 2.5 m/s^2 'lik bir yavaşlamayı sürdürebilmektedir ($\mu = 0.3$ için). ABS algoritması, frenleme yaparken aşırı tekerlek kilitlenmesini önleyebilmekte ve aynı zamanda dönüş sırasında aracın stabilitesi koruyabilmektedir. ABS algoritmaları arasında, Algoritma 2 öne çıkmaktadır; çünkü tekerlek kilitlenmesini önleyebilmekte, benzer bir yavaşlama sağlamanın yanında ABS valfinin daha az sayıda çalışmasını sağlamaktadır.

4.3. Sonuç

ABS Algoritmalar 1 ve 2 iyi çalışmakta ve ideal değere yakın yavaşlama üretmektedir. Tüm algoritmalar, tekerleklerin kilitlenmesini önlerken aracı ideal değere yakın bir şekilde yavaşlatabilmektedir.

Genel olarak, ABS algoritmaları tekerlek kilitlenmesini önleyebilmekte ve ideal yavaşlamayı sağlayabilmektedir. Geliştirilen mafsallı araç modeli, test ve simülasyon için uygun bir model ve ortam olarak da değerlendirilmiştir.

Algoritma 2, Algoritma 1'e kıyasla biraz daha kısa bir durma süresine sahiptir ve frenleme sırasında basınçlara bakıldığında, Algoritma 2 ile çok daha az osilasyon görülmektedir. Algoritma 2 ayrıca yaklaşık 2,5 ile 5 bar arasında, Algoritma 1'in 1,5 – 5 bar aralığına kıyasla daha yüksek bir basıncı korumaktadır.

Kaynakça

- [1] F. Kienhöfer and Cebon, D., "An Investigation of ABS Strategies for Articulated Vehicles," *8th Int. Symp. Heavy Veh. Weight. Dimens.*, no. June, 2004.
- [2] J. I. Miller and D. Cebon, "An investigation of the effects of pneumatic actuator design on slip control for heavy vehicles," *Veh. Syst. Dyn.*, vol. 51, no. 1, pp. 139–164, Jan. 2013.
- [3] R. M. Ashby, "Hardware in the loop simulation of a heavy truck braking system and vehicle control system design." 2013.
- [4] K. Reif, *Brakes, Brake Control and Driver Assistance Systems*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2014.
- [5] A. M. Awan, E. Hatipoğlu, M. Kaya, and S. Ç. Başlamışlı, "Design Of ABS Algorithms For Commercial Vehicles," in *11th International Automotive Technologies Congress*, 2024.
- [6] D. J. M. Sampson, "Active Roll Control Of Articulated Heavy Vehicles," 2002.
- [7] H. B. Pacejka, "Tire and Vehicle Dynamics, Third Edition," *Tire Veh. Dyn. Third Ed.*, pp. 1–632, Jan. 2012.
- [8] D. Cebon, F. W. Kienhöfer, and D. Cebon, "An Investigation Of ABS Strategies For Articulated Vehicles."
- [9] "System Documentation Installation Components 2. Edition," 2007.

Fren Sistemi Römork Stabilizasyonunun CUBE Methodoloji ile Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Uygulaması

Applying CUBE Methodology in Model-Based Systems Engineering for Trailer Stabilization in Vehicle Braking System

Selin Demir¹, Hüseyin Tufan Güngör²

¹FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, İstanbul
demir_s@fev.com

²FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, İzmir
gungor_h@fev.com

Özet

Teknolojinin hızlı ilerlemesi, otomotiv endüstrisini sürekli şekillendirerek giderek daha karmaşık otomotiv sistemlerinin ortaya çıkmasına yol açmaktadır. Bu sistemlerin karmaşıklığı arttıkça, sistem mühendisliği alanında yeni yöntemler ve yaklaşımlar geliştirme ihtiyacı doğmaktadır. Geleneksel olarak süreçlerini izleyen V-modeli, model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE) ile önemli ölçüde geliştirilmiştir. MBSE'ye doğru yapılan bu geçiş, daha verimli ve sağlam sistem modellerinin oluşturulmasını sağlayarak, bu modellerin geliştirme sürecinin erken aşamalarında test edilmesini ve doğrulanmasını mümkün kılar. Bu bağlamda dikkat çeken bir yöntem ise, sistem mühendisliği uygulamalarının verimliliğini ve doğruluğunu artırmaya odaklanan CUBE metodudur. Bu makale, MBSE içinde CUBE metodunun uygulanmasını keşfetmeyi amaçlamakta olup, karmaşık otomotiv sistemlerinin tasarımını yönetirken ve farklı gelişim aşamaları arasında sorunsuz entegrasyonu sağlarken bu metodun potansiyel faydalarını gösteren ayrıntılı bir kullanım örneği sunmaktadır. İleri düzey modelleme tekniklerinden faydalanarak, CUBE metodu, özellikle hassasiyet ve yeniliğin temel itici güçler olduğu otomotiv gibi endüstrilerde sistem mühendisliğinin genel etkinliğini artırmaktadır.

Abstract

The rapid advancement of technology is continuously shaping the automotive industry, resulting in increasingly complex automotive systems. As the complexity of these systems grows, it drives the need for new methods and approaches within the field of systems engineering. The V-model, which traditionally

begins with requirement analysis and follows a structured process of design, testing, and validation, has been significantly enhanced by the incorporation of model-based systems engineering (MBSE). This shift towards MBSE enables the creation of more efficient and robust system models, which can be tested and validated earlier in the development cycle. One such method gaining attention in this context is the CUBE method, which focuses on improving the efficiency and accuracy of systems engineering practices. This paper aims to explore the application of the CUBE method within MBSE, providing a detailed use case that illustrates its potential benefits in managing complex automotive system designs and ensuring seamless integration across different stages of development. By leveraging advanced modeling techniques, the CUBE method enhances the overall effectiveness of systems engineering, especially in industries like automotive where precision and innovation are key drivers.

1. Giriş

Otomotiv endüstrisi, teknolojik ilerlemelerle hızla evrilmekte ve bu evrim, karmaşık sistemlerin tasarımı ve entegrasyonu üzerinde önemli bir etki yaratmaktadır. Bu bağlamda, sistem mühendisliği, otomotiv sektöründeki bu karmaşıklığı yönetmede kritik bir rol oynamaktadır. INCOSE tarafından belirlenen prensiplerle rehberlik edilen sistem mühendisliği, tüm sistemlerin tasarımını, geliştirilmesini, test edilmesini ve işletilmesini denetlemeyi amaçlamaktadır.

Bu çerçevede, otomotiv sistemlerinin giderek artan fonksiyonel karmaşıklığı, geleneksel belge tabanlı yöntemlerin sınırlarını daha görünür hale getirmekte ve bu nedenle Model Tabanlı Sistem Mühendisliği (MBSE) yaklaşımları daha fazla önem kazanmaktadır. MBSE, sistemin davranışlarını, gereksinimlerini ve bileşenler arası ilişkileri dijital modeller aracılığıyla temsil ederek, geliştirme sürecinin erken safhalarında tu-

tarlılık, izlenebilirlik ve doğrulama gibi kritik faaliyetlerin yürütülmesini mümkün kılar. Böylece hata oranı azalırken, maliyet etkinliği ve zaman yönetimi açısından da önemli kazanımlar elde edilir [7].

Otomotiv sektörü özelinde, fren sistemleri ve bunlara bağlı römork stabilizasyonu gibi alt sistemlerin geliştirilmesi, yüksek güvenlik standartları ve düzenleyici gereksinimler nedeniyle hem fonksiyonel hem de mimari düzeyde hassasiyet gerektirmektedir. Bu tür sistemlerde sadece mekanik yapıların değil, aynı zamanda elektronik kontrol üniteleri (ECU), sensör ağları ve haberleşme protokollerinin de entegrasyonu söz konusudur. Bu durum, sistem mühendisliğinde kapsamlı bir modelleme ve entegrasyon kabiliyeti gerektirir.

Bu gereksinimler doğrultusunda öne çıkan yöntemlerden biri olan CUBE (Compositional Unified system-Based Engineering) metodolojisi, sistemlerin bileşen bazlı ve hiyerarşik yapılar üzerinden modellenmesine olanak tanır. CUBE, hem fonksiyonel hem de yapısal soyutlamalar kullanarak sistem karmaşıklığını yönetilebilir hale getirir ve süreç boyunca bileşenler arası etkileşimlerin izlenebilirliğini sağlar. Bu metodoloji, model tabanlı geliştirme sürecine disiplinli ve sistematik bir yapı kazandırırken, farklı mühendislik disiplinleri arasında ortak bir modelleme dili oluşturulmasına da katkı sunar.

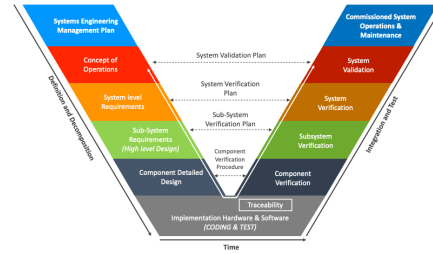
Bu makalede, fren sistemi römork stabilizasyonu özelinde, CUBE metodolojisinin MBSE bağlamında nasıl uygulanabileceği gösterilmekte ve bu uygulama aracılığıyla, karmaşık sistemlerin entegrasyonunda karşılaşılan zorlukların nasıl aşılabileceği ele alınmaktadır. Uygulama örneği, modelleme araçları, sistem gereksinimlerinin modellenmesi, davranışsal ve yapısal analizler gibi süreç adımlarını içermektedir. Böylece, CUBE metodolojisinin otomotiv gibi yüksek doğruluk ve güvenlik gerektiren sektörlerde nasıl stratejik bir avantaj sunduğu değerlendirilmektedir.

2. Otomotiv Sistem Mühendisliği

INCOSE tarafından sağlanan rehberlik ve metodolojiler, otomotiv mühendislerinin doğru gereksinimleri tanımlamalarına, sistem bileşenlerini etkin bir şekilde entegre etmelerine ve sistem performansını optimize etmelerine olanak tanır. Bu süreci bir adım daha ileriye taşıyan CUBE metodolojisi, sistem mühendisliğinde daha derinlemesine bir analiz ve soyutlama seviyesi sunar. Özellikle, CUBE, karmaşık bileşik sistemlerin her bir bileşeninin ayrıntılı bir şekilde incelenmesini sağlar ve sistem gereksinimlerini daha düşük seviyelere indirgeme sürecini destekler. Bu bağlamda, CUBE metodolojisi, model tabanlı yaklaşımlar aracılığıyla, otomotiv sistem mühendisliğinde daha verimli ve hatasız sistem tasarımlarının oluşturulmasına olanak tanır [3].

Bu bağlamda temelde takip edilen model V-Model'dir. V-Modeli, sistem ve yazılım geliştirme süreçlerinde kullanılan doğrusal ve aşamalı bir yaklaşımdır. Modelin sol kolu gereksinimlerin tanımlanması ve sistemin tasarımı, sağ kolu ise doğrulama ve geçiş faaliyetlerini temsil eder. Geliştirme adımları ilerledikçe test ve doğrulama adımları da eşzamanlı planlanır. Bu yapı, her tasarım aşamasının karşılık gelen bir test süreciyle ilişkilendirilmesini sağlar, böylece sistematik ve izlenebilir bir geliştirme süreci sunar [1]. V-Model'in görselleştirilmiş hali Şekil 1'de gösterilmiştir.

SYSTEM ENGINEERING V DIAGRAM



Şekil 1: Sistem Mühendisliği V-Modeli

Bunun yanı sıra, ASPICE (Automotive SPICE), otomotiv alanında yazılım ve sistem geliştirme süreçlerinin olgunluğunu değerlendirmek amacıyla kullanılan uluslararası bir süreç değerlendirme modelidir. ISO/IEC 15504 standardı temel alınarak geliştirilmiş olan ASPICE, özellikle gereksinim yönetimi, sistem ve yazılım tasarımı, entegrasyon, doğrulama ve geçiş gibi yaşam döngüsü süreçlerini yapılandırılmış bir şekilde tanımlar ve değerlendirme kriterleri sunar. Bu bağlamda, sistem mühendisliği disiplinine doğrudan temas eder; çünkü sistem seviyesi geliştirme süreçlerinin izlenebilir, tutarlı ve denetlenebilir şekilde yürütülmesini teşvik eder. Model Tabanlı Sistem Mühendisliği (MBSE) yaklaşımları ise ASPICE kapsamında tanımlanan süreçleri dijital modeller üzerinden yöneterek süreç verimliliğini artırır, paydaşlar arası entegrasyonu kolaylaştırır ve doğrulama/izlenebilirlik gereksinimlerini sistematik biçimde karşılar. Dolayısıyla, model tabanlı geliştirme projelerinde ASPICE, süreç kalitesini güvence altına alırken, MBSE bu süreçlerin daha bütüncül ve otomasyon destekli bir şekilde yürütülmesine olanak tanır [4].

2.1. Sistem Mühendisliği ve Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Yaklaşımı

Sistem mühendisliği, karmaşık sistemlerin kapsamlı tasarımına, analizine ve yönetimine odaklanan disiplinler arası bir yaklaşımdır. Bu yaklaşım, bir sistemin tüm bileşenlerinin, fiziksel ya da fonksiyonel olsun, düzgün bir şekilde entegre edilmesini ve tüm yaşam döngüsü boyunca uyumlu bir şekilde çalışmasını sağlamayı amaçlar. Sistem mühendisliği prensiplerini uygulayarak mühendisler, sistem gereksinimlerini açıkça tanımlayabilir, çeşitli alt sistemler arasındaki etkileşimleri yönetebilir ve sistemin genel performansını ve güvenilirliğini optimize edebilirler. Bu disiplin, sistemi bir bütün olarak anlamaya vurgu yaparak, teknik ve operasyonel yönleri ele alır ve sistemin belirlenen hedeflere ulaşmasını sağlarken verimli ve değişikliklere uyumlu kalmasını garanti eder [3].

Model tabanlı sistem mühendisliği (MBSE), bu süreci bir adım daha ileriye taşıyarak sistemin gereksinimlerini, operasyonlarını ve etkileşimlerini temsil etmek için dijital modeller kullanır. Bu yaklaşım, geleneksel belge tabanlı yöntemlerin ötesine geçer ve sistemi tanımlamak için fonksiyonel diyagramlar, varlık-ilişki diyagramları, durum diyagramları, sıralama diyagramları, bileşen diyagramları ve etkileşim diyagramları gibi görsel modeller kullanır. Bu modeller, tasarım süreci boyunca daha iyi iletişim, iş birliği ve doğrulama sağlar, çünkü simulas-

yonlar aracılığıyla test edilebilir ve iyileştirilebilirler. MBSE, potansiyel hataların erken tespitini mümkün kılar, karar alma süreçlerini geliştirir ve sistem tasarımının genel verimliliğini artırır; bu da onu modern sistemlerin karmaşıklığını yönetmede, özellikle otomotiv mühendisliği gibi sektörlerde, önemli bir yaklaşım haline getirir [5] [7].

Sistem mühendisliğinde ve özellikle MBSE yaklaşımlarında kullanılan ve farklı teknikler ile çözümler ortaya koyan metodolojiler bulunmaktadır. Bu farklı metodolojilerden her biri kendi açısından daha verimli ve güvenilir sonuç sunmayı amaçlar ve farklı teknikler uygular. Bu tekniklere OOSEM, CUBE ve MBSE-SF gibi metodolojiler örnek olarak verilebilir ve ilerideki bölümlerde anlatılacaktır.

2.2. Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Teknikleri

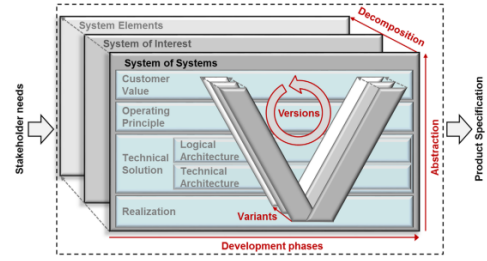
Bu bölümde, model tabanlı sistem mühendisliğine yönelik farklı teknikler incelenmekte ve MBSE-SF, OOSEM ile CUBE metodolojilerinin temel yaklaşımları ele alınmaktadır.

MBSE-SF (Model-Based Systems Engineering Strategy Framework), sistem mühendisliği süreçlerini daha verimli hale getirmek için kullanılan bir yaklaşımdır. Bu çerçeve, karmaşık sistemlerin model tabanlı tasarım ve analizine odaklanır. MBSE-SF, dijital modelleme aracılığıyla gereksinim tanımlamasından tasarım aşamalarına kadar tüm süreçleri desteklemeyi amaçlar. Her aşamanın doğru bir şekilde modellenmesini, entegrasyonunu ve doğrulanmasını sağlayarak, sistem mühendislerinin zaman ve maliyet açısından daha verimli çalışmasına olanak tanır. MBSE-SF ayrıca, sistem gereksinimlerini, tasarım kararlarını ve doğrulama süreçlerini daha şeffaf ve anlaşılır bir şekilde yönetmeyi mümkün kılar.

OOSEM (Object-Oriented Systems Engineering Methodology), nesne yönelimli mühendislik prensiplerini sistem mühendisliğine entegre eden bir metodolojidir. OOSEM, sistem tasarımını nesne yönelimli bir bakış açısıyla ele alır, böylece sistem bileşenlerinin sınıflar ve nesneler olarak modellenmesine olanak tanır. Bu yaklaşım, sistem bileşenlerinin bağımsız bir şekilde yönetilmesini ve gerektiğinde yeniden kullanılmasını kolaylaştırır. OOSEM, özellikle büyük ve karmaşık sistemlerin tasarımında faydalıdır, çünkü bileşenler arasındaki etkileşimleri netleştirir ve her aşamada daha esnek bir yaklaşım sunar. Ayrıca, OOSEM, özellikle yazılım tabanlı sistemlerde daha güçlü entegrasyonlar ve izlenebilirlik sağlar [2].

CUBE (Compositional Unified system-Based Engineering), sistem mühendisliğinde, karmaşık sistemlerin spesifikasyon ve tasarımına sistem tabanlı bir perspektiften odaklanan bir metodolojidir. CUBE metodolojisi, karmaşıklığı soyutlama ve parçalanma süreçleriyle yönetir, bileşenler arasındaki etkileşimleri netleştirir ve tüm sürecin yapılandırılmış bir şekilde yönetilmesini sağlar. Bu metodoloji, farklı endüstrilere uyarlanabilir ve sistemin her geliştirme aşamasında gereksinimlerin, operasyonların ve çözümlerin açık bir şekilde tanımlanmasını sağlar. Şekil 2'de CUBE metodolojisi için oluşturulmuş genel yaklaşım ve parçalanma seviyeleri gösterilmektedir [2].

CUBE (Compositional Unified System-Based Engineering) metodolojisi, paydaş ihtiyaçlarına göre ürünlerin ve ürün serilerinin genel, sistem tabanlı spesifikasyonuna odaklanır ve herhangi bir endüstriye uyarlanabilen standartlaştırılmış bir prosedür sunar. CUBE modeli, bir sistemi belirlerken dikkate alın-



Şekil 2: CUBE Methodology

ması gereken beş merkezi boyutu vurgular. Bunlar, en yüksek parçalanma seviyesindeki "Sistemlerin Sistemi (System of Systems - SoS)" ağı, soyutlama seviyeleri, sistemin parçalanması, gelişim aşamaları ve sürümleme süreçleridir. İlk seviyede, "Odak Sistem (System of Interest - SoI)" ve paydaş gereksinimlerini içeren sistem bağlamı tanımlanır. İkinci seviyede, sistem sınırları SoI'ye indirgenir, üçüncü seviyede ise SoI'nin fiziksel/teknik bileşenlerine dayalı olarak ilk parçalanma yapılır. Bu, daha yönetilebilir bileşenlerin oluşturulmasını sağlar. Dördüncü seviyede, işletim prensipleri ve sistem işlevselliği tanımlanırken, beşinci seviyede teknik çözüm kararları, konfigürasyonlar ve ürün serisinin modüler bileşenleri belirlenir. Son olarak, beşinci seviye, detaylı uygulama ve üretim yönlerini içerir. CUBE metodolojisi, ayrıca her gereksinim için sistem tasarımı sırasında test vakalarının belirlenmesi gerektiğini vurgular; bu da doğrulama ve geçerlilik gereksinimlerinin erken aşamada entegre edilmesini sağlar. Ürün spesifikasyonunun sürümleme süreci, ürünün zaman içindeki evrimini ve müşteri gereksinimlerindeki değişiklikleri ele alarak kritik bir öneme sahiptir. Bu model, hem çevik hem de geleneksel gelişim süreçlerine uyum sağlamak için esneklik sunar; böylece farklı proje ekipleri ve organizasyon yapıları için uygun hale gelir [2].

2.3. MBSE Tekniklerinin Karşılaştırılması

Bu bölümde ise, model tabanlı sistem mühendisliğine yönelik farklı tekniklerin avantajlı ve dezavantajlı durumları, MBSE-SF, OOSEM ile CUBE metodolojilerinin temel yaklaşımları karşılaştırmalı olarak ele alınmıştır.

MBSE-SF (Model-Based Systems Engineering Strategy Framework), büyük ve karmaşık sistemler için model tabanlı mühendislik süreçlerini yönetmek üzere geliştirilmiş genel bir çerçevedir. MBSE-SF, sistem entegrasyonu, modelleme ve doğrulama süreçleri için genel bir strateji sağlar ve sistem mühendisliğinin tüm yönlerini kapsar. Buna karşın, CUBE, sistemleri parçalamaya ve her bir bileşeni detaylı bir şekilde modellemeye daha fazla odaklanır. CUBE, her bileşenin daha spesifik bir şekilde tanımlanmasını sağlar ve çok katmanlı analiz ile daha derinlemesine bir yaklaşım sunar. MBSE-SF, süreçlerin genel yönetimine odaklanırken, CUBE, sistemi ayrı bileşenlere ayırarak her seviyede daha detaylı bir modelleme süreci sunar. Bu nedenle, CUBE, karmaşık sistemlerin modüler bir şekilde tasarlanması ve her bileşenin derinlemesine analiz edilmesi için daha uygun bir metodolojidir.

OOSEM (Object-Oriented Systems Engineering Methodo-

logy), nesne yönelimli mühendislik prensiplerini sistem mühendisliğine entegre eden bir metodolojidir. OOSEM, sistem bileşenlerini nesneler ve sınıflar olarak modellemeye odaklanır ve özellikle yazılım tabanlı sistemlerde bileşenler arasındaki etkileşimleri yönetir. Ancak, CUBE, sadece yazılımı değil, aynı zamanda fiziksel ve fonksiyonel sistem bileşenlerini de her seviyede analiz eden daha kapsamlı bir yaklaşım sunar. CUBE, her sistem bileşeninin iç yapısını detaylı bir şekilde incelemeyi sağlar ve her seviyede daha derinlemesine analiz için parçalanmayı destekler. OOSEM daha soyut bir modelleme yaklaşımını benimserken, CUBE çok daha detaylı bir analiz ve soyutlama sunar.

CUBE'nin Avantajları: Çalışmamızda, araç seviyesinden sistem seviyesine kadar yapılan kısıtlımlar ve her bir özellik için yapılan modelleme çabaları, CUBE kullanımını özellikle uygun hale getirmektedir. CUBE, her seviyede detaylı modelleme ve soyutlama sunarak, uyarlanabilir gereksinimlere ve genel mimarilere sahip sistemler için ideal bir yaklaşımdır. Bu yaklaşım, sistem bileşenlerinin modüler bir analizini sağlar ve belirli bir varyanta bağlı olmadan, CUBE metodolojisini bu tür projeler için ideal kılar. Bu nedenle, CUBE metodolojisinin kullanımı, çalışmamız için daha uygun bir yöntemdir.

Sistem mühendisliği yaklaşımı olarak belirli avantajları ile birlikte bu çalışmada, Römork Stabilizasyonu - RS (Trailer Stabilization - TS) için CUBE metodolojisi kullanılmış ve buna göre modelleme yapılmıştır. Ele alınmış olan MBSE metodolojilerinin karşılaştırmaları Tablo 1'de verilmektedir.

Özellik	Tanım	CUBE	MBSE-SF	OOSEM
Kapsamlı Analiz ve Soyutlama	Sistemin her seviyesinde hata tespiti için ayrıntılı analiz ve soyutlama.	✓	×	×
Çok Boyutlu Değerlendirme	Bileşen uyumunu sağlamak için fiziksel, fonksiyonel ve teknik yönleri dikkate alır.	✓	×	×
Modülerlik ve Yeniden Kullanılabilirlik	Soyutlama ve parçalanma kullanarak verimlilik için yeniden kullanılabilir, modüler bileşenler oluşturur.	✓	×	×
Uyarlanabilirlik ve Esneklik	Farklı endüstrilere uyarlanabilir, sektörler arası uygulamalarda esneklik sunar.	✓	×	×
Süreç Yönetimi (MBSE-SF)	Genel sistem süreç yönetimine odaklanarak, geliştirme sürecini daha verimli hale getirir.	×	✓	×
Bileşen Etkileşimi Odaklı (OOSEM)	Yazılım tabanlı sistemlerde bileşenler arasındaki etkileşimlere odaklanarak tasarımda netlik sağlar.	×	×	✓

Tablo 1: MBSE Metodolojilerinin Karşılaştırılması

3. Araç Fren Sistemi

Bir araç frenleme sistemi, bir aracı yavaşlatmak veya durdurmak için kullanılan mekanik, elektriksel ve hidrolik bileşenlerin birleşimidir. Farklı araç türlerinde, örneğin içten yanmalı motorlu araçlar (ICEV), elektrikli araçlar (EV) ve hibrit araçlar (HEV), frenleme sistemleri farklı özelliklere sahip olsa da, tüm sistemlerin ana amacı aynıdır: aracı güvenli ve verimli bir şekilde durdurmak. İçten yanmalı motorlu araçlarda, frenleme sistemi tipik olarak mekanik olup, disk frenler veya tambur frenler en yaygın kullanılan fren türleridir. Disk frenler, fren balataları ile fren diskleri arasındaki sürtünme ile aracın hızını azaltarak çalışır. Tambur frenler, dönen bir tambura karşı fren ayakkabılarının baskı yapmasıyla çalışır. Bu sistemler, fren pedalına uygulanan kuvveti artıran hidrolik basınç altında çalışır. Ayrıca, içten yanmalı araçlarda genellikle regeneratif frenleme sistemleri bulunmaz, çünkü enerji geri kazanımına yönelik bir mekanizma yoktur.

Elektrikli ve hibrit araçlarda ise frenleme sistemi farklı çalışır. Bu araçlar genellikle "regeneratif frenleme" sistemine sahiptir. Bu sistem, aracı yavaşlatırken motoru jeneratör olarak kullanarak kinetik enerjiyi geri kazanır, bu kinetik enerjiyi elektrik enerjisine dönüştürür ve bataryayı şarj eder. Bu sistem, enerji verimliliğini artırır ve fren aşınmasını azaltır. Hibrit araçlar, hem içten yanmalı motor hem de elektrikli motor kullanarak her iki frenleme sistemini birleştirir. İçten yanmalı motorun frenleme sistemine ek olarak, regeneratif frenleme de kullanılır.

Modern araçlar, frenleme sisteminin etkinliğini artıran bir dizi gelişmiş güvenlik özelliği ile donatılmıştır. Elektronik Stabilite Kontrolü - ESK (Electronic Stability Control - ESC), kayma veya tutuş kaybı durumunda direksiyon girişlerine müdahale ederek aracın kaymasını önlemeye yardımcı olur. Kilitlenmeyi Önleyici Fren Sistemi - KÖFS (Anti-Lock Brake System - ABS), tekerleklerin kilitlenmesini engeller ve sürücünün frenleme sırasında aracı kontrol etmesini sağlar. Torku Kontrol Sistemi - TKS (Torque Control System - TCS), özellikle kaygan yüzeylerde, tekerleklerin patinaj yapmasını engelleyerek yol tutuşunu artırır. Ayrıca, römork stabilizasyon sistemleri, özellikle hızlanma, frenleme veya keskin manevralar sırasında römork savrulmasını engellemeye yardımcı olur, aracın stabilitesini artırır ve sürücüyü uyarır. Bu sistemlerin tümü, güvenlik ve sürüş konforunu artırmak için çeşitli sensörler ve yazılımlarla desteklenmektedir. Özellikle Gelişmiş Sürücü Destek Sistemleri - GSDS (Advanced Driver Assistance Systems - ADAS), frenleme sistemlerinin otomatikleşmesini sağlar ve acil durumlarda çarpışmaları önlemek veya hafifletmek için devreye girer.

Bu çalışma, römork stabilizasyonu konusunu model tabanlı sistem mühendisliği perspektifinden ele almakta olup, CUBE metodolojisi doğrultusunda yapılan modelleme çalışmaları ile konuya odaklanmaktadır. [11]

4. Römork Stabilizasyonunun Modellenmesi ve Uygulanması

Römork stabilizasyonu, bir çekici aracın (örneğin bir kamyon veya SUV) bir römorku (örneğin bir karavan veya taşınabilir römork) çekerken, römork savrulmasını (diğer bir deyişle "balina kuyruğu" hareketini) algılayıp bastırmak için tasarlanmış bir güvenlik özelliğidir. Savrulma, ani direksiyon hare-

ketleri, yan rüzgarlar, bozuk yol yüzeyleri veya dengesiz römork yüklemesi nedeniyle meydana gelebilir. Römork stabilizasyon sistemi, aracın Elektronik Stabilite Programı ve Kontrolü - ESP/ESK (Electronic Stability Program and Control - ESP/ESC) sistemiyle birlikte çalışır ve şu şekilde müdahale eder:

1. Savrulma algılandığında, sistem, hareketi tersine çevirmek için fren basıncını seçici olarak tek tek tekerleklerle (örneğin yalnızca sol arka tekerlek) uygular.
2. Ayrıca, aracı ve römorku kontrol altına almak için motor torkunu azaltabilir.
3. Bu işlemler otomatik olarak gerçekleşir ve sürücünden herhangi bir müdahale gerektirmez. Ana hedef, sürüş güvenliğini artırmak, sürücünün kontrolü elinde tutmasına yardımcı olmak ve olası kazaları önlemektir. [8]

4.1. Römork Stabilizasyonu Gereksinimlerinin Kırınımı

Römork stabilizasyonu için parçalanma süreci, CUBE metodolojisi çerçevesinde Environment (Çevre), Domain (Alan), Sistem (Sistem), Subsystem (Alt Sistem), Feature (Özellik) ve Function (Fonksiyon) seviyelerinde gerçekleştirilir. Bu süreç, sistemin bileşenlerini ve bu bileşenlerin etkileşimlerini daha detaylı bir şekilde analiz ederek anlamamıza yardımcı olur.

1. Çevre (Environment): Römork stabilizasyonu araç seviyesi (vehicle level) ile başlar ve sistemin genel çevresi burada tanımlanır. Araç ile römork arasındaki etkileşim ve çevresel faktörler bu seviyede dikkate alınır.
2. Alan (Domain): Araç seviyesinin altında, stabilizasyonun genel işleyişini ve sistemini kapsayan alan (örneğin, şasi (chassis) veya araç dinamiği (vehicle dynamics)) tanımlanır. Bu seviyede, tüm sistem bileşenlerinin entegrasyonu sağlanır
3. Sistem (System): Alan altında, römork stabilizasyonundan sorumlu spesifik bir sistem tanımlanır. Bu sistem, frenleme (braking), motor kontrolü (engine control) ve süspansiyon (suspension) gibi alt sistemleri içerir.
4. Alt Sistem (Subsystem): Sistem seviyesinde, her alt sistem daha spesifik işlevlerle tanımlanır. Örneğin, frenleme sistemleri (braking systems) ve süspansiyon sistemleri (suspension systems), römork stabilizasyonuna yönelik daha detaylı işlevler ve kontrol mekanizmaları ile tanımlanır.
5. Özellik (Feature): Her alt sistem için spesifik bir özellik tanımlanır. Örneğin, frenleme sistemi (braking system) için tekerlek frenlemesi (wheel braking) ve tork ayarı (torque adjustment) gibi özellikler tanımlanabilirken, süspansiyon sistemi (suspension system) için salınım emilimi (oscillation absorption) gibi bir özellik tanımlanabilir.
6. Fonksiyon: Her özellik için ilgili fonksiyonlar ayrıntılı bir şekilde açıklanır. Örneğin, tekerlek frenlemesi (wheel braking) özelliği, tekerlek seviyesinde fren uygulama fonksiyonunu içerirken, tork ayarı (torque adjustment) fonksiyonu motor torkunu ayarlamayı kapsar. Ayrıca, römork savrulması algılandığında, stabilite kontrolü (stability control) fonksiyonu devreye girer. Bu hiyerarşik

yapı, römork stabilizasyonu sisteminin her seviyesindeki bileşenleri daha iyi anlamamıza ve sistemin nasıl çalıştığını detaylı bir şekilde tanımlamamıza yardımcı olur. [9], [10]

Gereksinim kırınımı Tablo 2’de görülmektedir ve Elektronik Stabilite Kontrolü altsistem için ESK, Römork Stabilizasyonu özelliği için RS kısaltmaları kullanılmıştır.

Çevre	Alan	Sistem	Altsistem	Özellik	Fonksiyon
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	RS Etkinleştirme
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	RS Devre Dışı Bırakma
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Yanal Salınımların Tespiti
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Tekerlek Freni Uygulaması
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Motor Torkunun Ayarlanması
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Sürücüye Geri Bildirim Sağlanması
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Fonksiyonların Otonom Olarak Çalışması
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Araç Hızına Bağlı Stabilizasyon
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Frenleme ve Tork Müdahalesinin Deaktive Edilmesi
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Farklı Römork Türleri İçin RS Sağlanması
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Çevresel Sürüş Koşullarına Adaptasyon
Araç	Şasi	Fren	ESK	RS	Diğer Stabilizasyon Özellikleri ile Entegrasyon

Tablo 2: Römork Stabilizasyonu Gereksinimlerinin Kırınımı

4.2. Römork Stabilizasyonu Gereksinimleri

CUBE metodolojisine uygun olarak, sistem gereksinimleri ve fonksiyonel gereksinimler aşağıdaki tabloda gösterildiği şekilde belirlenmiştir. Bu yöntem, sistemin fonksiyonel ve fonksiyonel olmayan özelliklerini parçalara ayırmak için sistematik bir yaklaşım sunar, bu da genel sistem mimarisinin tasarlanmasını ve analizini kolaylaştırır.

Araç seviyesi gereksinimler, bir aracın genel performansını, güvenliğini ve işlevselliğini sağlamak için tanımlanan teknik özelliklerdir. Bu gereksinimler, aracın tüm bileşenlerinin birlikte çalışmasını, sistemin belirlenen standartları karşılamasını ve sürüş güvenliğinin en yüksek seviyede korunmasını sağlamayı amaçlar. Araç seviyesi gereksinimler genellikle motor, fren sistemi, şasi, elektronik kontrol üniteleri ve sürücü destek sistemleri gibi ana bileşenleri kapsar. Bu gereksinimler, tasarım

ve test aşamalarında, tüm araç fonksiyonlarının doğru şekilde çalışıp çalışmadığını doğrulamak için referans olarak kullanılır.

Sistem seviyesi gereksinimler, araç seviyesinde tanımlanan genel performansı destekleyen daha ayrıntılı ve spesifik gereksinimlerdir. Bu gereksinimler, araç içindeki her bir bileşenin fonksiyonlarını daha detaylı bir şekilde tanımlar ve her sistemin doğru çalışmasını sağlamak amacıyla tasarlanır. Sistem seviyesi gereksinimler genellikle fren sistemi, motor kontrolü ve elektronik kontrol üniteleri gibi bireysel alt sistemlerin çalışmasına odaklanır. Bu gereksinimler, belirli bir fonksiyon veya özelliğin nasıl çalışması gerektiğini belirleyerek mühendislerin her bileşeni daha ayrıntılı bir şekilde analiz etmelerini sağlar ve aracın işlevselliğinin elde edilmesini garanti eder.

Bu çalışmada, römork stabilizasyonu için araç seviyesi gereksinimler kullanılmış ve daha düşük bir kırılım seviyesinde sistem seviyesi gereksinimlerine geçilmiştir. Her araç seviyesi gereksinimine en az bir sistem seviyesi gereksinimi bağlamak standart bir uygulamadır. Bu çalışmada, bir araç seviyesi gereksinimi bir sistem seviyesi gereksinimiyle ilişkilendirilmiş ve bu gereksinimler, çalışmanın ilerleyen bölümlerinde Kullanım Durumu Diyagramı ve Aktivite Diyagramı oluşturulmasında önemli bir rol oynamaktadır [6].

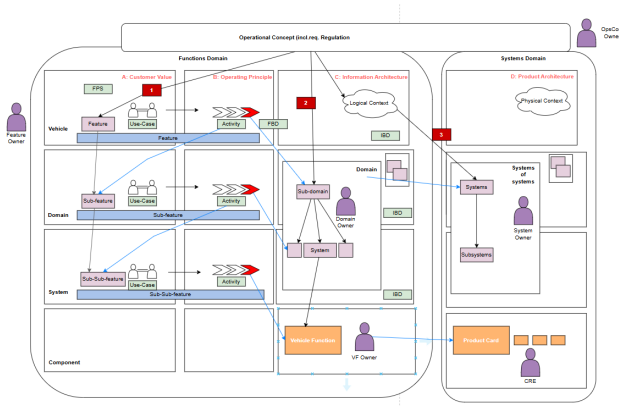
1. Sistem Gereksinimi: Sistem, çekme sırasında römork savrulmasını ve dengesizliğini algılamalıdır.
Fonksiyonun Adı: Yanal Salınımların Tespiti
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, çekme sırasında römorkun, önceden tanımlanmış denge eşiklerini aşan yan salınımlarını algılamalıdır.
2. Sistem Gereksinimi: Sistem, römorku dengelemek için otomatik olarak fren uygulamalıdır.
Fonksiyonun Adı: Tekerlek Freni Uygulaması
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, dengesizlik algılandığında römork savrulmasını tersine çevirmek için tekerlek bazında seçici fren müdahalesi uygulamalıdır.
3. Sistem Gereksinimi: Sistem, araç ve römorku dengelemek için motor torkunu ayarlamalıdır.
Fonksiyonun Adı: Motor Torkunun Ayarlanması
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, savrulma olayları sırasında araç ve römork stabilizasyonunu desteklemek için motor torkunu azaltmalıdır.
4. Sistem Gereksinimi: Sistem, sürücüye römork stabilitesi hakkında geri bildirim sağlamalıdır.
Fonksiyonun Adı: Sürücüye Geri Bildirim Sağlanması
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, römork savrulması algılandığında ve düzeltici müdahaleler aktif olduğunda sürücüye görsel ve/veya işitsel geri bildirim sağlamalıdır.
5. Sistem Gereksinimi: Sistem, sürücü müdahalesi gerektirmeksizin otonom olarak çalışmalıdır.
Fonksiyonun Adı: Fonksiyonların Otonom Olarak Çalışması
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, tüm römork dengeleme işlevlerini sürücü müdahalesi gerektirmeksizin otonom olarak gerçekleştirmelidir.
6. Sistem Gereksinimi: Sistem, geniş bir çekme hızı aralığında etkili bir şekilde çalışmalıdır.
Fonksiyonun Adı: Araç Hızına Bağlı Stabilizasyon

Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, römork savrulması algılandıktan sonra en fazla [X] milisaniye içinde düzeltici müdahaleleri başlatarak, aracın izin verilen çekme hızı aralığı boyunca römorku etkili bir şekilde dengelemelidir.

7. Sistem Gereksinimi: Sistem, stabilite sağlandığında güvenli bir şekilde devre dışı kalmalıdır.
Fonksiyonun Adı: Fren ve Tork Müdahalesinin Deaktive Edilmesi
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, römork stabilitesi yeniden sağlandığında fren ve tork müdahalelerini devre dışı bırakmalıdır.
8. Sistem Gereksinimi: Sistem, farklı römork türleriyle uyumlu olmalıdır. Fonksiyonun Adı: Farklı Römork Türleri İçin Stabilizasyon Sağlanması
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, farklı kütle ve boyutlara sahip çeşitli römork tipleriyle uyumlu olacak şekilde römork dengelemesini desteklemelidir.
9. Sistem Gereksinimi: Sistem, çeşitli yol ve hava koşullarında çalışmalıdır. Fonksiyonun Adı: Farklı Römork Türleri İçin Stabilizasyon Sağlanması
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, farklı kütle ve boyutlara sahip çeşitli römork tipleriyle uyumlu olacak şekilde römork dengelemesini desteklemelidir.
10. Sistem Gereksinimi: Sistem, aracın stabilite ve frenleme sistemleri ile entegre olmalıdır.
Fonksiyonun Adı: Diğer Stabilizasyon Fonksiyonları ile Entegrasyon
Fonksiyonel Gereksinim: Sistem, dengeleme işlevlerini gerçekleştirmek üzere aracın ESK ve ABS sistemi ile entegre çalışmalıdır.

4.3. Römork Stabilizasyonu Kullanım Durumu Diyagramı

Model tabanlı sistem mühendisliğinde, Kullanım Durumu Diyagramı (Use Case diyagram), bir sistemin dış varlıklarla (aktörlerle) nasıl etkileşimde bulunduğunu tanımlayan ve sistemin işlevselliklerini özetleyen görsel bir araçtır. Aktörler, genellikle kullanıcılar veya diğer sistemlerdir ve sistemle, sistemin sağladığı belirli fonksiyonları veya hizmetleri temsil eden kullanım durumları aracılığıyla etkileşime girerler. Kullanım durumu diyagramları, bir sistemin fonksiyonel gereksinimlerini anlamak ve tasarımını yönlendirmek için çok önemlidir. Bu diyagramlar, mühendisler ve paydaşlar için sistemin nasıl çalıştığını ve sunduğu hizmetleri görselleştirmenin açık ve anlaşılır bir yolunu sunar. Ayrıca, farklı kullanım durumları arasındaki ilişkileri vurgular ve çeşitli işlevlerin birbirleriyle nasıl etkileşimde bulunduğunu gösterir. Model tabanlı sistem mühendisliğinde, kullanım durumu diyagramları genellikle sistem davranışını modellemek ve gereksinimleri doğrulamak için kullanılır. Bu diyagramın, sistem tasarımının erken aşamalarında kullanıcı gereksinimlerini ve fonksiyonel özelliklerini tanımlamak için hayati öneme sahiptir ve projedeki sonraki test ve doğrulama aşamalarının temelini oluşturur. Bu çalışmada, römork stabilizasyonu için kullanım durumu diyagramı PREEVision programı kullanılarak oluşturulmuştur. Şekil 3'te Römork Stabilizasyonu için Kullanım Durum Diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 5: CUBE Mantıksal Mimarisi

5. Sonuç

Bu makale, CUBE metodolojisi çerçevesinde römork stabilizasyonu için yapılan modelleme süreçlerini kapsamlı bir şekilde incelemiştir. CUBE metodolojisi, her seviyede parçalanma ve soyutlama uygulayarak, sistemdeki her bir bileşenin ayrıntılı bir şekilde incelenmesine olanak tanır. Bu yaklaşım, karmaşık sistemlerin yönetimini geliştirir ve her aşamada daha derinlemesine analiz yapılmasını sağlar. Çalışma, araç seviyesinden başlanarak, alan, sistem ve alt sistem seviyelerinde ilerlemiş ve her seviyede gereksinimler ile işlevler net bir şekilde tanımlanmıştır. Use Case Diyagramları ve aktivite diyagramları gibi araçlar kullanılarak, sistemin çalışması görselleştirilmiş ve tüm bileşenlerin etkileşimleri açıkça gösterilmiştir. Ayrıca, her bileşenin işlevleri ve veri akışları modellenmiş, böylece sistemin doğruluğu sağlanmıştır. CUBE metodolojisi, sistem mühendisliğinde karmaşıklığın yönetimi için güçlü bir yaklaşım sunar ve her bileşenin doğru bir şekilde analiz edilmesini sağlar.

6. Kaynakça

- [1] "Typical-V-cycle development Available: <https://www.researchgate.net>
- [2] Christian Granrath M.Sc. , Christopher Kugler M.Sc.,Sebastian Silberg B.Sc.,Max-Arno Meyer M.Sc., Dr.-Ing. Philipp Orthl Dr.-Ing.Dipl.Wirt-Ing. Johannes Richenhagenl Prof. Dr.-Ing. Jakob Andert,"Feature-driven systems engineering procedure for standardized product-line development", FEV Europe GmbH, Aachen,2019
- [3] International Council on Systems Engineering (INCOSE), Systems Engineering Handbook: A Guide for System Life Cycle Processes and Activities, 4th ed., INCOSE, 2015.
- [4] DA Working Group 13, "Automotive SPICE Process Assessment / Reference Model v4.0", 2023.
- [5] Nicolas Jäckel, Christian Granrath, Louis Wachtmeister, Abdulsamed Karaduman,Bernhard Rumpe, Jakob Andert, "Feature-Driven Specification of VTOL Air-Taxis with the Use of the Model-Based System Engineering (MBSE) Methodology CUBE",Aachen,2021
- [6] Michel dos Santos Soares, Jos Vrancken, "Model-Driven User Requirements Specification using SysML",Netherlands,2008
- [7] J. Stephen Topper, Nathaniel C. Horner, "Model-Based Systems Engineering in Support of Complex Systems Development", 2013
- [8] "The Importance of Trailer Stability Systems" Available: <https://www.worktruckonline.com/10163963/the-importance-of-trailer-stability-systems>
- [9] Aixi Yang, Yuhui Zang, Liuliu Xu, Lanyou Li,Dapeng Tan, "A Systematic Review and Future Development of Automotive Chassis Control Technology", China,2023
- [10] Suryakant Gupta, Nidhi Hiremath, Samiksha Raut, Gurav Datkhile ,Prasiddh Trivedi, "Electronic Stability Control of Vehicles", Nerul,2020
- [11] Prof. L. B. Diwakar, S. L. Diwakar, V.V. Deshpande, "Design and Selection of the Braking System for All Terrain Vehicle", India,2020

Dönerkanat İHA'lar için Yapay Zeka ile Arıza Toleranslı Görsel Servolama Fault Tolerant Visual Servoing with Artificial Intelligence for Rotary Wing UAVs

Tolga YÜKSEL¹

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Bilecik Şeyh Edebali Üniversitesi, Bilecik
tolga.yuksel@bilecik.edu.tr

Özetçe

İnsansız hava araçlarının askeri ve sivil görevlerdeki sayıları arttıkça arıza toleransı bir zorunluluk haline gelecektir. Bu noktada araç üzerindeki sensörler aracın otopilot uçuşunu sağlamasına rağmen durumu hakkında bilgi vermekte zorlanmaktadır. Bu çalışmada döner kanatlı araçlardaki aktüatör arızaları ve bu araçların arıza toleranslı görsel servo kontrolü ele alınmıştır. Üç yapay zeka fonksiyon yakınsayıcısı, bir yapay sinir ağı, bir aşırı öğrenme makinesi ve bir uzun-kısa süreli bellek, görüntü düzlemindeki öznitelik hareketleriyle aktüatör arızaları arasındaki ilişkiyi ortaya koymak için kullanılmıştır. Devamında yakınsama sonuçları kazanç çizgeleme tabanlı arıza toleranslı kontrol sağlamak için bir bulanık mantık birimi tarafından kullanılmıştır. Önerilen sistem sabit hedef özniteliklerde çeşitli yüzdelik kısmi aktüatör arızaları için yeterli yakınsamayı sağlarken, dört kanatlı insansız hava araçları için bir görsel servo sistemi olarak da yeterli başarıyı korumayı sürdürmüştür.

Abstract

As the number of unmanned aerial vehicles increase in military and civilian missions, fault tolerance will become an obligation. While onboard sensors provide autopilot flight, they struggle to provide information about the vehicle's status. This study addresses actuator faults in rotary wing vehicles and their fault tolerant visual servo control. Three artificial intelligence function approximators, a neural network, an extreme learning machine, and a long-short-term memory, are deployed to determine the relationship between feature movements in the image plane and actuator faults. The convergence results are then used by a fuzzy logic unit to provide gain scheduling based fault tolerant control. The proposed system achieves sufficient convergence for various percentages of partial actuator faults for fixed target features while maintaining sufficient performance as a visual servo system for quadrotors.

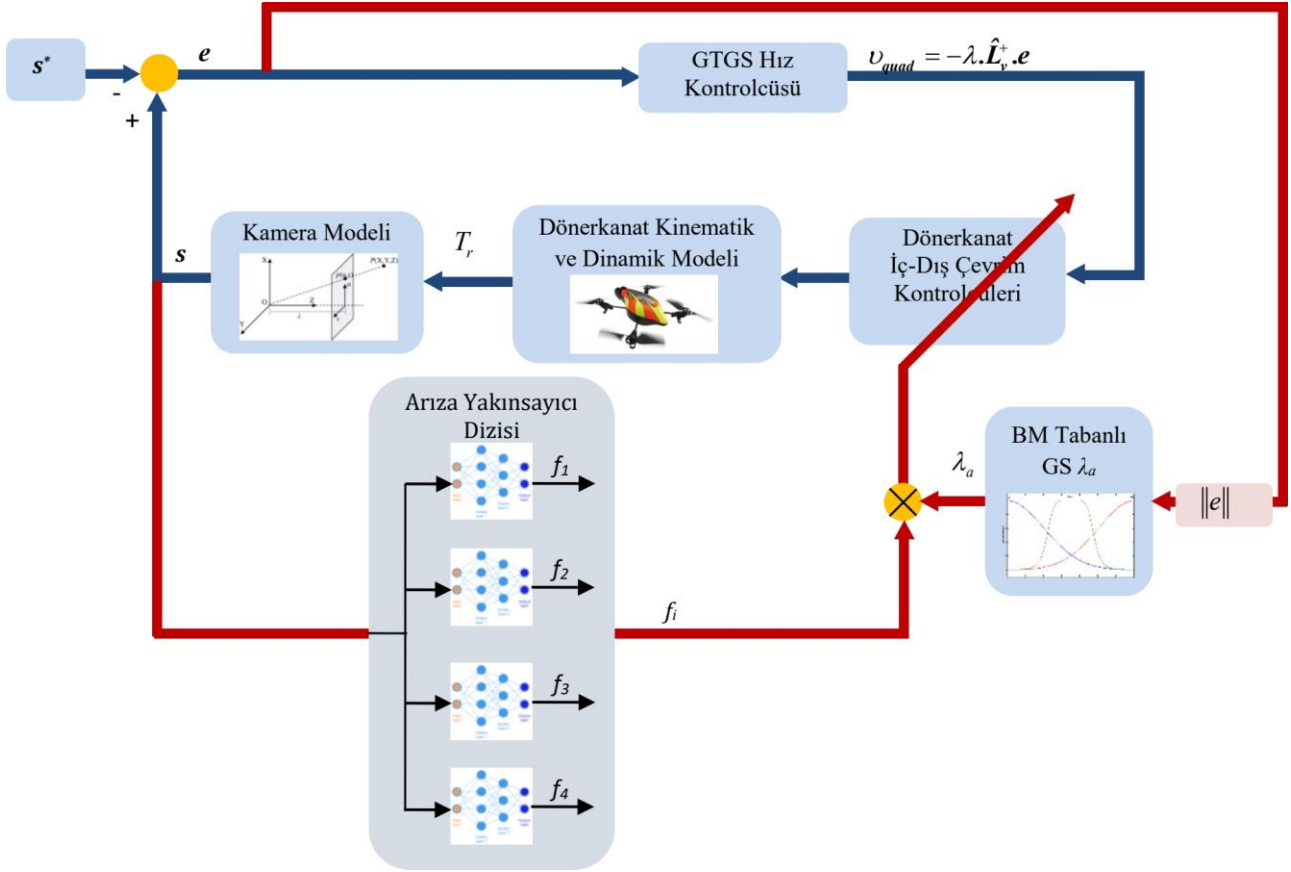
1. Giriş

Görsel servolama (GS), robotik sistemler için mono veya stereo kameralardan elde edilen görsel geri bildirimi kullanan bir hareket kontrol yöntemidir [1]. Temelinde alınan görüntüden çıkarılan özniteliklerin görüntü düzleminde koordinat değeri gibi metriklerle s vektörel forma

dönüştürülmesi yatmaktadır. Devamında ise istenen s^* hedefine ulaşılması için aradaki hata vektörü e ve özniteliklerin görüntü düzlemine izdüşümünü kullanan etkileşim matrisi yardımıyla tanımlanan GS kontrol kanunu ile kamera kartezyen hızları elde edilir. Bu yaklaşım görüntü tabanlı görsel servolama (GTGS) olarak tanımlanmakla beraber mevcut özniteliklerden kamera duruşunu elde etmeye çalışan konum tabanlı görsel servolama (KTGS) yaklaşımı da bulunmaktadır.

Robot manipülatör kontrolü için kamera sayısının artması GS üzerinde daha fazla ilgi çekmiş ve gelişmiş yaklaşımların ortaya çıkmasını sağlamıştır [2]. Bu yaklaşımların insansı robotlar veya insansız hava aracı (İHA) gibi farklı alanlarda, uygulamalarda ve sistemlerde kullanımı da yaygınlaşmaktadır. GS'nin İHA'lar üzerindeki uygulamaları giderek popülerlik kazanırken dönerkanatlı İHA üzerindeki ilk uygulamasının Mahony ve Hamel tarafından yapılan çalışma olduğu söylenebilir [3]. Çalışmada doğrusal öznitelikler kullanılmış ancak öznitelik gürültüsü ihmal edilmiştir. Ceren ve Altuğ, dört rotorlu bir İHA için küresel kamera izdüşümüne dayalı bir GS sistemi önermiştir [4]. De Plinval vd., VS dengeleyici yasalarını önermek için ön kamera hareketinden ve jiroskop ölçümlerinden elde edilen homografi matrisini kullanmışlardır [5]. Abdessameud ve Janabi-Sharifi benzer öteleme hızı tahminlerine dayalı bir VS sistemi önermişler, ancak hız sinyallerinin değişimini ihmal etmişlerdir [6]. Zheng vd. hız sinyallerini ihmal ederken görüş alanı içinde kalmayı amaçlayan görünürlük kısıtlamaları altında VS kontrol girdilerini optimize ederek özelliklerin görünürlük sorununa odaklanmışlardır [7]. Xie ve Lynch, İHA'lar için araç ile düzlemsel yatay görsel hedef arasındaki bağlı pozisyonu düzenlemek üzere bir denetleyici önermişlerdir [8]. Bir dizi görüntü momenti özniteliği tanımlamak üzere sanal bir kamera kullanarak kontrol yasası tasarımını basitleştirmişler ve öznitelikleri görüş alanında tutmak için başka bir giriş doyma yasası önermişlerdir. Bunun İHA'lar için genelleştirilmiş bir yasa olduğunu belirtirler de, ancak yalnızca iki noktalı öznitelikler seçilmiş ve farklı tipte İHA dinamikleri göz ardı edilmiştir.

Çalışmanın diğer bileşeni arıza bulma ve teşhisi (fault detection and diagnosis- FDD) ve arıza toleranslı kontrol (fault tolerant control-FTC) oluşturmaktadır. FDD dinamik bir sistemde oluşan arızanın tipini, büyüklüğünü ve zamanını belirlemek olarak tanımlanmaktadır [9]. FTC ise bu tanımlama sonrasında kontrolcünün dinamik sistemi belirli çalışma koşul kısıtları altında çalışmasına devam ettirebilme yeteneği olarak



Şekil 1. Dönerkanat İHA'lar için Önerilen Arıza Toleranslı GTGS Sistemi

tanımlanmaktadır [10]. Arıza toleransını sağlamak için kritik kontrol sistemleri, uçaklardaki üçlü bilgisayar yedekliliği gibi donanım yedekli bileşenlerle tasarlanır, ancak FTC tasarımı, FDD bilgilerini kullanarak veya kullanmadan kontrol cihazının yeniden yapılandırılmasına odaklanır. Son yirmi yılda, uçuş dinamikleri sabit kanatlı İHA'lardan oldukça farklı olduğundan, FDD ve FTC yöntemleri dört kanatlı İHA'lar için uyarlanmış, değiştirilmiş ve güncellenmiştir. Bu tip İHA'lar için FDD ve FTC hakkında ayrıntılı bir inceleme Forulas ve Karras'ın çalışmasında bulunabilir [11].

Pratik açıdan bakıldığında, İHA'lardaki aktüatör arızaları, atandıkları görevleri yerine getirirken felaket sonuçlara yol açabilir. Bu istenmeyen senaryolardan kaçınmak için, İHA'lar arıza sonrasında bu durumu teşhis etmek ve karşılamak için güvenilir olan tüm donanımlardan yararlanmalıdır. Dönerkanatlı İHA'lar, navigasyon için IMU'larla donatılmıştır, ancak iç ve dış döngü kontrolcülerini RPY hareketlerine göre bağımlı olduğundan, sadece IMU sinyallerinden aktüatör arızalarını teşhis etmek zordur. Bu çalışmada, kamera görüntüleri ve öznitelikleri, literatüre temel katkı olarak, dört rotorlu aktüatör arızalarını teşhis etmek için kullanılmıştır. Önerilen sistem, öncelikle öznitelik girişlerini kullanarak yapay zeka birimleri ile kısmi aktüatör arızalarına yakınsamaktadır. Bu yakınsama için aday olarak yapay sinir ağı (ANN), aşırı öğrenen makine (ELM) ve uzun kısa süreli bellek (LSTM) bulunmaktadır. ANN, RMSE başarı ölçütüne göre en iyi performansı göstermiş olsa da, adaylar oldukça yakın sonuçlar göstermiştir.

Aktif FTC, bir arıza teşhisine göre kontrolcü parametrelerinin yeniden yapılandırılması veya farklı kontrolcüler arasında geçiş yapılması olarak tanımlanır. Bu seçenekler, güvenilir bir uçuş için istenmeyen sert manevralara neden olabilecek ani değişikliklere ve kesintilere neden olabilir. Buna çözüm olarak önerilen sistemde arıza teşhisinden sonra yakınsama sağlanırken arızalı aktüatör kazancını ayarlamak için bulanık mantık (BM) tabanlı aktif bir FTC aşaması tasarlanmıştır.

Çalışma şu şekilde düzenlenmiştir: İzleyen bölümde önerilen sistem ayrıntılarıyla verilmiştir. Bölüm 3'te önerilen sistemin gürbüzlüğü göstermek adına gürültü eklenmiş sabit öznitelik hedefleri için elde edilen sonuçlar verilmiştir. Son bölümde elde edilen sonuçlara dair tartışmaya ve gelecek çalışmalara dair bilgilere yer verilmiştir.

2. Önerilen Arıza Toleranslı GTGS Sistemi

Önerilen arıza toleranslı görsel servo kontrol sistemi bu bölümde ayrıntılı olarak sunulmuştur. İlk olarak, önerilen sistemde dört rotorlu dönerkanat İHA'nın aşağı bakan bir kamera taşıdığı, nokta özniteliklere ve göz-el (eye-in-hand) konfigürasyonuna sahip olduğu vurgulanmalıdır. Önerilen sistem Şekil 1'de gösterilmiştir.

GS, nokta özniteliklerin görüntü düzlemine yansıtılmasıyla başlar. Göz-el kamerasıyla donatılmış bir manipülatörün k öznitelik noktasını 3B olarak gördüğünü

varsayalım. Bu öznelik noktalarının kameranın görüntü düzlemindeki koordinatları şu şekilde verilir:

$$s_i = [u_i \ v_i]^T, \forall i \in \{1 \dots k\} \quad (1)$$

Burada u_i, v_i u-v görüntü düzlemindeki koordinatlarıdır. Sabit öznelik noktalarının davranışını karakterize etmek için, bu vektörler aşağıdaki biçimde bir matriste birleştirilir:

$$s = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_k]^T \in \mathbb{R}^{2 \times k} \quad (2)$$

İstenen sabit öznelik noktaları matrisi olarak aynı boyutlara sahip olan s^* ile hata yakınsaması, tüm VS yaklaşımlarının temel amacıdır:

$$e(t) = s(t) - s^* \quad (3)$$

Daha sonra, kameranın odak uzaklığı λ_f ve öznelik derinliği Z olmak üzere doğrusal ve açısal hızların görüntü düzlemine izdüşümünü tanımlamak için şu şekilde kullanılır:

$$v = [v_x \ v_y \ v_z \ w_x \ w_y \ w_z]^T$$

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_i \\ \dot{v}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_f}{Z} & 0 & \frac{u_i}{Z} & \frac{u_i v_i}{\lambda_f} & -\frac{\lambda_f^2 + u_i^2}{\lambda_f} & v_i \\ 0 & -\frac{\lambda_f}{Z} & \frac{v_i}{Z} & \frac{\lambda_f^2 + v_i^2}{\lambda_f} & -\frac{u_i v_i}{\lambda_f} & u_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \\ w_x \\ w_y \\ w_z \end{bmatrix} \quad (4)$$

Bu eşitlik genelleştirilmiş olarak şu şekilde tanımlanır:

$$\dot{s}(t) = L_s \cdot v \quad (5)$$

Burada $L_s \in \mathbb{R}^{2 \times 6}$ etkileşim matrisi (veya Jakobyen matrisi) olarak adlandırılır. Bir özneliğin gerçek derinliğini belirlemek zor olduğundan, tahmini değerinin derinliği temsil ettiği varsayılır ve bu da \hat{L}_s kestirilmiş etkileşim matrisi ile sonuçlanır.

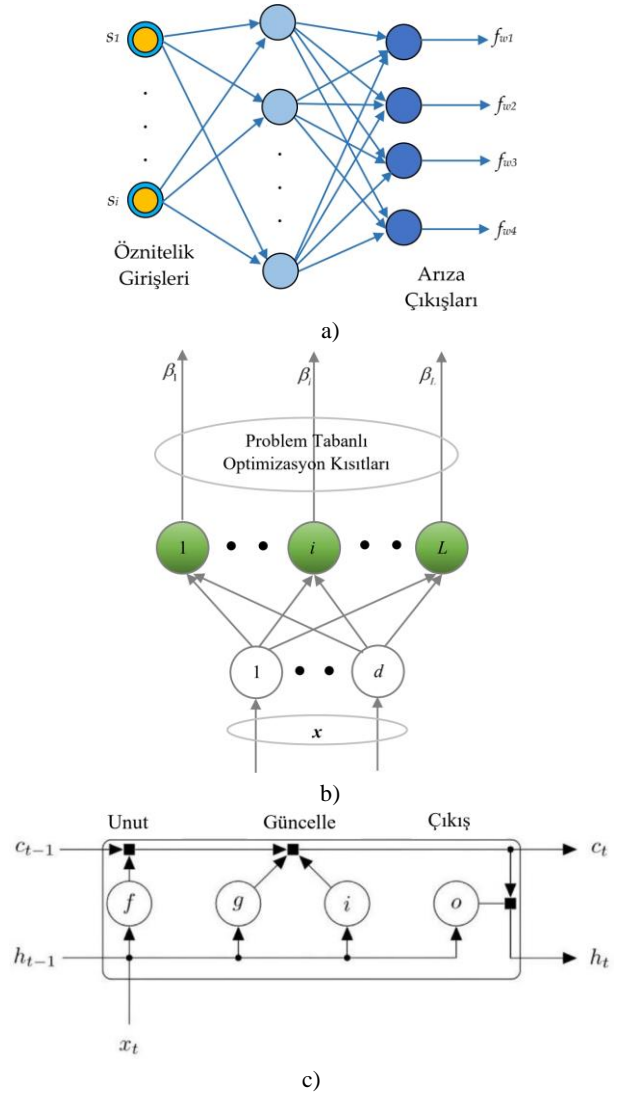
Kestirilmiş etkileşim matrisi 'nin Moore-Penrose sözde tersi \hat{L}_s^+ , hata vektörü ve sabit bir kazanç, klasik IBVS tarafından hatayı üstel olarak azaltmak için kinematik hız kontrolcüsü olarak tanımlanır:

$$\left. \begin{aligned} \dot{s} &= L_s \cdot v \\ \dot{e} + \lambda \cdot e &= 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow v = -\lambda \cdot \hat{L}_s^+ \cdot e \quad (6)$$

Bu tanımlamalar geneksel GTGS'nin robot manipülatörlere uygulanmasını içerse de dönerkanatlı İHA uygulamasında hız vektörünün $(v_x, v_y, v_z, \omega_x)$ formatında olacağı ve ona bağlı etkileşim matrisinin de sadece bu hızlara dair sütunları içereceği unutulmamalıdır.

Bu çalışmada, motor, pervane veya bileşen hasarı sonucu ortaya çıkabilen kısmi etkinlik kaybı (loss of effectiveness-LOE) olan aktüatör arızalarına odaklanılmıştır [12], [13]. Bir arıza teşhis edilirken, FTC aşamasına hazırlık için LOE oranı yaklaşık olarak hesaplanmalıdır. Önerilen sistemin arıza teşhis aşaması, arıza yakınsayıcı dizisinin girdisi olarak s ile başlar. Her bir yakınsayıcı, bir pervanenin LOE değerini f_i olarak yakınsar.

Üç YZ fonksiyon yakınsayıcı adayı olarak ANN, ELM ve LSTM seçilmiştir. Bu adaylara dair mimarilerin genel gösterilimi Şekil 2'de verilmiştir. Şekil 2.a'da gösterilen ANN mimarisinin kullandığı gizli katman, nonlinear aktivasyon fonksiyonları, öğrenme için kullandığı Levenberg-Marquart (LM) sayesinde giriş-çıkış arasında doğrusal olmayan bir



Şekil 2. YZ Fonksiyon Yakınsayıcı Mimarileri

a) ANN b) ELM c) LSTM

haritalamayı yapabilmektedir [14]. Şekil 2.b'de verilen tek katmanlı ANN'nin özelleştirilmiş hali olan ELM ise çok katmanlı ANN'nin gizli katman parametrelerinin kullanıcı tarafından dikkatli bir şekilde ayarlanması zorunluluğundan ortaya çıkmıştır [15]. Şekil 2.b'de verilen aktivasyon fonksiyonları çıkışla hedef arasındaki hatayı minimize etmek üzere tek seferde en küçük kareler yöntemi ile ağırlık düzenlemesine gitmektedir. Şekil 2.c'de verilen LSTM ise giriş veri adımlarını ortaya çıkarabilen bir yinelemeli sinir ağı (RNN) türüdür ve derin öğrenen ağı mimarisine sahiptir. LSTM ağları RNN mimarisinin uzun süreli öğrenme kısıtını çözmek için gizli hücreden hangi verilerin çıkış olarak ve sonraki gizli duruma iletileceğini düzenlemek için Şekil 2.c'de görülen ek kapıları kullanmaktadır.

Yukarıda bahsedilen YZ yakınsayıcı çıktısı, arızalı rotorun LOE'si hakkında bilgi vermektedir ve İHA kontrolcülerini, bu bilgiye göre güncellenmelidir. PD olarak kontrol edilen iç ve dış döngü kontrolcülerini, RPY hareketlerine göre bağlaşıklık olduğundan bu kontrolcülerin PD değerlerinin değiştirilmesi, arızalı rotorun LOE'sini doğrudan dengeleyemez. Bu nedenle, İHA rotor sinyalleri, arıza yakınsayıcı tarafından tanımlanan

arıza kazanç faktörü olan λ_a ile yükseltilecek kazanç çizgeleme (KÇ) olarak planlanmalıdır. Diğer taraftan KÇ'nin getirdiği ani kazanç değişimi ani hız değişimlerine ve katastrofik sonuçlara sebep olacağından uyarlanabilir ve yumuşak geçiş sağlayan bir kazanç değeri tanımlanmalıdır. Bunun için ise Şekil 2'de görüldüğü üzere bir BM birimi öznitelik hata normunu giriş, λ_a değerini çıkış olarak vererek yumuşak geçişi sağlamaktadır. Çalışmada Mamdani tipi bir BM birimi, maksimum yığılma ve ağırlık merkezi durulama yöntemi kullanılmıştır [16]. Bu adımla beraber FTC döngüsü tamamlanmakta ve rotor hızları İHA'ya uygulanmaktadır.

3. Benzetim Sonuçları

Önerilen sistemin performansını göstermek için arıza yakınsayıcıları ve FTC sistemi MATLAB *Simulink*, *Robotics Toolbox*, *Machine Vision Toolbox* [17], *Deep Learning Toolbox*, *Fuzzy Logic Toolbox* ve [15]'teki ELM kodları kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Çalışmada, dört rotorlu platform olarak bir X-4 araç modeli seçilmiş olup, bu platformun detayları [18]'de bulunabilir. Kullanılan kamera dört rotorlu İHA'nın merkezine sabitlendiği varsayılmaktadır. Kameranin çözünürlüğü 1024×1024 pikseldir ve kamera ana noktanın koordinatları (512,512)'dir. Sistemin kontrol döngüsü ve video akışı 20 Hz hızında çalışmaktadır. Kartezyen koordinatlarda kenar uzunluğu 0,5 m olan bir karenin dört köşe noktası, öznitelik noktaları P^* , bu noktaların görüntü düzlemine izdüşümü olan s^* olarak aşağıdaki gibi tanımlanmıştır ve \hat{L}_i için derinlik kestirimi 2m.'dir:

$$P^* = \begin{bmatrix} 0.25 & 0.25 & -0.25 & -0.25 \\ -0.25 & 0.25 & 0.25 & -0.25 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$s^* = \begin{bmatrix} 612 & 412 & 412 & 612 \\ 412 & 412 & 612 & 612 \end{bmatrix}$$

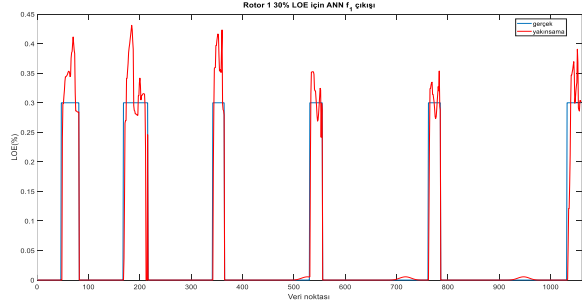
Yakınsayıcıların eğitimi için sağlıklı GTGS sistemi $\lambda = 0.3$ kazanç değeriyle beraber $(X_0, Y_0, Z_0) = [-0.35 \ 0.7 \ 2]^T$ m. ve $(\varphi_0, \theta_0, \psi_0) = [0 \ 0 \ -\pi/4]^T$ rad. başlangıç değerleriyle çalıştırılmıştır. Beş LOE değeri, %10, %20, %30, %40 ve %50 her bir rotorda tanımlanmış ve 6 farklı zaman anında sağlıklı sisteme enjekte edilerek arızalı benzetimler yapılmıştır. Elde edilen veri seti giriş için 8×27613 , çıkış için 4×27613 boyutlarındadır. Veri seti %85 eğitim, %15 test için ayrılması ve daha iyi yakınsama değerleri için normalize edilmiştir.

İlk yakınsayıcı aday, her katmanında 10 nöron bulunan üç gizli katmana sahip ANN'dir. Çıkış katmanı da dahil olmak üzere her katmanın aktivasyon fonksiyonları logaritmik sigmoid seçilmiştir ve öğrenme algoritması LM'dir. Hedef 0 RMSE'dir ve 1000 epok gerçekleştirilmiştir. İkinci aday olarak, önerilen sistem, her biri bir rotor arızası için, 10 gizli nöronlu sigmoid tipi aktivasyon fonksiyonlarına sahip dört farklı ELM kullanılmaktadır. Son aday, Adam Optimizer ile 200 gizli birime sahip LSTM'dir. Yine, hedef 0 RMSE'dir ve 250 epok gerçekleştirilmiştir.

Her bir yakınsayıcı için RMSE sonuçları Tablo 1'de verilmiştir. Burada ANN daha eski bir AI mimarisi olmasına rağmen doğrusal olmayan regresyon kapasitesi sayesinde diğerlerinden daha iyi sonuç vermiştir. Bir örnek olarak Rotor 1'de %30 LOE için 6 farklı zaman anındaki f_1 ANN çıkışı Şekil 3'te gösterilmiştir. Burada mavi gerçek LOE değerini gösterirken kırmızı yakınsamayı göstermektedir.

Tablo 1: Arıza yakınsayıcılar için RMSE

Arıza Yakınsayıcı	RMSE
ANN	0.0120
ELM	0.0770
LSTM	0.0454

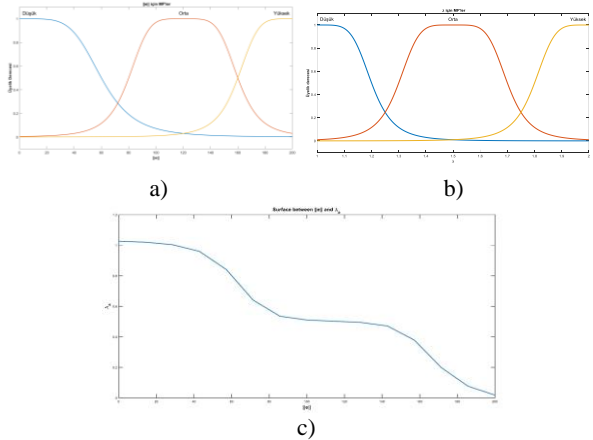


Şekil 3. Rotor 1 30% LOE için ANN f_1 çıkışı

Önerilen sistemin KÇ aşaması olarak, İHA tork ve kuvvet sinyalleri için bir kazanç faktörü olan λ_a , öznitelik hata normu $\|e\|$ giriş olarak kullanılarak bir BM birimi ile tanımlanmaktadır. Bu BM biriminin genelleştirilmiş çan üyelik fonksiyonları (MF), süreksizliklerden arınmış, pürüzsüz bir doğrusal olmayan yüzey sağlamak üzere seçilmiştir. Her giriş ve çıkış için üç MF tanımlanmıştır. Kural tabanı, süreksizliklerden kaçınmak için öznitelik hata normunun yüksek olması durumunda λ_a 'nın küçük olması gerektiği yönündeki deneylerle edinilen tecrübeye uygun olarak oluşturulmuştur. BM'ye dair MF'ler ve giriş ile çıkış arasındaki yüzey Şekil 4'te verilmiştir.

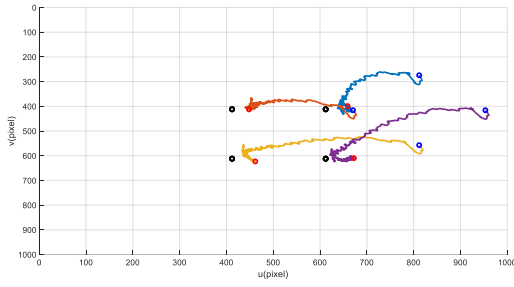
Sistemin performansını ve gürbüzliğini göstermek için, $t = 8$ s'de %30 LOE'ye sahip Rotor 1'de bir arıza olduğu ve tüm öznitelik noktalarını bozan beş piksel büyüklükte düzgün dağılmış rastgele gürültü olduğu varsayılmıştır. Bu senaryonun sonuçları Şekil 5'te gösterilmiştir.

Şekil 5.a'da, mavi daireler, kırmızı daireler ve siyah daireler sırasıyla başlangıç, bitiş ve hedef nokta özniteliklerini göstermektedir. Şekil 5.a'da da gösterilen öznitelik yörüngeleri ve Şekil 5.b'de gösterilen öznitelik gürültüsü altındaki hatalar, önerilen GTGS sisteminin başarısını ve gerçek dünya problemleri karşısında dayanıklılığını göstermektedir.

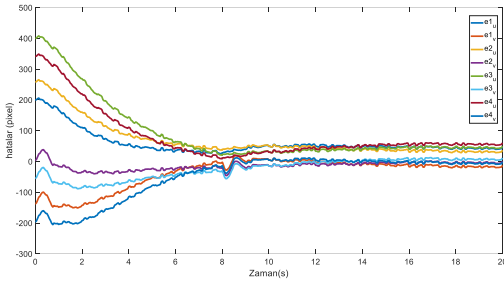


Şekil 4. BM birimine ait üyelik fonksiyonları

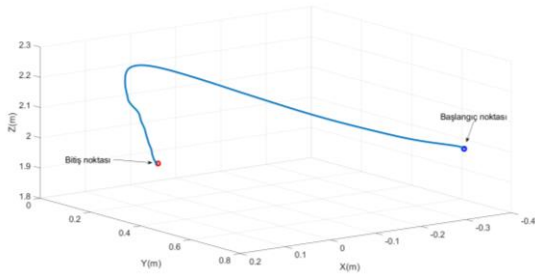
(a) $\|e\|$ (b) λ_a (c) giriş çıkış yüzeyi



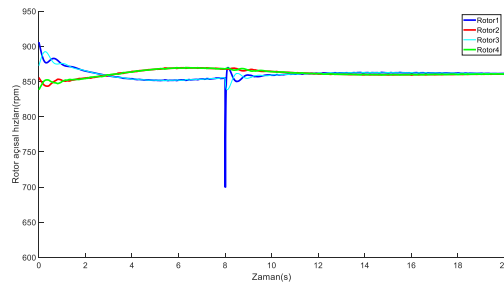
a)



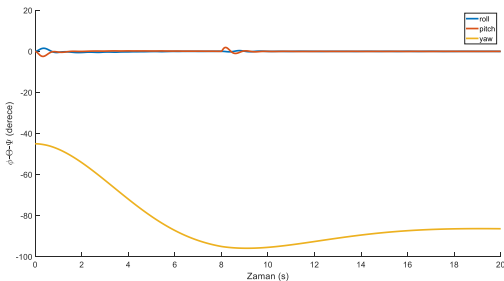
b)



c)



d)



e)

Şekil 5. Senaryo sonuçları

a) Öznitelik yörüngeleri b) Öznitelik hataları
c) Dönerkanat yörüngesi d) Rotor hızları e) RPY açıları

Arıza yakınsayıcı YSA, arızayı 8.02 zaman anında %36.28 LOE yaklaşıklığıyla yakalamakta ve bulanık GS sistemi kısa bir zaman aralığında yeniden yapılandırmaktadır ancak arıza teşhisinde 0.02 saniyelik gecikme, Şekil 5.c'de gösterildiği gibi Rotor 1 hızında ani bir değişikliğe neden olmaktadır. Ayrıca mevcut arıza, Şekil 5.b'de gösterildiği üzere özniteliklerde sürekli durum hatalarına neden olmakta, ancak sistem bir aktüatör arızası altında kabul edilebilir hata değerlerine yakınsamakta ve öznitelikler önemli bir pratik üstünlük olarak kamera görüş alanında tutulmaktadır. Bu ödünleşme, önerilen FTC sisteminin bir zayıflığıdır, ancak öznitelik hatalarını sıfıra yakınsatmak bir FTC sisteminin temel amacıdır. Şekil 5.c'de başlangıç konumu olarak mavi daire ve bitiş konumu olarak kırmızı dairenin gösterildiği İHA yörüngesi ve Şekil 5.e'de dört rotorlu İHA'nın RPY sinyalleri, ani değişimler içermemekte ve güvenilir bir uçuş sistemi için üstünlük sağlamaktadır.

4. Sonuçlar ve Gelecek Çalışmalar

Dönerkanat İHA'lar için arıza teşhisi üzerine yapılan çalışmalar, iç ve dış döngü kontrolcülerinin RPY hareketlerine bağımlılığı nedeniyle genellikle yalnızca IMU veya yerleşik sensör sinyallerini kullanarak dört rotorlu aktüatör arızalarına odaklanır. Literatüre ana katkı olarak, bu çalışmada bir dört rotorlu İHA'nın aktüatör arızasını teşhis etmek için kamera görüntüleri ve görsel özniteliklerinden yararlanılmıştır. Kameralar gibi yardımcı sensörlerden gelen yardımcı sinyallerin kullanılması, donanım yedekliliği gerektirmeden teşhis olasılığını artırabilir.

Önerilen sistem, bir FTC sistemi olarak iki aşamadan oluşmaktadır. İlk olarak, önerilen sistem arıza tespit ve teşhisini bir araya getirerek aktüatör arızalarını yakınsamaktadır. Bu yakınsama için adaylar YSA, ELM, ve LSTM'dir. Rakipler oldukça güçlü olsa da, YSA, en yakın rakibinden dört kat daha küçük olan 0,0120'lik en iyi RMSE metrik performansını göstermiştir. Ardından, özniteliklerin hedefe yakınsaması için bulanık KÇ kullanan aktif bir FTC aşaması tasarlanmış ve uygulanmıştır. Önerilen sistem, gürbüzlüğü göstermek üzere sabit hedef öznitelikler için öznitelik gürültüsü altında test edilmiştir. Sürekli durum öznitelik hataları ortaya çıksa da, sistem iraksamamış ve aktüatör arızalarına karşı yeterli performans göstermiştir. Ayrıca, önerilen aktif FTC sisteminin aktüatör arızaları altındaki hareket karakteristikleri yüksek manevralar içermemesi ve özniteliklerin görüş alanında tutulması sebebiyle oldukça ikna edicidir.

Gelecek çalışmalarda önerilen sistemin gerçek bir dönerkanat İHA üzerinde denenmesi, farklı özniteliklere ve farklı tipte arızalara cevapların araştırılması hedeflenmektedir.

Kaynakça

- [1] F. Chaumette ve S. Hutchinson, "Visual Servo Control. I. Basic Approaches," *IEEE Robot. Autom. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 82–90, 2006,
- [2] F. Chaumette ve S. Hutchinson, "Visual Servo Control. II. Advanced Approaches," *IEEE Robot. Autom. Mag.*, vol. 14, no. 1, pp. 109–118, 2007
- [3] R. Mahony ve T. Hamel, "Image-based visual servo control of aerial robotic systems using linear image features," *IEEE Trans. Robot.*, vol. 21, no. 2, pp.

227–239, 2005

- [4] Z. Ceren ve E. Altug, “Image Based and Hybrid Visual Servo Control of an Unmanned Aerial Vehicle,” *J. Intell. Robot. Syst.*, vol. 65, no. 1–4, pp. 325–344, 2012
- [5] H. Plinval, P. Morin, P. Mouyon, ve T. Hamel, “Visual servoing for underactuated VTOL UAVs: A linear, homography-based framework,” *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 24, no. 16, pp. 2285–2308, 2014
- [6] A. Abdessameud ve F. Janabi-Sharifi, “Image-based tracking control of VTOL unmanned aerial vehicles,” *Automatica*, vol. 53, pp. 111–119, 2015
- [7] D. Zheng, H. Wang, J. Wang, X. Zhang, ve W. Chen, “Toward Visibility Guaranteed Visual Servoing Control of Quadrotor UAVs,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 24, no. 3, pp. 1087–1095, 2019
- [8] H. Xie ve A. F. Lynch, “Input Saturated Visual Servoing for Unmanned Aerial Vehicles,” *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 22, no. 2, pp. 952–960, 2017
- [9] J. Jiang, *Robust model-based fault diagnosis for dynamic systems*, vol. 38, no. 6. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [10] Y. Zhang ve J. Jiang, “Bibliographical review on reconfigurable fault-tolerant control systems,” *Annu. Rev. Control*, vol. 32, no. 2, pp. 229–252, 2008
- [11] G. K. Fourlas ve G. C. Karras, “A survey on fault diagnosis and fault-tolerant control methods for unmanned aerial vehicles †,” *Machines*, vol. 9, no. 9, 2021
- [12] R. C. Avram, X. Zhang, ve J. Muse, “Quadrotor Actuator Fault Diagnosis and Accommodation Using Nonlinear Adaptive Estimators,” *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 25, no. 6, pp. 2219–2226, 2017
- [13] Y. Song, L. He, D. Zhang, J. Qian, ve J. Fu, “Neuroadaptive Fault-Tolerant Control of Quadrotor UAVs: A More Affordable Solution,” *IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst.*, vol. 30, no. 7, pp. 1975–1983, 2019
- [14] S. Haykin, *Neural Networks and Learning Machines*, 3rd ed. Pearson, 2011.
- [15] G. Huang, H. Zhou, X. Ding, ve R. Zhang, “Extreme learning machine for regression and multiclass classification,” *IEEE Trans. Syst. Man, Cybern. B Cybern.*, vol. 42, no. 2, pp. 513–529, 2012.
- [16] S. R. Jang and C. T. Sun, *Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence*. Prentice-Hall, 1997.
- [17] P. I. Corke, *Robotics, Vision and Control; Fundamental Algorithms in MATLAB*, Second Edi. Springer, 2017.
- [18] P. E. I. Pounds, “Design, Construction and Control of a Large Quadrotor Micro Air Vehicle,” The Australian National University, 2007.

Model Tabanlı Tasarım Yaklaşımı ile Deneysel Küçük Jet İHA'lar için Veriye Dayalı İtki Yönlendirme Simülasyon Modeli

A Data-Driven Thrust Vectoring Simulation Model for Experimental Small Jet UAV Vectoring Modeling with Model Based Design Approach

Berkcan Ulcay¹, Okan Erişen², Burak Özcan³, Haluk Altay⁴, Erdinç Altuğ⁵

¹ Mechatronics Engineering Department
Istanbul Technical University, Istanbul
ulcay22@itu.edu.tr

^{2,3,4}Flight Mechanics and Performance Department
Turkish Aerospace, İstanbul
haluk.altay@tai.com.tr
okan.erisen1@tai.com.tr
burak.ozcan4@tai.com.tr

⁵Mechanical Engineering Department
Istanbul Technical University, Istanbul
altug@itu.edu.tr

Özetçe

İtki yönlendirme (thrust vectoring) teknolojisi, özellikle yüksek manevra kabiliyetine ihtiyaç duyan hava araçlarında itki vektörünün yönlendirilmesi yoluyla ek kontrol yüzeyi işlevi sağlar. Bu teknoloji, klasik aerodinamik kontrol yüzeylerinin yeterli olmadığı durumlarda, özellikle düşük hızda veya yüksek hücum açılarında kritik rol oynamaktadır. Bu çalışmada, küçük jet motorlu insansız hava araçları olan DEHA platformu için geliştirilen itki yönlendirme mekanizmasının test platformunun geliştirilmesi ve bu platformdan elde edilen sonuçlar kullanılarak Model Tabanlı Tasarım yaklaşımı ile simülasyon modelinin geliştirilmiştir. Test platformu hava aracı kabiliyetlerini artırmayı düşünülen itki yönlendirme sistemi üzerinde farklı algoritmaların geliştirilmesini sağlamaktadır. Model tabanlı tasarım yaklaşımı ise bu çalışmada daha çok test süreçlerinde model ile deneysel verileri kullanarak uygulanmaktadır. Bu yaklaşım sayesinde kaza kırım ile sonuçlanabilecek düşük hız veya yüksek hücum açılı manevraların, simülasyon ortamında testlerinin yapılmasıyla gerekli tedbirlerin alınması hedeflenmektedir.

Abstract

Thrust vectoring technology provides an additional control mechanism by directing the thrust vector, particularly in aerial vehicles that require high maneuverability. This technology plays a critical role in situations where conventional aerodynamic control surfaces are insufficient, especially at low speeds or high angles of attack. In this study, a test platform was developed for the thrust vectoring mechanism designed for the DEHA platform—an unmanned aerial vehicle equipped with a small jet engine. Using data obtained from this test platform, a simulation model was developed through a Model-Based Design (MBD) approach. This approach aims to enable the testing of maneuvers involving low speed or high angles of

attack—conditions that could otherwise result in crashes—in a simulated environment.

1. Introduction

UAVs (Unmanned Air Vehicles) have significantly evolved from being a simple platform to a flexible system with a wide variety of missions. Thrust vectoring is a critical technology that has allowed this advance by allowing the direction of the engine thrust to be manipulated to improve the maneuverability and control of an aircraft, particularly when classical control surfaces do not work as effectively due to low speed or high angle of attack operation [1,2]. Thrust vectoring can, in some regimes, augment or substitute for conventional aerodynamic surfaces, lessening reliance on "standard" controls.

However, thrust vectoring has been widely researched in large experimental aircraft and has shown great capabilities of super-maneuverability and advanced control [3,4]. Early theoretical work has also stressed the critical nature of vectored thrust toward high-end agility [5]. More recently, the work of propulsion system integration has been brought into light for scaled jet UAVs, where thrust vector for agility has been perceived with the tailless and lateral stability in consideration as well [6]. Despite all of this, the application of thrust vectoring on small, jet-powered UAVs has not been fully realized, largely due to insufficiently experimentally verified three-axis thrust at low throttle settings. This gap challenges accurate propulsion models and high-fidelity flight control systems [2,7].

In order to make up for this, in the current study, mechanical thrust vectoring is employed in small-scale turbojets. Three-axis forces are systematically measured over a range of pitch and yaw nozzle deflections at a fixed throttle, allowing for the construction of a parametric thrust model. The input commands (throttle, pitch, and yaw) are mapped to the output force components (Fx, Fy, Fz), which can be interfaced in model-

based simulation environments for designing, analyzing, and validating the UAV controllers.

A custom-built test stand was used to obtain high-fidelity data. It comprises a dual-axis thrust-vectoring nozzle, supported by two independent servo motors, and mounted on a three-axis load cell, with the nozzle deflection being recorded with angular sensors. The development of a physics-based simulation model that incorporates aerodynamic, propulsion, and thrust vectoring effects is outlined, which enables safe testing and accurate tuning of small jet-powered UAV control strategies, based on these experimental outcomes [7].

This paper introduces a data-driven thrust vectoring method based on three-axis force measurements incorporated into a Model-Based Design model for small jet UAV platforms, filling the gap between basic theory and experimental demonstration.

2. Design

The thrust vectoring test platform was specifically designed to experimentally measure the thrust generated by nozzle deflections. Engine mountings are rigidly connected to the three-axis load cell to measure the thrust force components (F_x , F_y , F_z) transmitted through the structure. The entire system is mounted on an aluminum base plate, providing a rigid structure and minimizing vibration during operation. An angle sensor is mounted on the nozzle to continuously log the pitch and yaw angles of the nozzle in real time. The nozzle is designed using CAD software and actuated by two independent servo motors. This provides decoupled control of the nozzle's pitch and yaw deflections. This configuration allows for systematic mapping of nozzle deflection angles to the resulting force vectors, thereby supporting the validation and calibration of a data-driven simulation model for thrust vectoring dynamics.

2.1. Performing Platform Test

This test is designed to capture and analyze the forces acting along three axes during the operation of the thrust vectoring system, to develop a parametric thrust model. The collected load data is organized and adjusted to reflect the test conditions. By using three input variables — throttle setting, pitch command, and yaw command — the objective is to identify the corresponding thrust force components (F_x , F_y , F_z). The aim is to build a thrust vectoring simulation model from this data and integrate it into aerospace and control system applications.

2.1.1. Test Platform design

The test platform was initially designed using computer-aided design (CAD) software. During the assembly process, several adaptations were required due to manufacturing tolerances and dimensional uncertainties in off-the-shelf components. These modifications were implemented through precision machining. Representative CAD models, along with the finalized mechanical configuration of the platform, are presented in Figure 1.

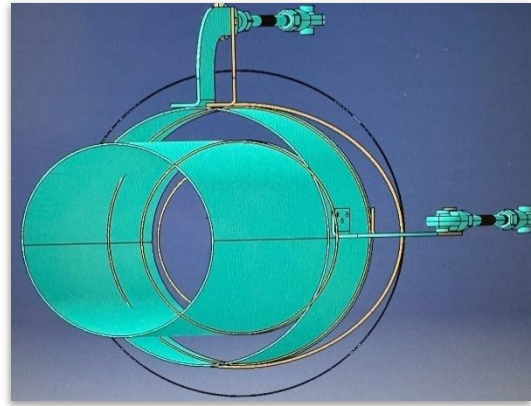


Figure 1. Nozzle Design Using CAD Software

The figure shows the details of 2-DOF nozzle design consisting of the servo arm details to determine the sizes of the aluminum profiles.

Figure 2 shows the manufactured test platform involving the above nozzle design.

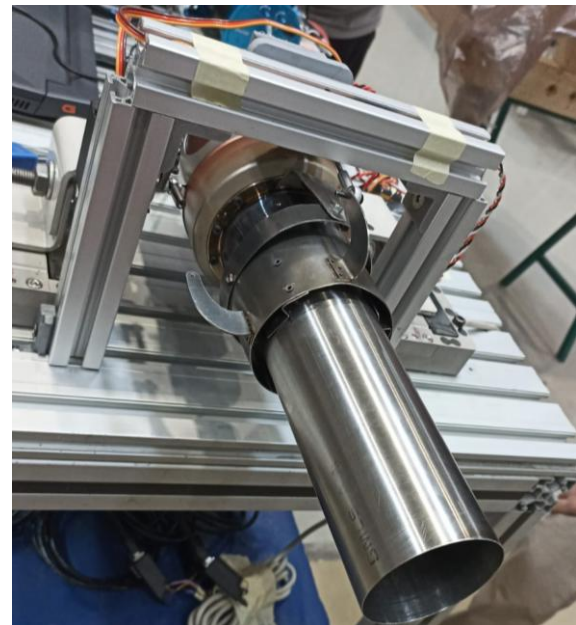


Figure 2. Platform Overview with Components

Figure 2 shows all the components, except the angle sensor, mounted on aluminum profiles. The servos are mounted on special brackets that allow them to slide across the profile grooves to align the servo arms.

A snapshot from the test is given in Figure 3.

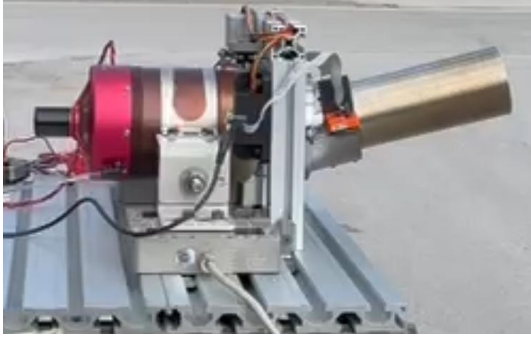


Figure 3. Capture From Test

Figure 3 presents the pitch motion of the nozzle recorded during the testing phase. The angle sensor is also present in the platform attached to the nozzle and records the angle changes.

2.1.2. Test Definition

Reliable data acquisition from the experimental setup was crucial for analysis. All test equipment had been calibrated following established test procedures, and efforts were taken,

2.1.3. Test Results

The thrust force components with varying pitch and yaw values obtained from the platform test are given in Figure 4.

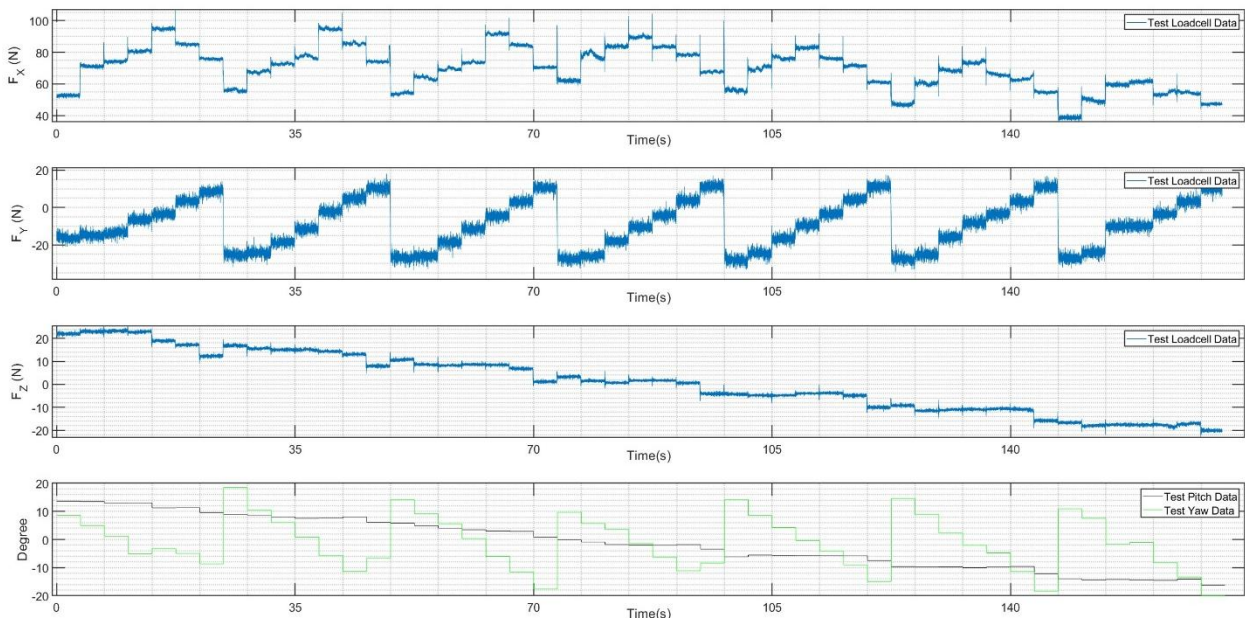


Figure 4. Platform Test Results

2.1. Model Design

The DEHA model (Figure 5) consists of the following:

- Input Block: Generates the inputs for control surfaces, brakes, landing gears, and steering
- OL_Model: Consists of actuators, aerodynamics, environment, engine, mass effects, landing gears, and equations of motion models.
- Scope: Has a collection of necessary scopes for analysis

such as load cell calibration and noise reduction, to minimize the measurement errors.

During the tests, the three-axis load was continuously monitored through LabVIEW. The load data were transferred in a Microsoft Excel file to be post-processed. Concurrently, the engine performance was downloaded from the engine's ECU in real-time using telemetry to a personal computer for real-time health monitoring test runs to ensure everything was running healthy on the engine. Real-time load fluctuations on the load cells were also monitored. A photograph is shown using a setup during the experiment in Figure 3.

Tests were conducted at a steady throttle opening of 55%, and the neutral (Ref. 0° , 0°) position of the nozzle was used as the reference point for all references. Pitch and yaw angles were incrementally adjusted in a range of -15° to $+15^\circ$, every 5° , and held for 5 s for steady-state data acquisitions. For each test sequence, one axis was fixed while the other was swept in discretely spaced steps over its full range. For example, a fixed pitch angle of 0° and a swept yaw angle were used. The pitch angle was then increased by 5° , and the yaw sweep was repeated in a successive cycle. This procedure was repeated until the complete grid of pitch-yaw deflections was covered.

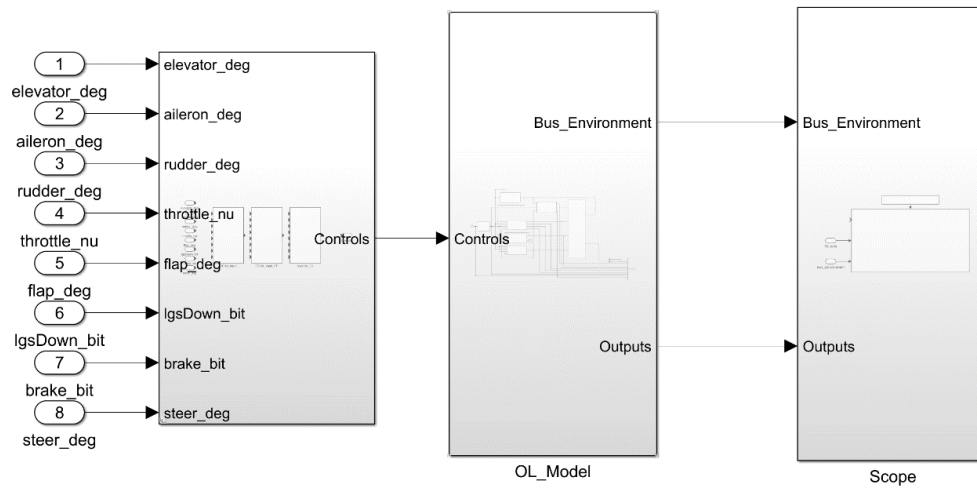


Figure 5. Model Top Overview

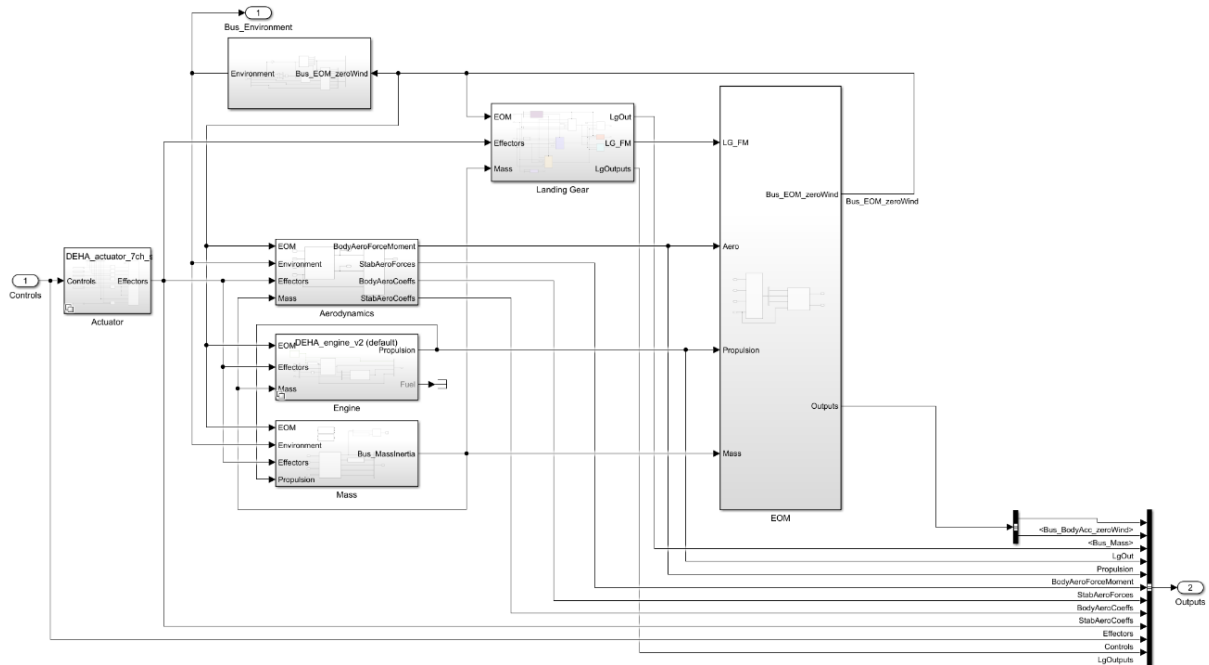


Figure 6. Open-Loop DEHA Model Overview

The Open-Loop Model (Figure 6) is used for simulations started from a given condition (e.g., trim conditions) to achieve simulations without a controller. During the Open-Loop simulations, the “Controls” block only passes the initial surface positions, then passes the deltas as zero. It consists of the following:

- Actuator: 2nd-order model of the control surfaces.
- Aerodynamics: Outputs Aerodynamic Forces and Moments acting on the body axes.
- Mass: The subsystem outputs the dynamic CG location and mass changed by fuel consumption.
- Landing Gear: Outputs forces and moments acting on the body axes.

- Environment: Consists of Delta ISA air characteristics and wind models. This outputs the airspeed data.
- EOM: “The Equations of Motion” block takes the forces and moments acting on the body axes, processes 6-DOF equations, and outputs the “Euler Angles”, “NED Positions”, and “Altitude”.

The engine model (Figure 7) consists of the following:

- Throttle to rpm dynamics (dynamic engine response to the throttle input)
- Altitude and angle of attack effects on the engine thrust
- 3-axis engine force generated by lookup tables.
- Forces and moments generated on the body axis.

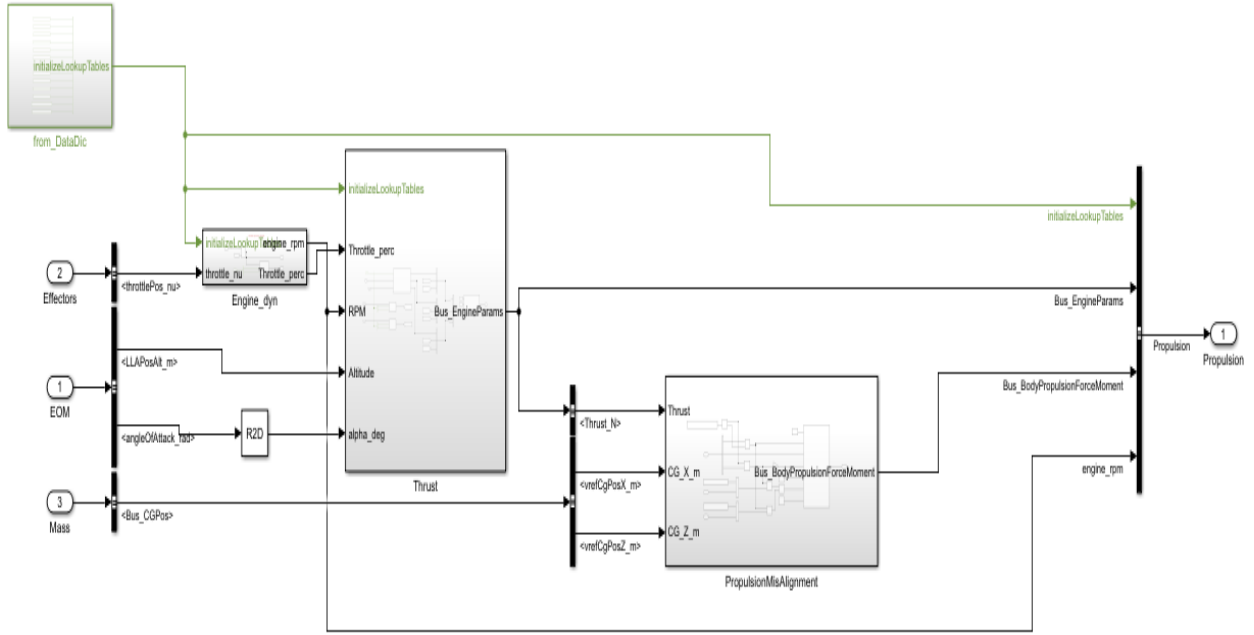


Figure 7. Engine Model Overview

The engine model consists of three lookup tables, each taking the throttle percentage as input and returning the corresponding thrust force components F_x , F_y , and F_z . To account for altitude effects, a correction factor derived from previous studies is applied, representing the reduction in thrust with increasing altitude.

The “*PropulsionMisAlignment*” block then adjusts these forces for the engine installation angle, transforming them into the aircraft body frame and enabling the calculation of the resulting body-axis forces and moments. The equations are given below:

Engine Forces in Engine Frame:

$$F_e = \begin{bmatrix} F_x^e \\ F_y^e \\ F_z^e \end{bmatrix} \quad (1)$$

Body Frame Forces with Engine Mounting Angle α :

$$F_b = R_{\{e \rightarrow b\}} F_e = \begin{bmatrix} \cos \alpha & 0 & \sin \alpha \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \alpha & 0 & \cos \alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x^e \\ F_y^e \\ F_z^e \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$= \begin{bmatrix} F_x^e \cos \alpha + F_z^e \sin \alpha \\ F_y^e \\ -F_x^e \sin \alpha + F_z^e \cos \alpha \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix}$$

Where:

F_x^e, F_y^e, F_z^e : thrust components along the engine’s local axes.

α : engine pitch mounting angle

Body Frame Moments :

Let $r_e = [x_e, y_e, z_e]^T$, be the engine position relative to the UAV center of gravity.

$$M_b = R_e \times F_b = \begin{bmatrix} y_e F_z - z_e F_y \\ z_e F_x - x_e F_z \\ x_e F_y - y_e F_x \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$= \begin{bmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{bmatrix}$$

M_x, M_y, M_z : roll, pitch, yaw moments

The “EOM” subsystem, receiving these forces and moments as inputs, calculates the aircraft states.

4. Results

The developed model was then evaluated using the same input conditions as the physical test. The throttle setting, nozzle angles, and pitch–yaw sweep pattern were replicated exactly,

ensuring a direct comparison. The resulting outputs from the model are presented in Figure 8.

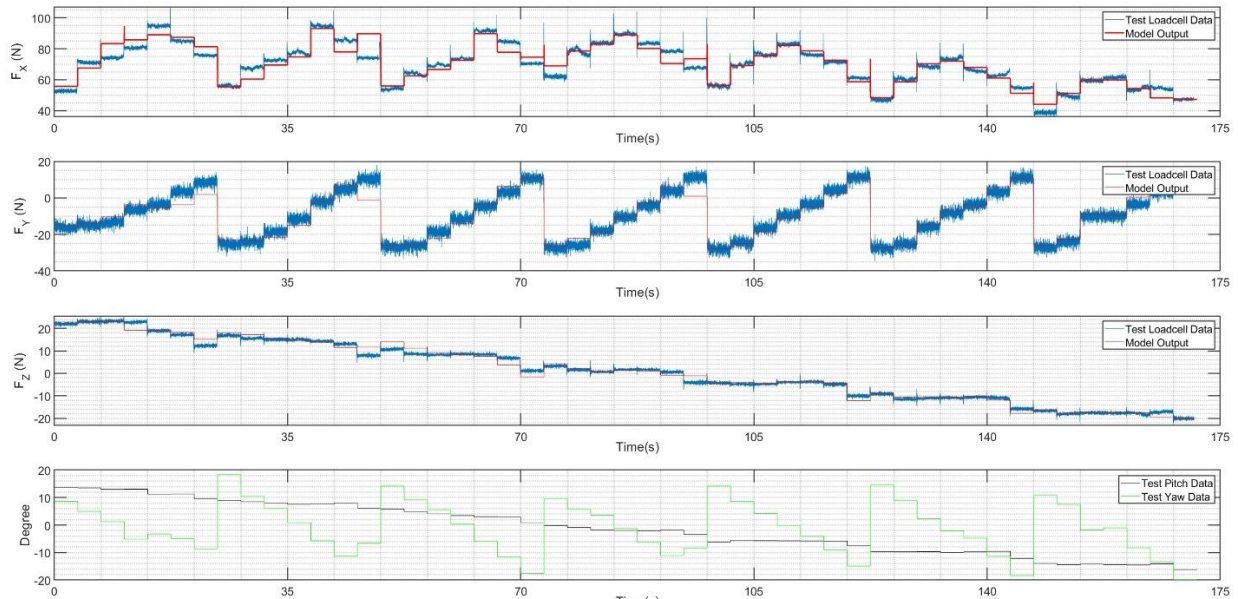


Figure 8. Model vs Test Comparison

Here, it can be seen some outliers at some points throughout the comparison. This is due to the extrapolation behavior of the lookup table blocks. In these points, there are no defined breakpoints for the table. These outliers may be prevented by increasing the number of test points.

An open-loop simulation was conducted in cruise trim conditions. The controller inputs acting on the surfaces were zero for both thrust vectoring enabled and disabled configurations to show the effects of the thrust vectoring nozzle. The throttle was fixed at 55%, and the maneuver involved a transition from level flight to a pitch-down and then pitch-up motion.

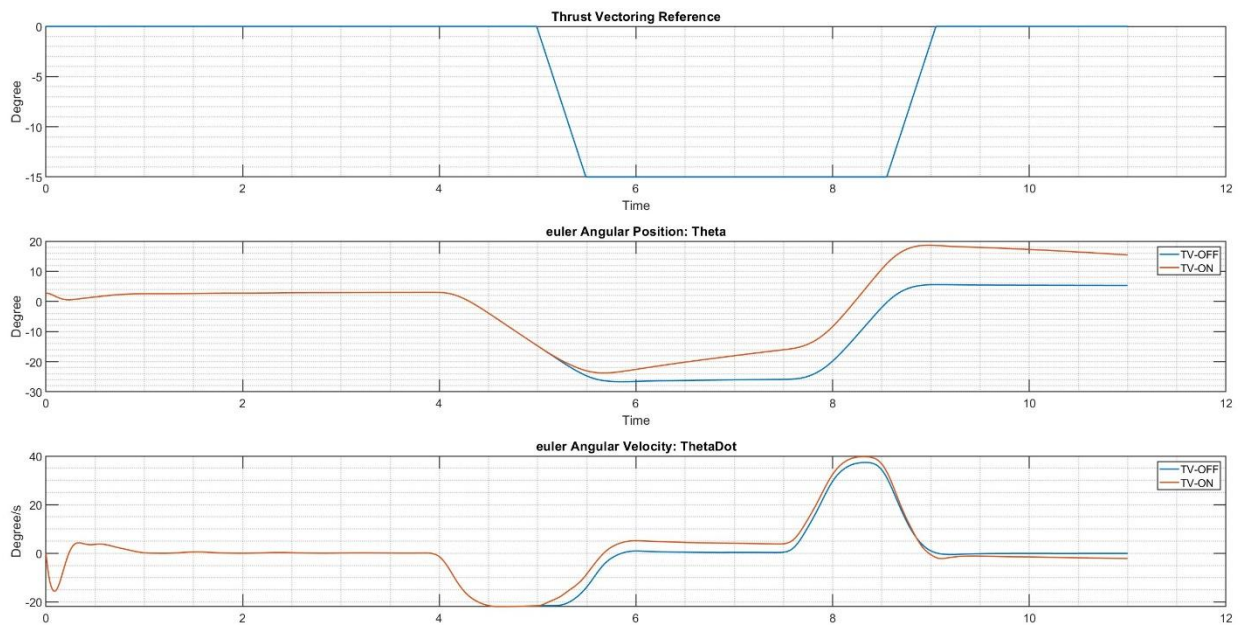


Figure 9. Pitch Maneuver Comparison

Figure 9 demonstrates that the thrust vectoring configuration produces a greater nose-up pitching moment, allowing the aircraft to achieve higher pitch angles under the same control surface input.

5. Conclusion

In conclusion, this study introduces a parametric thrust model based on real engine test data collected across a wide range of nozzle deflections. The testing campaign was systematically designed to explore the thrust response under various pitch and yaw configurations. The experimental results served as the foundation for developing a reliable and accurate model. Utilizing Model-Based Design, the thrust model was seamlessly integrated into simulation and control frameworks, enabling precise thrust prediction and supporting the efficient design of UAV flight controllers.

As future work, the model can be extended to support integrated controller design coupled with aerodynamic control surfaces, further enhancing overall flight performance.

Acknowledgements

The propulsion systems, measurement equipment, sensors, and testing environment used in this study were kindly provided by Turkish Aerospace (TUSAS). I would like to express my sincere gratitude to my colleagues at TAI for their valuable support throughout the study. I am especially thankful to my advisor, Prof. Dr. Erdiç Altuğ, for his continuous guidance and mentorship throughout the project.

Finally, I would like to express my thanks to my wife, Melis Ulcay, for her unwavering support, patience, and encouragement during the entire course of this research.

References

- [1] Friehmelt, H., "Thrust Vectoring and Tailless Aircraft Design: Review and Outlook," AIAA Atmospheric Flight Mechanics Conference, AIAA Paper 1996-3412, 1996.
- [2] L. Madarász, T. Lazar, L. Főző, R. Andoga, V. Gašpar, and T. Karol, "Thrust vectoring nozzle for small turbojet engine in laboratory conditions," in 2012 IEEE 16th International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES), 2012, pp. 247–252.
- [3] Alcorn, C., Croom, M., Francis, M., and Ross, H., "The X-31 aircraft: Advances in aircraft agility and performance," Progress in Aerospace Sciences, Vol. 32, 1996, pp. 377–413.
- [4] Bowers, A. H., and Pahle, J. W., Thrust Vectoring on the NASA F-18 High Alpha Research Vehicle, NASA, Washington, DC, USA, 1996.
- [5] Ghal-Or, B., Vectored Propulsion, Supermaneuverability and Robot Aircraft, Springer, Berlin/Heidelberg, Germany, 1990. doi:10.2514/3.23281
- [6] Bougas, L., and Hornung, M., "Propulsion System Integration and Thrust Vectoring Aspects for Scaled Jet UAVs," CEAS Aeronautical Journal, Vol. 4, 2013, pp. 265–278. doi:10.1007/s13272-013-0076-x
- [7] H. Altay, "A Simulation Model for Experimental Small Jet UAV with Model Based Design Approach," in Proc. of the 11th Ankara Int. Aerospace Conference (AIAC), Ankara, Turkey, Sep. 2021.

Tam Otonom Araçlar İçin SOTIF Uyumlu Nicel Kabul Kriterlerinin Belirlenmesi

Determination of Quantitative Acceptance Criteria in Comply with SOTIF for Fully Autonomous Vehicles

Taylan Özgür Kocahan¹, Mertcan Tezcan¹ Barış İşman²

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik
İstanbul, Türkiye

(taylan.kocahan, mertcan.tezcan)@avl.com

²barisisman@gmail.com

Özetçe

Otonom araç kontrol sistemleri sürücülere destek olma ve trafik kazalarını azaltma gibi avantajlar sunarken, yeni güvenlik problemlerini de ortaya çıkarmaktadır. Sensör sınırlamaları, algılama hataları ve öngörülemeyen çevresel faktörler gibi etkiler, araç seviyesinde zarara neden olabilecek tehlikelere yol açabilir. Bu tehlikelerden doğan risklerinin yönetilebilir seviyede olduğunu ISO21448 ile uyumlu olarak gösterebilmek için, otonom kontrol sistemi güvenliğinin, Amaçlanan Fonksiyonallitenin Güvenliği (SOTIF) çerçevesi aracılığıyla ele alınması gerekmektedir. SOTIF, bu tür karmaşık ve potansiyel olarak tehlikeli koşullar altında otonom kontrol sistemlerinin test edilmesi ve doğrulanması için yapılandırılmış bir yol sunmaktadır. Bu süreçteki önemli bir adım, aracın kabul edilebilir seviyede güvenli şekilde çalışıp çalışmadığını değerlendirebilmek için risk kabul kriterleri oluşturmaktır. Bu çalışmada ISO 21448 SOTIF standardı altında risk kabul kriterlerini ve ilgili doğrulama hedeflerini formüle etmek için senaryo tabanlı bir yaklaşım önermekteyiz. Yöntemimiz, “tetikleyici koşullar”, “fonksiyonel yetersizlikler” ve “sistem tehlikeli davranışları” gibi tehlikeli senaryonun temel unsurlarını nicelleştirerek senaryoya özgü hesaplamaların güvenilir bir şekilde yapılabilmesini sağlamak için bir yöntem önermektedir. Ana hedefimiz, otonom kontrol sistemlerinin en az bir insan sürücü kadar iyi performansla sahip olduğunu SOTIF tarafından kabul edilebilir bir argüman ile destekleyerek göstermektir. Bu amaçla, gerçek kaza verilerine dayalı nicel bir yöntem uygulanmış ve bu yöntem insan sürüş performansını yansıtacak şekilde uyarlanmıştır.

Abstract

While autonomous controlled vehicles offer reducing traffic accidents and assisting human drivers, they also introduce new safety challenges. Issues such as sensor limitations, perception errors, and unpredictable environmental factors can lead to vehicle-level hazards. These challenges highlight the importance of addressing safety through the Safety of the Intended Functionality (SOTIF) framework. SOTIF offers structured guidance for testing and validating autonomous systems under such complex and potentially hazardous conditions. A key step in this process is establishing well-defined acceptance criteria to assess whether the vehicle performs as intended. Following the SOTIF framework also requires a solid validation strategy to set measurable targets that

can confirm the validity of the acceptance criteria. In this study, we propose a scenario-based approach for formulating acceptance criteria and corresponding validation targets under the ISO 21448 structure. Our approach is proposing a method to quantify the core elements of hazardous scenario which are triggering conditions, functional insufficiencies, and hazardous behaviors so that scenario-specific calculations can be made reliably. The main goal is to show that the autonomous vehicle performs at least as well as a human driver. To support this, we apply a quantitative method based on real-world crash data from public databases, adapting it to reflect human driving performance.

1. Giriş

Otonom araç sistemleri, yol güvenliği, trafik akışı ve sürücü desteği açısından büyük iyileştirmeler vaat ederken, beraberinde yeni güvenlik endişeleri de getirmektedir. ISO 26262 Fonksiyonel Güvenlik Standardı, donanım ve yazılım arızalarıyla ilgilenirken sistemin arıza olmaksızın yani tasarlandığı gibi çalıştığı ancak nadir veya beklenmedik durumlara sistem ve kullanıcıyı tehlikeye sokacak şekilde tepki verdiği durumları kapsamaz. İşte tam bu noktada SOTIF standardı olan ISO 21448 devreye girer. SOTIF, sistemde herhangi bir arıza olmadığı durumda sistemin *tehlikeli davranışlara* neden olabilecek *fonksiyonel yetersizlikler* ve *tetikleyici koşullar* için potansiyel tehlike tanımlama, bu tehlikeden doğan riski azaltma ve sistemin tanımlanan sınırlara uyup uymadığının doğrulanmasını gerektirmektedir [1].

SOTIF potansiyel tehlikeli senaryoları belirlemek, bu senaryolar için risk kabul kriterlerini tanımlamak ve sistem davranışının kabul edilebilir güvenlik sınırları içinde kalıp kalmadığını doğrulamak için yapılandırılmış bir yaklaşım uygulanması gerektiğini önermektedir. Ancak, bu çerçevedeki en önemli açık sorulardan biri, *nicel risk kabul kriterlerinin* hem ölçülebilir hem de geçerli bir şekilde nasıl hesaplanacağı ve yapılan hesabın doğruluğuna dair olan *argümantasyondur*. Standart, genel beklentileri özetlemekte, ancak özellikle *nicel risk kabul kriterlerini* tanımlama söz konusu olduğunda ayrıntıları açık bırakmaktadır [2][3].

Bu çalışma, ISO 21448 ile uyumlu *nicel risk kabul kriterleri* ve *doğrulama hedeflerini* tanımlamak için senaryo tabanlı bir yöntem sunmaktadır. Yaklaşımımız her tehlikeli senaryo özelinde hesaplanmak üzere üç parametreye odaklanmaktadır bunlar; riski tetikleyici koşulların sıklığı, sistemin fonksiyonel

yetersizlik olasılığı ve olası tehlikeli senaryoların zararının şiddetidir. Bu unsurlar daha sonra geçerli bir güvenlik ölçütü tanımlamak için gerçek dünya kaza istatistikleriyle sayısal olarak ilişkilendirilir. Amaç, veri odaklı bir şekilde, Seviye 4 otonom sürüş sisteminin operasyonel tasarım alanında en az bir insan sürücü kadar güvenli veya daha iyi performans gösterdiğine dair sistemi test etmek ve argümantasyon oluşturmaktır.

2. İlgili Çalışmalar

Bu bölüm, kabul kriterlerini belirlemede nitel, nicel ve hibrit yöntemlerin avantaj ve dezavantajlarına kapsamlı bir bakış sunmaktadır. Ayrıca, ISO 21448'in risk kabul kriterlerini ve doğrulama hedeflerini nasıl tanımladığını da incelemektedir.

SOTIF, uzman bilgisine dayalı organize akıl yürütme yoluyla bir sistemin güvenliğini değerlendirmeye odaklanan nitel kabul kriterlerini içerir. Hata Modu ve Etki Analizi (FMEA), Hata Ağacı Analizi (FTA) ve Sistem Teorik Süreç Analizi (STPA) gibi önemli yöntemler nitel değerlendirme için elzemdir. Madala[4] ve Hofmeister[2] çalışmalarına göre, nitel kabul kriterlerinin kullanılması, çok fazla nicel bilginin bulunmadığı geliştirimin ilk aşamalarında özellikle etkilidir. Bu kriterler, geliştiricilerin kapsamlı verilere ihtiyaç duymadan organize argümanlar ve güvenlik durumları oluşturarak sistemin farklı çalışma koşullarında nasıl işlediğini analiz etmelerine yardımcı olur. Ancak bu yöntemler, uzman görüşlerine dayalı olduğu için öznel olup uzmanlar arasında değerlendirme farklılıklarına yol açabilir.

Risk kabul kriterlerine yönelik hibrit yaklaşım hem nitel hem de nicel teknikleri birleştirerek güvenliği doğrulamak için daha kapsamlı bir çerçeve sunar. Bu hibrit yöntemlerde, ilk tehlike tanımlama ve temel güvenlik değerlendirmeleri FMEA veya STPA gibi nitel yöntemler kullanılarak gerçekleştirilir; sonraki adımlarda ise ampirik risk verileri, istatistiksel arıza oranları veya senaryoların gerçekleşme olasılıkları gibi nicel bilgiler kullanılır [5]. Bu hibrit teknikler, sistem geliştirme süreci boyunca esneklik: nitel bilgiler erken tasarım seçimlerine yol açabilirken, daha fazla operasyonel veri geldikçe nicel bilgiler doğrulama argümanlarını daha da güçlendirebilir. Hofmeister ve Kinalzyk'e göre, hibrit stratejiler özellikle erken aşamalarındaki sınırlı bilgi ile güçlü nihai doğrulama arasındaki boşlukları kapatmak için faydalıdır. Ancak, nitel ve nicel kanıtların harmanlanması, tutarlılığı sağlamak ve çelişkili sonuçları önlemek için dikkatli bir şekilde ele alınması gereken metodolojik zorluklara yol açabilir [2].

Öte yandan, nicel kabul kriterlerini kullanma yöntemi, nesnel, ölçülebilir ve tekrarlanabilir kanıtlar aracılığıyla güvenlik doğrulamaya odaklanır. Bu genellikle olasılık modelleri, istatistiksel analiz ve ampirik veri toplanmasını içerir. Uzmanların yargısına büyük ölçüde dayanan nitel tekniklerin aksine, nicel yöntem risk kabul kriterlerini olayların sıklığı, risk olasılıkları ve zarar şiddeti dağılımları gibi ölçülebilir ölçütlere dayandırmayı amaçlar. Son çalışmalar, otonom araçlar için yüksek doğrulama standartlarına ulaşmak amacıyla sistem düzeyindeki riskleri ölçülebilir parçalara ayırmanın önemini vurgulamıştır. Örneğin Putze, koşullu olasılıkların parçaları olarak maruz kalma, tetikleyici koşullar ve tehlike oranlarını içeren bir risk hesaplama yöntemi önermektedir [5]. Benzer şekilde Gelder, ISO 26262 ve ISO 21448 standartlarıyla uyumlu gerçek dünya sürüş durumlarını kullanarak otonom sürüş sistemleri için riskleri sistematik olarak ölçen, verilerle yönlendirilen bir çerçeve sunmuştur [6].

Yu [7] tarafından sunulanlar gibi risk dökümü modelleri, SOTIF için nicel gereksinimlerin, algılama sistemlerindeki belirsizliklerin (yanlış negatifler, yanlış pozitifler ve durum tahminindeki hatalar gibi) olasılıksal yöntemlerle dikkatlice incelenmesiyle oluşturulabileceğini göstermektedir. Araştırması, ISO 21448'de nicel metriklerin bulunmamasının, özellikle algı unsurları için simülasyonlara dayalı belirli kabul kriterlerinin oluşturulmasını gerektirdiğini ortaya koymaktadır.

Ayrıca, GIDAS gibi gerçek dünya kaza verilerini kullanan Babisch ve meslektaşları [8], kritik durumlar için maruz kalma, kontrol edilebilirlik ve zarar şiddeti dağılımlarını ölçen, kazalara dayalı riskleri nicelleştirmek için bir yöntem geliştirdiler. Veri tabanlı bulgularına dayanan bu yaklaşım, operasyonel tasarım alanları içindeki istatistiksel olarak kaydedilen olay sıklıklarına dayalı olarak kabul kriterlerinin ayarlanmasını sağlayarak oluşturulan argümantasyonun nesnellikliğini artırır.

Risk kabul kriterlerinin nicel teknikler kullanılarak değerlendirilmesi, özellikle seviye 4 otonom sürüş sistemlerinin doğrulanması söz konusu olduğunda, nitel ve hibrit yöntemlere kıyasla belirgin ve dikkate değer avantajlar sunmaktadır. Bu makale, seviye 4 otonom araçlar için *nicel risk kabul kriterlerinin* hesaplanmasına odaklanmaktadır.

3. SOTIF Risk Yönetim Yaşam Döngüsü

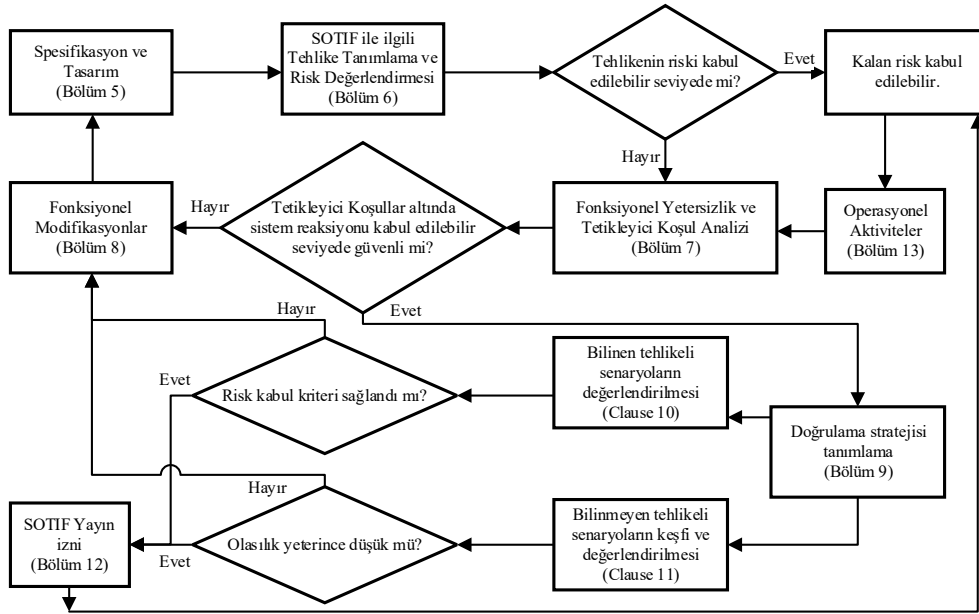
3.1. Standard Analizi

Bu bölüm, SOTIF ile uyumlu olarak seviye 4 otonom bir aracı operasyonel faza geçirebilmek için gerekli mühendislik süreçlerini tanımlamayı amaçlayan ISO 21448'in ayrıntılı bir analiziyle başlıyor. Ardından, *nicel risk kabul kriterlerinin* belirlenmesine odaklanmaktadır.

Şekil 1, SOTIF risk yönetimi çerçevesinin mantıksal akışını göstermektedir. Döngü, "Spesifikasyon ve Tasarım" olarak adlandırılan 5. Bölüm ile başlar. ISO 21448'de spesifikasyon ve tasarım belgeleri, sistemin *amaçlanan fonksiyonallitesi* ve performans beklentilerini tanımlayarak, sonraki tüm geliştirme faaliyetleri için temel oluşturur. Sistemin amaçlanan fonksiyonallitenin, operasyonel sınırlarının ve performans beklentilerinin açıkça tanımlanmasını ve belgelenmesini sağlar. Bunlar, geliştirme yaşam döngüsü boyunca yeni potansiyel *fonksiyonel yetersizlikler* ve *tetikleyici koşullar* tespit edildiğinde sürekli olarak güncellenmesi gereken canlı belgelerdir [9].

Sistemin araç seviyesi işlevleri açıklandıktan sonra, ISO 21448'in 6. bölümü, sistemde herhangi bir arıza olmadığı durumlarda tasarlandığı şekilde çalışmasına rağmen gerçekleşebilecek *tehlikeli davranışların* belirlenmesine odaklanır. Döngünün ilk döngüsünde bu belirleme, *fonksiyonel yetersizlikler* ile *tetikleyici koşullardan* kaynaklanan olası *tehlikeli davranışları* hakkındaki deneyim ve sistem uzmanlığına dayanır. 6. bölüm, tehlikeli davranışların nedenlerini değil, yalnızca güvenlik açısından sonuçları ele aldığından [8], bilinen tehlikeli senaryoların sayısı sürecin bu aşamasında sınırlıdır ve henüz keşfedilmemiş bilinmeyen tehlikeli senaryolar dahil değildir. Tehlikeli davranışların nedenleri, 7. bölümde [10] daha ayrıntılı olarak analiz edilmektedir.

Tehlikeli senaryo üç ana bileşenden oluşmaktadır bunlar; tehlikeli davranış, tetikleyici koşul ve fonksiyonel yetersizliktir.



Şekil 1: SOTIF geliştirme yaşam döngüsü

Bu bileşenlerden oluşan tehlikeli senaryolar 6. bölümde tanımlanmıştır. Ardından bu senaryolar için Tehlike Analizi ve Risk Değerlendirmesi (HARA), Zararın Şiddeti (C) ve Kontrol Edilebilirlik (S) açısından uygulanır. Belirli tehlikeli senaryoların riske yol açmadığı gösterilirse ($C = 0$ ve $S = 0$), bu senaryolar için standardın kalan kısmı uygulanmaz ancak bunun dışında kalan her *tetikleyici koşul* için bir *risk kabul kriteri* tanımlanmalıdır. SOTIF yinelemeli bir geliştirme döngüsü olduğundan, süreç en az bir kez daha tekrarlanmalıdır. Bu ilk döngüde, 6. bölümden belirlenen senaryo sayısı sınırlıdır ve 8. bölümdeki sistem değişikliklerinden sonra bazı senaryolar artık SOTIF kapsamında olmayabilir, bu nedenle *risk kabul kriterlerinin* tanımlanmasını bir sonraki döngüye kadar ertelemek, *tetikleyici koşullardan* ve *fonksiyonel yetersizliklerden* kaynaklanan *bilinmeyen tehlikeli senaryoları* keşfedip dahil etikten sonra daha eksiksiz bir senaryo kümesiyle çalışmak adına makul olacaktır [11].

SOTIF'in 7. bölümünde, *fonksiyonel yetersizliklerin* ve *tetikleyici koşulların* tespit analizini uygulamak için yapılandırılmış bir yaklaşım geliştirilmesini önermektedir. Bu yaklaşım, önceki projelerden, profesyonel uzmanlıktan ve gerçek dünya deneyimlerinden elde edilen bilgilerden yararlanabilir. Bu analizin temel amacı, spesifikasyondaki boşlukları ve sistemin hangi noktalarda başarısız olabileceğini belirlemektir. Bu nedenle, *fonksiyonel yetersizlikle birlikte bilinmeyen tehlikeli senaryolara* yol açabilecek *tetikleyici koşulları* keşfetmek için sistemin tanımlanmış operasyonel tasarım alanı içindeki tepkilerinin analiz edilmesi gerekir. Yapılandırılmış bir yaklaşım geliştirmek de standartta açıkça tanımlanmayan bir konudur, ancak bu kısım bu çalışmanın kapsamına girmemektedir [12].

Bir sonraki aşama olan 8. bölümde, 7. maddede keşfedilen tehlikeli senaryolar önceki geliştirme adımlarına dahil edilmeli ve bu, geliştirme döngüsünün ikinci yinelemesinin başlatıldığı nokta olmalıdır. Sistem spesifikasyonu ve tasarımı, 7. bölümde tanımlanan bilinmeyen tehlikeli senaryolardan ve 6. bölümdeki deneyime dayanarak oluşturulan tehlikeli senaryolardan kaynaklanan riski azaltmak için güncellenmelidir. Mühendislik değişikliklerinden sonra, tehlikeli senaryodan kaynaklanan risk

hala makul değilse ($C > 0$ ve $S > 0$), kalan her tetikleyici koşul için iyi oluşturulmuş bir gerekçe aracılığıyla bir *risk kabul kriteri* tanımlanmalıdır [7].

Bölüm 9, doğrulama stratejisi tanımlanmasını açıklar. Sistemin SOTIF ile ilgili tehlikeler nedeniyle makul olmayan bir risk oluşturmadığını göstermek için argümantasyon oluşturmak çok önemlidir. *Doğrulama hedefleri*, *risk kabul kriterlerine* nicel olarak bağlıdır ve uygulanan tasarım değişiklikleri ve güvenlik önlemlerinin riski yeterince azaltıp azaltmadığını ve kalan riskin kabul edilebilir olup olmadığını değerlendirmek için kıstas görevi görür. Artakalan riskin yeterince düşük olduğu ve doğrulama kriterlerinin aracın artakalan risk için kabul edilebilir eşikleri karşıladığını test sonuçları ile gösterildiğinde, sistem operasyonel aşamaya geçebilir [6].

Bölüm 10 bilinen tehlikeli senaryolar için farklı koşullarda kapsamlı testler yapılmasını gerektirirken, Bölüm 11 öngörülme senaryoları keşfetmek için rastgele test, uç durum keşfi ve simülasyon yöntemlerini önerir [10]. Bahsedilen geliştirme adımları tamamlandıktan sonra sistem ISO 21448 ile uyumlu bir şekilde operasyon aşamasına geçiş yapabilir. Bu çalışmada ilgili adımlar içerisindeki en kritik açık nokta olan *risk kabul kriteri* hesaplanması için senaryo özelinde uygulanabilecek bir yöntem önermektedir.

3.2 Risk Kabul Kriterleri

ISO 21448'e göre risk kabul kriterleri iki ana noktayı dikkate alır: ilki yasal ve endüstriyel düzenlemeler, ikincisi ise yeni tanıtılan bir fonksiyonun riski olup, bu riskin maruz kalabilecek kişiler tarafından kabul edilebilir olup olmadığıdır. Buradaki önemli nokta, eğer nicel bir kriter seçilirse, bunun geçerli bir gerekçeyle desteklenmesi gerektirir. Bu noktada şu soru gündeme gelebilir: "*Geçerli gerekçe nedir?*"

Bu bağlamda, risk kabul kriterlerinin tanımlanmasında geçerli gerekçeler olarak risk yönetimi çerçeveleri kullanılabilir. ISO 21448, kabul kriterlerinin oluşturulmasında esneklik tanımlanmıştır; ancak bu kriterlerin güvenilir ve ikna edici bir gerekçeyle desteklenmesi şarttır. Söz konusu

çerçeveler, artık riskin tolere edilebilir olup olmadığını ya da yeterince azaltılıp azaltılmadığını değerlendirmek için yapılandırılmış ilkelere dayalı sistematik bir yaklaşım sunar.

Aşağıda, literatürde sıkça atıf yapılan geçerli gerekçe sağlayabilecek prensiplerin kısa açıklamaları verilmiştir:

MEM (Minimum Endogenous Mortality): Bu yaklaşım, kabul edilebilir riski genel nüfusta gözlemlenen en düşük ölüm oranıyla karşılaştırarak tanımlar.

ALARP (As Low As Reasonably Practicable): Risklerin değerlendirilmesinde, ilave azaltımların makul bir çaba ve maliyetle gerçekleştirilip gerçekleştirilemeyeceği dikkate alınır. Eğer risk zaten kabul edilebilir bir seviyedeysen ve daha fazla azaltım güvenlik kazanımına kıyasla orantısız kaynak gerektiriyorsa, bu ilave önlem gerekli olmayabilir.

GAMAB (Globalement Au Moins Aussi Bon): Bu ilke, yeni sistemi hâlihazırda var olan bir sistemle – genellikle insan sürücüsüyle – karşılaştırır. Yeni sistem, benzer koşullarda mevcut sistemden daha fazla risk oluşturmuyorsa kabul edilebilir olarak değerlendirilir.

ISO 21448 analizine dayanarak, bu çalışmada kabul kriterlerinin hesaplanmasında GAMAB yaklaşımı benimsenmiştir. Önerilen metodoloji, insan sürüş performansını referans alarak kabul kriterlerinin türetilmesi için gerçek kaza istatistiklerine dayanmaktadır. Bu doğrultuda, test edilen sistemin en az bir insan sürücüsü kadar güvenli tercihen daha güvenli olduğunun gösterilmesi hedeflenmiştir. Bu yaklaşım hem GAMAB ilkesine doğrudan uyumluluk göstermekte, hem de gerçek trafik verileriyle desteklendiği için ISO 21448 çerçevesi içinde geçerli ve gerekçelendirilmiş bir kanıt niteliği taşımaktadır.

4. Hesaplama Metodu

4.1 Küresel Risk Kabul Kriteri (A_H)

Gerçek dünya senaryolarındaki küresel operasyonel riskleri temsil eden bir kabul kriteri oluşturmak amacıyla çeşitli resmi trafik güvenliği ve kaza veri tabanlarından yararlanılabilir. Kanada Ulaştırma Bakanlığı'na bağlı National Collision Database (NCDB), Kanada genelindeki kara yolu trafik kazalarına ilişkin ayrıntılı bir özet sunmaktadır [13]. Küresel ölçekte ise Organisation for Economic Co-Operation and Development (OECD) yol kazaları veri tabanı, OECD ülkeleri arasında tutarlı yol güvenliği istatistikleri toplayarak ülkeler arası kaza oranlarının ve trafik güvenliğinin karşılaştırılmasına olanak tanır [14]. Amerika Birleşik Devletleri'nde National Highway Traffic Safety Administration (NHTSA) ve Traffic Safety Facts (TSF), kazaların türüne, şiddetine ve nedenlerine göre sınıflandırılmış kapsamlı ulusal kaza verilerini içermektedir [15]. Bu veri kaynakları, küresel risk kabul kriterinin oluşturulması için güçlü bir temel sunar.

ISO 21448, NHTSA ve OECD gibi ulusal yol güvenliği kuruluşlarından toplanan trafik verilerinin, sürücüler için standart bir kaza oranı belirlemek amacıyla nasıl kullanılabileceğini tarif etmektedir. Bu çalışmada önerilen metodolojinin örneklenmesi amacıyla NCDB verileri kullanılmıştır. Şekil 2'de, Kanada için küresel kabul kriteri hesaplama adımları gösterilmektedir [16][17].

Söz konusu kriter, bir sene içerisinde sürücüler tarafından kullanılan araçların Kanada'daki birim kilometre başına ulaşabildiği çarpışma oranını somut bir şekilde ortaya koymaktadır. Seviye 4 otonom sürüş sistemleri için bu kriterin

en azından eşdeğeri, ideal olarak ise altında bir risk seviyesi göstermesi beklenir. Bu eşik değerin altında performans gösterilmesi, seviye 4 otonom aracın yalnızca insan sürücüsü güvenlik seviyesini yakalamakla kalmadığını, aynı zamanda bu beklentiyi aştığını göstermek için kullanılabilir. Bu da sistemin kamuya açık yollarda kullanıma sunulabilmesi açısından önemli bir gerekçelendirme sunar.

4.2 Senaryo Tabanlı Doğrulama Hedefi

Toplam çarpışma sayısının toplam kat edilen kilometreye oranı dikkate alınarak yapılan doğrulama, otonom sürüş sistemlerinin güvenliğini belirlemek için veri odaklı bir yaklaşım sunsa da bu yöntemin Seviye 4 otonom sistemlere doğrudan uygulanabilirliği sınırlıdır. Tamamen istatistiksel ve nicel bir yaklaşım benimsendiğinde, bir otonom sistemin kabul kriteri olan A_H değerinin altında bir risk seviyesine sahip olduğunu doğrulamak için milyonlarca kilometrelik hatasız işletim gerekebilir. Bu tür bir testin kamuya açık kara yollarında gerçekleştirilmesi, zaman ve operasyonel maliyetler açısından gerçek dünyada uygulanabilir değildir ve aşırı derecede zaman alıcıdır.

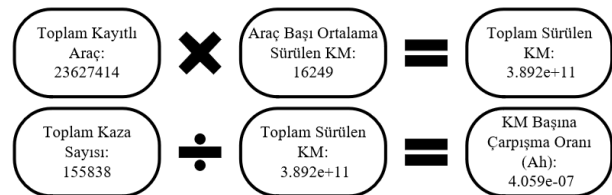
Bu nedenle, küresel risk kabul kriterinin belirli bir senaryo için pratik biçimde geçerli olabilmesi adına hem A_H ile izlenebilirliği bulunan hem de sınırlı bir doğrulama çerçevesi içinde gerçekleştirilebilir nitelikte bir *doğrulama hedefi* tanımlanmalıdır.

Seviye 4 otonom araç sistemleri için uygulanabilir bir güvenlik argümanını mümkün kılmak amacıyla bu çalışma, küresel kabul kriterini senaryo seçimine dayalı yapısal ayrıştırma yoluyla *doğrulama hedefine* dönüştüren geliştirilmiş bir yöntem sunmaktadır.

ISO 21448'in Ek C bölümünde, küresel kabul kriterinden senaryoya özgü uygulanabilir bir *doğrulama hedefi* türetmek amacıyla tehlikeli davranış oranının (R_{HB}) hesaplanması önerilmektedir. Bu hesaplama Denklem 1 ile gösterilmektedir. (R_{HB}) değerinin hesaplanabilmesi için aşağıda paylaşılan parametrelerin dikkate alınması tavsiye edilmektedir. Bu parametreler; tehlikeli davranışa maruz kalma olasılığı ($P_{E|HB}$), maruz kalınan tehlikeli davranışın kontrol edilememesi olasılığı ($P_{C|E}$) ve tespit edilen tehlikeli davranış sonucunda ortaya çıkan şiddetin dağılımı ($P_{S|C}$) olarak tanımlanmaktadır. Belirtilen tanımlar standardın metninden çıkarılabilse de bu parametrelerin hesaplanma yöntemleri tanımlanmamış ve yoruma açık bırakılmıştır.

$$R_{HB} = \frac{A_H}{P_{E|HB} \cdot P_{C|E} \cdot P_{S|C}} \quad (1)$$

Bu öneri doğrultusunda, çalışmamız küresel kabul kriterinden senaryoya özgü bir doğrulama hedefi türetmek amacıyla ($P_{E|HB}$) ve ($P_{S|C}$) olasılıklarının hesaplanmasına yönelik bir yöntem sunarak devam etmektedir. ($P_{C|E}$) parametresinin hesaplanması ise bu çalışmanın kapsamı dışındadır.



Şekil 2: Küresel kabul kriteri hesaplaması

Senaryoya özgü ($P_{E|HB}$) değerini hesaplayabilmek için tehlikeli senaryolar üç farklı parametreye ayrıştırılmış ve bu parametrelerin çarpımı yoluyla senaryoya özgü ($P_{E|HB}$) değeri elde edilmiştir. Bu çalışmada tanımlanan parametreler sırasıyla: Tetikleyici Duruma Maruz Kalma Olasılığı (PTC), Fonksiyonel Yetersizliğe Maruz Kalma Olasılığı (PFI) ve Tehlikeli Senaryoya Maruz Kalma Olasılığı (PHS) olarak belirlenmiştir. Bu doğrultuda, ($P_{E|HB}$) için önerilen hesaplama yöntemi Denklem 2’de verilmiştir.

$$P_{E|HB} = PTC \times PFI \times PHS \quad (2)$$

4.3 Örnek Tehlikeli Senaryo

Sunulan parametrelerin nicel olarak daha iyi anlaşılabilmesi adına bir tehlikeli senaryo ayrıştırması örneği üzerinden metodoloji uygulanmış ve sonuçları paylaşılmıştır. Bu örnek; senaryo tabanlı bir SOTIF doğrulama yaklaşımının, özellikle sisli hava koşullarında algılamadaki yetersizliklere odaklanarak, boylamsal mesafe kontrol fonksiyonu üzerinde nasıl uygulandığını göstermektedir. Tehlikeli senaryo ayrıştırması Tablo 1’de gösterilmektedir.

($P_{S|C}$) hesabı için NCDB istatistiklerinden yararlanılmıştır. İlgili çarpışma konfigürasyonları filtrelendikten sonra, önden çarpışma durumunda meydana gelen yaralanma ve ölüm sayıları dikkate alınmıştır. Ölüm sayısının, toplam yaralanma ve ölüm sayısına oranlanmasıyla ($P_{S|C}$) değeri %0,341 olarak elde edilmiştir. Hesaplama kullanılan formül Denklem 3’te verilmiştir.

$$P_{S|C} = \frac{\text{Number of fatalities}}{\text{Number of fatalities} + \text{Number of Injuries}} \quad (3)$$

Otonom sürüş sistemlerinde tehlikeli davranışların tetiklenmesine neden olabilecek çevresel maruziyetlerin olasılıksal tahminini desteklemek amacıyla, ISO 21448’in Ek C bölümünde yağmur, kar ve düşük görüş gibi hava koşullarına ilişkin temsil edici dağılımlar sunulmuştur [8]. Bu veriye göre, bu örnekteki PTC olan sisli hava durumu, tüm sürüş operasyonlarının %5’inde gerçekleşmektedir.

Algılama modülüne ait teknik veri setinde belirtilen performans gereksinimleri, fonksiyonel yetersizlik olasılığının belirlenmesinde temel alınmaktadır. Bu gereksinimler genellikle yanlış pozitif, yanlış negatif oranları, nesne tespit doğruluğu, sınıflandırma hassasiyeti ve sensör füzyon güvenilirliği gibi nicel performans göstergelerini içerir. Bu doğruluk değerleri, algılama sisteminin sürüş ortamını hatalı yorumlama olasılığını temsil eden dolaylı bir ölçüt olarak değerlendirilir. Bu çalışmada, PFI olarak yanlış negatif nesne algılaması ele alınmış ve bu değer %5 olarak kabul edilmiştir. Bu oran, piyasada yaygın olarak kullanılan algılama sistemlerinin doğruluk oranlarının ortalaması dikkate alınarak belirlenmiştir.

PHS, HARA süreci boyunca oluşturulan tehlikeli senaryo kataloğu kullanılarak hesaplanmaktadır. Bilinen her tehlikeli senaryo, HARA çerçevesi içinde ayrı ayrı analiz edilmekte ve ilgili senaryonun zarar ile sonuçlanıp sonuçlanmadığı belirlenmektedir. Zarar ile sonuçlanan senaryolar için, araç seviyesi tehlikeler senaryoya özgü olarak tahsis edilmektedir. PHS değeri, analiz edilen tüm tehlikeler için toplam operasyonel senaryolar ile “Yetersiz veya gerçekleşmeyen yavaşlama” tehlikesi ile eşleşen operasyonel senaryoların oranını belirleyen veri odaklı bir yaklaşımla tahmin edilmektedir.

Bu çalışmada örnek senaryo kapsamında, tehlikeli davranış “Yanlış negatif algılama nedeniyle kaçırılan servis freni talebi”, araç seviyesi tehlike ise “Yetersiz veya gerçekleşmeyen yavaşlama” olarak tanımlanmıştır. Geliştirilen senaryo kataloğunda toplam 302 bilinen tehlikeli senaryo yer almakta olup, bunlardan 17 tanesi “Yetersiz/gerçekleşmeyen yavaşlama” ile ilişkilidir. Bu doğrultuda, 17’nin 302’ye oranlanmasıyla PHS değeri %5,62 olarak hesaplanmıştır.

Bu yöntem, fonksiyonel güvenlik sürecine dayalı olarak ve ISO 26262 kapsamında yer alan senaryo tabanlı tehlike tanımlama teknikleri ile uyumlu şekilde, risk maruziyetinin sistematik ve şeffaf biçimde nicel olarak değerlendirilmesini sağlar. Senaryoya özgü ($P_{E|HB}$) değerinin hesaplanabilmesi için, PTC, PFI ve PHS’ye ait elde edilen değerler Denklem 4’te verilmiştir.

$$P_{E|HB} = 0,05 \times 0,05 \times 0,0562 \quad (4)$$


Örnek senaryo için (R_{HB}) değeri elde edilen ($P_{S|C}$) ve ($P_{E|HB}$) değerlerinin elde edilmesiyle Denklem 5’te gösterildiği şekilde hesaplanabilir.

$$R_{HB} = \frac{4,059e-07}{1,405e-04 \times 3,41e-03} \quad (5)$$

SOTIF standardına göre, tehlikeli davranış oranı (R_{HB}) hesaplandıktan sonra, bu oran ölçülebilir bir *doğrulama hedefine* dönüştürülmelidir. Bu dönüşüm, kabul edilebilir risk seviyesi ile gerekli doğrulama çabası arasındaki ilişkiyi tanımlayan bir formül aracılığıyla gerçekleştirilir. Doğrulama hedefi (τ), sistemin tetikleyici koşul altında araç seviyesinde zarar oluşturmaksızın çalışması gereken minimum mesafeyi veya süreyi tanımlar. Standartta *doğrulama hedefi* (τ) için verilen formül Denklem 6’da gösterilmiştir. Bu formülde: λ hesaplanan (R_{HB}), α istatistiksel güven seviyesi olarak tanımlanmıştır [8].

$$\tau = -\frac{\ln(1-\alpha)}{\lambda} \quad (6)$$

Tablo 1: Tehlikeli Senaryo Analizi

	
Senaryo Açıklaması	Ego(mavi) aracı, önündeki aracı güvenli takip mesafesini koruyarak kendi şeridinde seyir halindeyken, bitişik şeritte bulunan bir hedef araç, ego aracının görüş (algılama) menzili içerisinde aniden ego aracının şeridine geçiş yapar.
Tetikleyici Koşul	Sisli hava koşulu
Fonksiyonel Yetersizlik	Algılama Modülü – %95 Nesne Tespit Doğruluğu:
Tehlikeli Davranış	Yanlış negatif algılama nedeniyle kaçırılan servis freni talebi
Araç Seviyesi Tehlike	Yetersiz veya gerçekleşmeyen yavaşlama
Zarar	Önden Çarpışma

Denklem 5'te hesaplanan (R_{HB}) değerinin denklem 6 da yerleştirilmesi sonucunda, *doğrulama hedefi*, tanımlanan tehlikenin meydana gelmediği senaryoya özgü 4,62 kilometrelik tetikleyici koşul maruziyetinde araç seviyesinde zararın oluşmadığı test gerekliliği olarak tanımlanmıştır.

Bu hedef, %98 istatistiksel güven seviyesiyle elde edilmiş olup, SOTIF gerekliliklerine uyumu garanti altına almak amacıyla tanımlanmıştır. Buna ek olarak ortaya koyduğumuz metodoloji, aynı araç seviyesi tehlikeye karşılık gelen 17 farklı operasyonel varyantı da dikkate almakta ve bu varyantların her biri özel senaryo testleriyle aynı mesafeyi sağlayacak şekilde doğrulanmalıdır. Bu sistematik yaklaşım, gerçek dünya senaryolarında fonksiyonel yetersizlik kaynaklı tehlikelerin nicel olarak değerlendirilmesini mümkün kılmaktadır. Ayrıca, ISO 21448 ile uyumlu olasılıksal kapsam modellerinin güvenlik argümanlarını desteklemek üzere nasıl kullanılabileceğini ortaya koymaktadır.

5. SONUÇ

Bu çalışma, ISO 21448 SOTIF standardı kapsamında, nicel risk kabul kriterlerinin belirlenmesi ve senaryoya özgü doğrulama hedeflerinin türetilmesi için veri temelli, uygulanabilir bir metodoloji önermektedir. Mevcut standart, bu tür kriterlerin hesaplanmasına yönelik doğrudan bir formülasyon sunmamakla birlikte, kabul edilebilirlik gerekçesi olarak GAMAB prensibini işaret etmektedir. Bu ilkeye göre, geliştirilen sistemin güvenlik seviyesi, benzer koşullarda bir insan sürücünün performansını en azından karşılamalıdır. Önerilen yaklaşım da geçerliliğini bu ilkeye dayandırmakta ve güvenlik argümanını kamuya açık kaza istatistiklerine bağlamaktadır.

Çalışmada, GAMAB ilkesini sayısal olarak uygulayabilmek için Kanada Ulusal Çarpışma Veritabanı'ndan (NCDB) elde edilen verilerle örnek bir tehlikeli senaryo analiz edilmiştir. Tetikleyici koşul, fonksiyonel yetersizlik ve araç seviyesi tehlikeden oluşan bu senaryo üzerinden, senaryoya özgü bir tehlikeli davranış oranı (R_{HB}) hesaplanmış ve bu oran, SOTIF doğrulama stratejileriyle uyumlu şekilde *doğrulama hedefine* dönüştürülmüştür.

Önerilen yaklaşım sayesinde, 2,46 milyon km'lik küresel risk kabul kriteri ISO 21448 kapsamında uyumlu bir argümantasyon ile ele alınmış ve analiz edilen örnek senaryo için 4,62 km'lik test edilebilir ve gerçekleştirilebilir bir doğrulama hedefine indirgenmiştir. Böylece, sistemin belirli bir risk seviyesinin altında çalıştığı sayısal olarak gösterilmiş ve doğrulanabilirlik açısından uygulanabilir bir seviyeye taşınmıştır.

Ancak çalışmanın bulgularının geçerliliği, kullanılan veri setlerinin kapsamı ve güvenilirliği ile doğrudan ilişkilidir. Gerçek kaza verilerine erişim çoğu zaman sınırlı olduğundan, önerilen metodoloji farklı coğrafyalarda veya veri kaynaklarında uygulandığında, sonuçlar değişiklik gösterebilir. Bu nedenle, hesaplamaların bağlama özgü olarak dikkatle değerlendirilmesi gereklidir.

Ayrıca bu çalışma, metodolojiyi yalnızca tek bir örnek senaryo üzerinden uygulamıştır. Ancak gerçek bir araç geliştirme sürecinde, HARA çıktısı olan tüm tehlikeli senaryolar aynı metodolojiye göre analiz edilmeli ve her biri, senaryoya özgü doğrulama hedefini karşılayacak yeterlilikte test edilmelidir. Bu yaklaşım, sistematik bir şekilde uygulandığında, hem kabul edilebilir risk seviyelerini somut

olarak ortaya koymakta hem de Seviye 4 otonom kontrol sistemlerin güvenlik iddialarını objektif verilerle destekleyebilmektedir.

Kaynakça

- [1] K. Madala, J. Krishnamoorthy, D. Das, G. Krithivasan, and C. Avalos Gonzalez, "Contributing Factors to Consider While Defining Acceptance Criteria and Validation Targets for Assuring SOTIF in Autonomous Vehicles," *SAE Technical Paper 2022-01-0065*, Mar. 2022
- [2] J. Hofmeister and D. Kinalzyk, "Acceptance Criteria, Validation Targets and Performance Targets in an ISO 21448 Conform Development Process," *Communications in Computer and Information Science*, vol. 1802, pp. 135–149, Aug. 2023
- [3] A. V. Ozerov and A. M. Olshansky, "Safety Model Construction for a Complex Automatic Transportation System," *Dependability*, vol. 21, no. 2, pp. 31–37, Jun. 2021
- [4] K. Madala, C. Avalos Gonzalez, and G. Krithivasan, "Workflow Between ISO 26262 and ISO 21448 Standards for Autonomous Vehicles," *Journal of System Safety*, vol. 57, no. 4, pp. 34–42, 2021.
- [5] L. Putze, L. Westhofen, T. Koopmann, E. Böde, and C. Neurohr, "On Quantification for SOTIF Validation of Automated Driving Systems," *arXiv preprint*, arXiv:2304.10170, Apr. 2023.
- [6] E. de Gelder et al., "Risk Quantification for Automated Driving Systems in Real-World Driving Scenarios," *IEEE Access*, Early Access, 2021,
- [7] R. Yu, C. Wang, Y. Zhang, and F. Zhao, "Decomposition and Quantification of SOTIF Requirements for Perception Systems of Autonomous Vehicles," *arXiv preprint*, arXiv:2501.10097, Jan. 2025
- [8] Babisch et al., Leveraging the GIDAS Database for the Criticality Analysis of Automated Driving Systems, 2023.
- [9] *ISO/DIS 21448:2021 - Road Vehicles – Safety of the Intended Functionality (SOTIF)*, Draft International Standard, International Organization for Standardization, Geneva, Switzerland, 2021.
- [10] Z. Zhu, R. Philipp, and F. Howar, "Systematization and Identification of Triggering Conditions: A Preliminary Step for Efficient Testing of Autonomous Vehicles," in *Proc. IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, Jun. 2022, pp. 910–917,
- [11] X. Xing, T. Jia, J. Chen, L. Xiong, and Z. Yu, "An Ontology-Based Method to Identify Triggering Conditions for Perception Insufficiency of Autonomous Vehicles," *Journal of LaTeX Class Files*, vol. 14, no. 8, Aug. 2021.
- [12] A. Adee, R. Gansch, and P. Liggesmeyer, "Systematic Modeling Approach for Environmental Perception Limitations in Automated Driving," in *Proc. IEEE International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)*, 2021.
- [13] Transport Canada, "National Collision Database (NCDB) – Collision and Casualty Tables," [Online]. Available: <https://wwwapps2.tc.gc.ca/saf-sec-sur/7/ncdb-bndc/p.aspx?l=en&c=100-1-0>. [Accessed: Apr. 26, 2025].
- [14] Organisation for Economic Co-operation and Development (OECD), "Road Accidents (Indicator)." [Online]. Available: <https://data.oecd.org/transport/road-accidents.htm>. [Accessed: Apr. 26, 2025].
- [15] National Highway Traffic Safety Administration, "NHTSA Crash Viewer." [Online]. Available: <https://crashviewer.nhtsa.dot.gov/>. [Accessed: Apr. 26, 2025].
- [16] Statistics Canada, *Vehicles registered in Canada, by type of vehicle (x 1,000)*, Table: 23-10-0308-01. Available: <https://www150.statcan.gc.ca/t1/tbl1/en/tv.action?pid=2310030801>
- [17] Statistics Canada, *Canadian Vehicle Survey: Annual 2009*, Catalogue no. 53-223-X, Ottawa, ON, Canada: Minister of Industry, 2010

Görme Tabanlı Algoritmalar ile İniş Bölgesi Koordinatlarının Elde Edilmesi ve Doğrusal İkinci Dereceden Regülatörü ile Kontrolü

Acquisition of Landing Zone Coordinates Using Vision-Based Algorithms and Control with Linear Quadratic Regulator

Sevinç Günşel¹, Şeref Naci Engin², Mustafa Doğan³

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
sevinc.gunsel@std.yildiz.edu.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
nengin@yildiz.edu.tr

³Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
mustafadogan@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, insansız hava araçlarının (İHA) otonom iniş yeteneklerini geliştirmeye odaklanılmıştır. İHA'ların farklı alanlardaki yaygın kullanımına dikkat çekilerek, özellikle otonom inişin zorlukları ve önemi vurgulanmıştır. Otonom iniş için farklı yaklaşımlar ile bilgisayar görmesi yöntemleri, görüntü işleme algoritmaları bulunmaktadır. Yapılan araştırmalardan yola çıkarak bu çalışmada, İHA'ların otonom inişini geliştirmek için vSLAM algoritmasında tekil değer ayrışımı (SVD) tabanlı Kalman filtresi kullanarak harita noktalarının doğruluğu artırılmıştır. Bilgisayar görmesi tekniklerinden yararlanılarak iniş yapacağı bölgenin koordinatları elde edilmiştir ve bu koordinat bilgilerine göre çizilen yörüngenin doğrusal ikinci dereceden regülatör kontrolcü (LQR) ile takibi sağlanmıştır.

Abstract

In this study, the focus is on developing the autonomous landing capabilities of unmanned aerial vehicles (UAVs). Drawing attention to the widespread use of UAVs in various fields, the difficulties and importance of autonomous landing are particularly emphasized. There are different approaches for autonomous landing, along with computer vision methods and image processing algorithms. Based on the conducted research, this study improves the accuracy of map points by using a singular value decomposition (SVD) based Kalman filter in the vSLAM algorithm to enhance the autonomous landing of UAVs. Utilizing computer vision techniques, the coordinates of the landing area were obtained, and the trajectory drawn based on this coordinate data was tracked with a linear quadratic regulator (LQR) controller.

1. Giriş

Son yıllarda birçok alanda vazgeçilmez bir teknoloji haline gelen insansız hava araçları, karmaşık görevleri başarıyla yerine getirebilmektedir. Harita oluşturma, endüstriyel tesislerin denetimi, arama kurtarma operasyonları, tarım ve askeri uygulamalar gibi farklı alanlarda kullanılmaktadır. Özellikle kalkış ve iniş gibi kritik manevraların otonom olarak gerçekleştirilmesi, İHA teknolojisinin en zorlu aşamalarından biridir. İniş alanının önceden bilindiği veya bilinmediği durumlarda, İHA'lar farklı stratejiler kullanarak güvenli bir şekilde yere inebilmektedir [1]. Araştırma [1] ve [2]'de yer alan çalışmalarda, insansız hava araçlarının (İHA'lar) önceden belirlenmiş bir hedefe otonom inişi ele alınmaktadır. Bu bağlamda, [1] numaralı çalışmada heliped olarak adlandırılan önceden tanımlanmış bir iniş alanına iniş gerçekleştirilirken, İHA'nın duruş pozisyonu üzerindeki kamera kullanılarak tahmin edilmiştir. İHA hedefe yaklaştıkça, önce heliped üzerindeki "H" simgesinin dış halkası, ardından da daha yaklaştıkça diğer detaylar tanınmıştır. Diğer taraftan, [2] numaralı çalışmada iniş için heliped yerine ArUco işaretçileri kullanılmıştır. Bilinen hedeflere iniş söz konusu olduğunda, ArUco işaretçileri, siyah-beyaz ve dikdörtgen/kare gibi basit şekillerden oluştuğu için helipedlere göre daha kolay ve hızlı bir şekilde tespit edilebilmektedir. Bu nedenle, ArUco işaretçileri ile yapılan tespitler, heliped ile yapılanlara göre daha iyi sonuçlar vermektedir. Kısacası, önceden bilinen hedeflere iniş söz konusu olduğunda, ArUco işaretçileri, kolay tanınabilirlikleri ve hızlı tespit edilebilirlikleri sayesinde helipedlere göre daha avantajlı bir seçenek olarak öne çıkmaktadır. Araştırma [3], bilgisayar görmesi yöntemlerini insansız hava araçları (İHA'lar) bağlamında ele alarak, görsel algılama ve kontrol, stereo tabanlı görsel navigasyon, hedef

belirleme/nesne takibi ve görsel eşzamanlı konum belirleme ve harita oluşturma (VSLAM) gibi farklı kategorilere ayırmaktadır. Bu inceleme, temel olarak iki ana algoritma türünün varlığını ortaya koymaktadır: özellik takibi ve görünüme dayalı takip. Görüntü işleme algoritmalarının filtrelenmiş çıktıları, İHA'nın konumunu ve yönlendirmesini kontrol etmek için kullanılmaktadır. Görüntü tabanlı SLAM algoritmaları ise, özellikle belirsiz açık hava ortamlarında, yani konum bilgisi olmadan, üç boyutlu haritalama ve konumlandırma için kritik öneme sahiptir. Ancak, bu algoritmaların performansı, değişen ışık, titreşim ve hız gibi çevresel faktörlere bağlı olarak değişiklik gösterebilmektedir. Bu nedenle, görüntü tabanlı algoritmalar, testlerle sürekli olarak geliştirilmekte ve iyileştirilmektedir [3]. Bir diğer araştırma, görme sistemi için ışın algılama ve mesafe ölçme (LIDAR) teknolojisini kullanarak nesnelerin konumunu belirlemeyi hedeflemiştir. Bu çalışmada, nesne konumunu tespit etmek için GPS sinyallerinden yararlanılmış, bu sayede karmaşık tahmin algoritmalarına ihtiyaç duyulmamıştır [4]. Ayrıca, görüntülerin bölümlendirilmesi ve etiketlenmesi yoluyla tanıma işlemi gerçekleştirilerek iniş bölgelerinin belirlenmesi sağlanmıştır [5]. İniş yapacak aracın boyutları ve iniş yapılacak bölgenin hareketli veya hareketsiz, bilinen veya bilinmeyen bir alan olması gibi faktörlere bağlı olarak farklı algoritmaların tasarlandığı da gözlemlenmiştir [6]. Kısacası, İHA'ların otonom iniş için farklı sensör ve algoritmaların kullanıldığı, her birinin kendine özgü avantaj ve dezavantajları olduğu görülmektedir.

Bu çalışmada, vSLAM algoritmasında diğer çalışmaların aksine EKF yerine SVD tabanlı Kalman filtresi kullanılarak harita noktaları iyileştirilmiştir. Bu noktalardan insansız hava aracının iniş yapabileceği bölgeyi sınırlandırabilmek için bilgisayar görmesi algoritmalarından yararlanılarak, iniş bölgesinin koordinatları elde edilmiştir. Elde edilen koordinat bilgisiyle çizilen yörüngenin takibi ise LQR kontrolcü ile sağlanmıştır.

2. Yöntemler

Görsel tabanlı navigasyon, sağladığı kapsamlı çevre bilgisi, güçlü gürültü direnci, yüksek doğruluk ve ekonomik avantajları sayesinde büyük ilgi görmektedir. İnsansız hava araçlarının (İHA) otonom iniş bağlamında, kameralarla donatılmış sistemler, yerleşik bilgisayarlar aracılığıyla gerçek zamanlı olarak hedef ve çevre verilerini işleyerek, karar verme ve kontrol mekanizmaları için konum ve yön bilgisi sunmaktadır. Bu sayede, İHA'lar hem sabit hem de hareketli ortamlarda, hatta karmaşık ve bilinmeyen alanlarda bile kendi başlarına iniş yapabilmektedir. Bu nedenle, görsel tabanlı otonom iniş, onlarca yıldır önemli bir araştırma konusu olmuştur ve hem askeri hem de sivil uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur [7].

Görüntü tabanlı iniş için kullanılan yöntemlerden bazıları, görüntü segmentasyonu, görüntü momentleri, monoküler görüş ve stereo görüş olarak söylenebilir [8]. Bu yöntemlerden monoküler görüş için en yaygın kullanılan algoritmalarından biri görsel eş zamanlı konumlandırma ve haritalamadır. (Visual Simultaneous Localization and Mapping). Bu çalışmada, vSLAM algoritması ile elde edilen harita noktaları tekil değer ayrışımı tabanlı Kalman filtresi ile iyileştirilmiştir.

2.1. Görsel Eşzamanlı Konum ve Haritalama (vSLAM)

Görsel Eşzamanlı Konum ve Haritalama, robotların veya hava araçlarının bilinmeyen ortamlarda hareket ederken hem kendi

konumlarını belirlemelerini hem de çevrelerini haritalandırmalarını sağlayan algoritmalar. Bu algoritmalar, araçların görüntü sensörlerinden elde ettikleri görüntüleri kullanarak çalışır. vSLAM, temel olarak konumlandırma ve haritalandırma olmak üzere iki ana adımdan oluşmaktadır. Konumlandırma aşamasında, çevredeki nesnelerin konumları belirlenir ve aracın hareketi takip edilerek kendi konumu hesaplanır. Haritalandırma aşamasında ise, araç geçtiği yolları ve gördüğü nesneleri kaydederek çevrenin haritasını çıkarır. Görsel odometri algoritmaları, kameradan elde edilen video kareleri ile hareket eden aracın konum tahminini yapar ve vSLAM algoritmasının temelini oluşturur [9]. vSLAM algoritmaları, sadece aracın konumunu değil, aynı zamanda çevrenin detaylı bir haritasını da oluşturma yeteneğine sahiptir. Özellikle yüksek irtifada ve yüksek hızda uçan hava araçları için, SLAM algoritmalarının görsel odometri ile birleştirilmesi, daha doğru ve güvenilir sonuçlar elde edilmesini sağlamaktadır. Bu kombinasyon, hava aracının hem kendi konumunu daha hassas bir şekilde belirlemesine hem de karmaşık ortamlarda daha etkili bir şekilde gezinmesine olanak tanımaktadır [10].

SLAM algoritmalarında, araçların konumunu ve çevresini doğru bir şekilde belirlemek için bilinmeyen parametrelerin hesaplanması kritik öneme sahiptir. Bu hesaplamalar için en temel iki filtre, Kalman ve Bayes filtreleridir. Kalman filtresi, doğrusal sistemlerde kullanılmaya uygun bir yöntemdir. Ancak, gerçek dünya sistemlerinin çoğu doğrusal olmadığından, bu durumlarda Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) tercih edilir. EKF, doğrusal olmayan sistemleri Taylor serisi açılımı ile doğrusal hale getirerek Kalman filtresinin uygulanmasını sağlamaktadır. Bu sayede, karmaşık ve doğrusal olmayan ortamlarda bile araçların konum ve haritalama işlemleri güvenilir bir şekilde gerçekleştirilebilmektedir [11].

2.2. Tekil Değer Ayrışımı Tabanlı Kalman Filtresi (SVD-Kalman)

Kalman filtresi, tahmin hatası kovaryansını en aza indiren doğrusal stokastik dinamik sistemin durum değişkenlerini tahmin etme yöntemidir. Durum değişkeninin anlık tahmini hesaplanırken bir önceki durumun tahmin değeri ile ölçülen değeri kullanılır. Daha sonra yeni tahmindeki hata değeri hesaplanır [12].

Tekil değer ayrışımı, bir matrisi üç matrise ayırmak için kullanılan matematiksel bir yöntemdir. Matematiksel olarak ifade etmek gerekirse:

$$A = U\Lambda V^T, \quad \Lambda = \begin{bmatrix} S & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$A = USU^T = UD^2U^T \quad (2)$$

$$P(k) = U(k)D(k)^2U(k)^T \quad (3)$$

A matrisi $m \times n$ boyutunda bir matris, U $m \times m$ boyutunda ve V $n \times n$ boyutunda ortogonal matrislerdir. Λ ise A matrisinin özdeğerlerini içeren bir matristir. D matrisi diagonal matristir. Bu Kalman filtresi formülüne uyarlandığında elde edilecek P matrisi aşağıdaki denklemde gösterilmiştir.

Bu çalışmada A matrisi birim matris olarak kabul edilmiştir. Çünkü kısa zaman aralıklarında sistem dinamikleri çok hızlı değişmediği varsayılmıştır. Durum tahmini ve kovaryans tahmini denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$x(k) = Ax(k-1) + Bu(k-1) \quad (4)$$

$$z(k) = Hx(k) \quad (5)$$

$$P(k) = AP(k-1)A^T + Q \quad (6)$$

Q matrisi sistemin gürültü kovaryans matrisidir. Z sensör ölçüm vektörüdür, H ise durum vektöründen ölçüm vektörüne geçişi tanımlayan gözlem matrisidir. A matrisi birim matris kabul edildiğinden P kovaryans matrisi şu şekilde tekrar yazılabilir:

$$P(k) = P(k-1) + Q \quad (7)$$

Ölçümleri yenilik kovaryansı ya da durum tahmin kovaryans matrisi S durum hata kovaryans matrisi olan P matrisiyle ilişkili olup matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$S(k) = H(k)P(k)H^T(k) + R \quad (8)$$

$$P(k) = (I - K(k)H(k))P(k)(I - (K(k)H(k))^T + K(k)RK^T(k) \quad (9)$$

Denklem (7) ve (8)'de geçen Q ve R matrisleri sırasıyla sistem kaynaklı ve ölçüm kaynaklı gürültülerin kovaryans matrisleridir. P matrisi Riccati denklemi ile çözülür ve sistemin daha kararlı olmasını sağlayan denklem (9) gösterildiği gibi Joseph formuna getirilir [13]. Böylece kararlı hal sistem kazancı :

$$K(k) = P(k)H^T(k)S^{-1}(k) \quad (10)$$

formülü ile elde edilir. $S^{-1}(k)$ matrisini doğrudan hesaplamak yerine SVD ayrıştırmasından yararlanılmıştır.

$$S^{-1}(k) = V\Sigma^{-1}U^T \quad (11)$$

S matrisinde tekil veya sıfıra yakın özdeğerlerin bulunması durumunda bu matrisin tersinin alınması sayısal olarak kararsızlığa neden olabilmektedir. Bu sorunu çözebilmek adına SVD yöntemi kullanılır ve tersini alma işlemi daha sağlam hale getirilir. Böylelikle uzun süreli çalışmalarda bile filtrenin performansını korur. Denklemden yer alan Σ matrisi S matrisinin tekil değerlerinden oluşan diagonal bir matris iken, V sağ tekil vektörleri ve U sol tekil vektörleri içeren ortogonal matrislerdir. Buna göre sistem optimal kazancı aşağıdaki gibi yazılabilir [14]:

$$K(k) = P(k)H^T(k)V\Sigma^{-1}U^T \quad (11)$$

2.3. Matlab vSLAM Algoritmasının Uyarlanması

Bu çalışma için kullanılan görüntü kümesi Purdue Üniversitesi'nin internet sayfasından alınmış olup yaklaşık olarak 200 ft (75 m) irtifada çekilmiş görüntülerdir [15,16]. Dolayısıyla çalışmalar simülasyon ortamıyla sınırlı kalmıştır.

Adım Adım vSLAM:

1. Harita Başlatma:

- Araç, ilk görüntüleri analiz ederek ve başlangıç konumunu referans olarak harita oluşturmaya başlar.

- Görüntülerdeki özellik noktaları (ORB) eşleştirilerek çevrenin ilk modeli oluşturulur [17].

2. Veri Saklama ve Yönetimi:

- Harita noktalarının ve anahtar karelerin bilgileri özel veri yapıları içinde saklanır.
- Bu bilgiler, haritanın sürekli güncellenmesi ve iyileştirilmesi için kullanılır [17].

3. Mekân Tanıma:

- Kelime öbekleri (bag of words) tekniği kullanılarak aracın bulunduğu yer tanınır [18].
- ORB özellikleri, farklı açılardan çekilen görüntüler arasında tutarlı eşleştirmeler yapılmasını sağlar.
- ORB-SLAM, görüntüler arasındaki tutarlı eşleştirmeleri hızlı ve etkili bir şekilde gerçekleştirir [19].

4. Harita İyileştirme:

- Demet ayarlama (bundle adjustment) yöntemiyle harita ve araç konumu daha doğru hale getirilir.
- Bu, haritanın tutarlılığını artırır ve hataları azaltır [20].

ORB:

ORB-SLAM, gerçek zamanlı görüntü işlemeyi mümkün kılan, sağlam ve etkili bir Görsel Eşzamanlı Konum ve Haritalama (vSLAM) tekniğidir. Bu sistem, ORB özelliklerinin (Yönlendirilmiş Hızlandırılmış Segment Testi ve Döndürülmüş Hızlı İkili Tanımlayıcılar) avantajlarından yararlanarak hızlı ve dönme değişimlerine dayanıklı özellik çıkarımı sağlamaktadır. Bu sayede, görüntülerden özellikler, görüntünün açısına bakılmaksızın yüksek hızda belirlenebilmektedir. ORB-SLAM'in temel amacı, gerçek zamanlı performans sağlamak olup, ORB özelliklerinin görüntü düzleminde görsel arama yöntemi kullanılır. Bu yaklaşım, özelliklerin verimli bir şekilde bulunmasını ve izlenmesini kolaylaştırmaktadır.

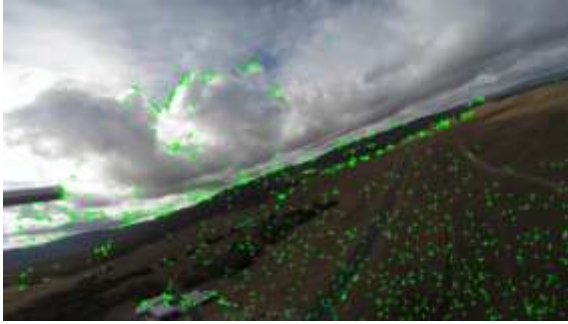
ORB-SLAM, iki ana bileşenden oluşmaktadır: İzleme İş Parçacığı ve Yerel Haritalama İş Parçacığı. İzleme İş Parçacığı, kameranın konumunu belirler ve haritaya yeni anahtar çerçevelerin eklenip eklenmeyeceğine karar verir. Anahtar çerçeveler, haritanın önemli noktalarını temsil eden seçilmiş görüntülerdir. İzleme sürecinde, mevcut görüntüdeki özellikler, önceki çerçevedeki özelliklerle eşleştirilerek kamera hareketi tahmin edilir. Bu tahmin, demet ayarlaması (bundle adjustment) ile daha da hassaslaştırılır. FAST köşeleri özellik olarak algılanır ve ORB tanımlayıcıları ile temsil edilir.

Yerel Haritalama İş Parçacığı ise "görünürlük grafiği" adı verilen bir yapıyı kullanarak yerel bir harita oluşturur. Görünürlük grafiği, hangi anahtar çerçevelerin birbirini gördüğünü gösteren bir grafikdir. Bu yöntem, haritanın sadece yerel kısımlarının işlenmesini sağlayarak verimliliği artırır. Yerel haritalama, yeni harita noktaları oluşturur, mevcut noktaları iyileştirir ve haritanın tutarlılığını korur [21].

2.4. SVD-Kalman Filtresi ile Harita Noktalarının İyileştirilmesi

Mathworks'un vSLAM örneğinde, algoritma, ardışık anahtar kareleri haritaya ekleyerek ve ORB özellik noktalarını tespit ederek çalışır. Bu özellik noktaları, harita noktalarını oluşturmak ve eşleştirmek için kullanılır. Her döngü adımında, bu harita noktaları anahtar kareler üzerine yeniden yansıtılır ve daha önce bahsedilen demet ayarlama yöntemiyle optimize edilerek güncellenir. Eğer haritaya eklenecek yeni bir anahtar kare kalmazsa, döngü sonlandırılır ve böylece yerel haritalama işlemi tamamlanır.

Bu çalışmada, harita noktaları bir durum vektörü olarak ele alınmış ve her anahtar kare için bu noktalar SVD tabanlı Kalman filtresi kullanılarak optimize edilmiştir. 672 görüntüden oluşan bir dizi kullanılarak oluşturulan döngüde, 75 anahtar görüntü karesi kullanılmıştır. Döngü sırasında, iki anahtar karenin özellik noktaları üçgenleme yöntemiyle üç boyutlu koordinat sistemindeki konumları belirlenerek harita noktaları oluşturulmuştur. Her bir karenin harita noktaları, SVD Kalman filtresi ile güncellenmiştir. Son görüntü karesi aşağıda verilmiştir.



Şekil 1: Harita noktaları işaretlenmiş görüntü

Sınırlama Kutusu:

Mevcut konum koordinatlarını belirli bir pist sınır noktaları içinde filtreleyerek, bu sınırlar içinde kalan noktalar ile bir sınırlayıcı kutu (bounding box) oluşturulmuştur ve görüntü üzerinde görselleştirilmiştir. Algoritma, ilk olarak veri kümesindeki noktaların x ve y koordinatlarını kullanarak pistin sınırlarını belirlemektedir. Daha sonra, bu sınırlar içinde kalan noktaları seçer. Pist sınırları içinde kalan noktalar kullanılarak, sınırlayıcı kutunun köşe koordinatları hesaplanır ve belirli bir konum ve boyutta bir dikdörtgen tanımlanır. Tanımlanan dikdörtgen, merkezi etrafında saat yönünde 30 derece döndürülerek, görüntü üzerinde mavi renkte görselleştirilmiştir. Daha sonra, mevcut koordinat noktalarının bu sınırlama kutusu içerisinde yer alıp almadığı kontrol edilerek mantıksal bir dizi içerisinde kaydedilir. Ardından, döndürülmüş kutu içerisinde yer alan bu noktalar yeni bir matrise dönüştürülerek ekrana yazdırılmaktadır. Böylece, İHA'nın iniş yapabileceği koordinatlar belirlenmiş olmaktadır.



Şekil 2: Sınırlayıcı kutu gösterimi

2.5. Doğrusal İkinci Dereceden Regülatör (LQR)

Optimal kontrol teorisi, dinamik sistemler için bir performans kriterini optimize etmeyi amaçlayan kontrolörler tasarlamak için temel bir çerçeve sunar. Bu kriter genellikle sistem performansı, enerji tüketimi, tepki süresi ve sistemin istenen nihai durumu gibi çeşitli yönleri kapsar. Örneğin, bir dinamik sistemi minimum sürede bir hedef duruma yönlendirme zorluğu, optimal kontrol problemleri alanındaki klasik bir formülasyondur. Doğrusal İkinci Dereceden Regülatör (LQR), doğrusal dinamik sistemler için doğrusal kontrolörleri sentezlemek için yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir. LQR tasarımının kritik bir yönü, objektif fonksiyon içindeki ağırlıklandırma matrislerinin doğru seçimidir. Bu matrisler, kontrolörün optimal performansını doğrudan etkiler ve bu da etkili seçim metodolojileri üzerine önemli araştırma ve tartışmalara yol açar [22, 23]. Aşağıda verildiği gibi doğrusal zamanla değişmeyen (LTI) ve kontrol edilebilir bir sistem düşünülürse [24]:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (12)$$

Maliyet fonksiyonu denklemdeki gibi hesaplanır.

$$J = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} [x^T Q x + u^T R u] dt \quad (13)$$

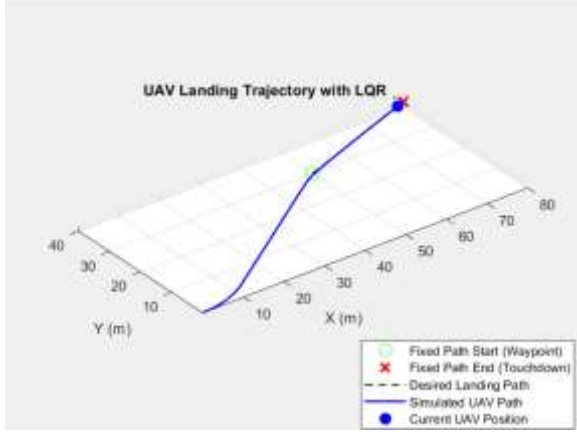
Burada Q ve R ağırlıklandırma matrisleri olarak adlandırılır. Q'nun pozitif yarı-kesin (positive-semi-definite) ve R'nin pozitif kesin (positive-definite) olması gerekmektedir. Sistem kontrol edilebilir olduğu için, LQR yöntemi (13) numaralı denklemdeki değeri mümkün olduğunca küçültmenin en iyi yolunu bulmak üzere tasarlanmıştır. Bunu LQR ile yapmak için, Riccati denklemi adı verilen özel bir matematiksel problem çözülür. Tam durum geri besleme kontrol yasasına göre, kontrol girişi ve kontrol kazancı aşağıda verilen denklemlerden elde edilmektedir [25]:

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (14)$$

$$u = -Kx \quad (15)$$

$$K = R^{-1}B^T P \quad (16)$$

Bölüm 2.4'te vSLAM algoritması ile belirlenen harita noktalarından sınırlayıcı kutu içerisinde kalan noktaları ayrıştırılarak iniş koordinatları elde edilmiştir. Bu koordinatlar kullanılarak İHA'nın takip etmesi için başlangıç ve bitiş noktaları belli olan bir yörünge tanımlanmıştır. Yörünge takibi ise LQR kontrolcü ile yapılmıştır ve Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3: LQR ile yörünge takibi

LQR, doğrusal sistemler için anlık olarak optimal bir geri besleme kazancı hesaplar. Görselde de açıkça görüldüğü gibi, LQR tarafından oluşturulan simüle edilmiş mavi yol, istenen siyah yörüngeyi başarıyla takip etmektedir. Özellikle mavi yolun hedef noktaya ne kadar hassas ulaştığı dikkat çekmektedir. LQR tasarımındaki Q ve R matrisleri doğru ayarlandığında yörünge başarılı bir şekilde takip edilmektedir.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, insansız hava araçlarının (İHA'lar) otonom iniş yeteneklerini geliştirmek amacıyla görsel eş zamanlı konumlandırma ve haritalama (vSLAM) algoritmaları ve bilgisayar görmesi teknikleri kullanılmıştır. İlk olarak, İHA'nın çevresini algılaması ve haritalandırması için ORB-SLAM algoritması kullanılarak harita noktaları belirlenmiştir. Ardından, bu harita noktaları SVD tabanlı Kalman filtresi ile optimize edilerek daha doğru ve güvenilir hale getirilmiştir. İHA'nın iniş yapabileceği uygun bölgeyi belirlemek için, harita noktaları üzerinde sınırlayıcı bir kutu (bounding box) oluşturulmuş. Bu sayede, İHA'nın güvenli bir şekilde iniş yapabileceği bölgenin koordinatları belirlenmiştir. Harita noktalarının klasik vSLAM algoritmalarında kullanılan EKF'nin aksine SVD tabanlı Kalman filtresi ile iyileştirilmesi harita noktalarının doğruluğunu arttırmıştır. Çünkü EKF gibi doğrusallaştırma hatalarından etkilenmemiştir. İniş bölgesi koordinatları ile oluşturulan yörüngeyi LQR ile yapılmıştır ve sonuçlara göre verilen yörüngeyi başarılı bir şekilde takip ettiği simülasyon sonuçlarında görülmüştür.

Gelecek çalışmada, model öngörülmesi kontrolcü (MPC) tasarlanarak LQR ile elde edilen sonuçlarla karşılaştırılacaktır.

Kaynakça

- [1] C. Patruno, M. Nitti, A. Petitti, E. Stella, and T. D'Orazio, "A Visionbased approach for Unmanned

- Aerial Vehicle Landing," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 95, no. 2, pp. 645–664, Sep. 2018. doi:10.1007/s10846-018-0933-2.
- [2] L. Behera, A. K. Kamath, and V. K. Tripathi, "Vision-Based Autonomous Control Schemes for Quadrotor Unmanned Aerial Vehicle Laxmidhar Behera, Archit Krishna Kamath, Vibhu Kumar Tripathi. s.l.: s.n., 2020.
- [3] P. Campoy et al., "Computer Vision onboard uavs for civilian tasks," *Journal of Intelligent and Robotic Systems*, vol. 54, no. 1–3, pp. 105–135, Aug. 2008. doi:10.1007/s10846-008-9256-z.
- [4] M. Rabah, A. Rohan, M. Talha, K.-H. Nam, and S. H. Kim, "Autonomous Vision-based target detection and safe landing for UAV," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 16, no. 6, pp. 3013–3025, Dec. 2018. doi:10.1007/s12555-018-0017-x.
- [5] J. A. Garcia-Pulido, G. Pajares, S. Dormido, and J. M. de la Cruz, "Recognition of a landing platform for unmanned aerial vehicles by using computer vision-based techniques," *Expert Systems with Applications*, vol. 76, pp. 152–165, Jun. 2017. doi:10.1016/j.eswa.2017.01.017.
- [6] W. Kong, D. Zhou, D. Zhang, and J. Zhang, "Vision-based autonomous landing system for Unmanned Aerial Vehicle: A survey," 2014 International Conference on Multisensor Fusion and Information Integration for Intelligent Systems (MFI), pp. 1–8, Sep. 2014. doi:10.1109/mfi.2014.6997750.
- [7] L. Xin, Z. Tang, W. Gai, and H. Liu, "Vision-Based Autonomous Landing for the UAV: A Review," *Aerospace*, vol. 9, no. 11, p. 634, Oct. 2022, doi: <https://doi.org/10.3390/aerospace9110634>.
- [8] A. Gautam, P. B. Sujit, and S. Saripalli, "A survey of autonomous landing techniques for UAVs," 2014 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS), May 2014, doi: <https://doi.org/10.1109/icuas.2014.6842377>.
- [9] M. F. AMASYALI, A. MUNUK, and M. SAL'I, "Kamera görüntülerinden gidilen yolun kestirimi," *Dicle Üniversitesi Muhendislik Fakültesi Muhendislik Dergisi*, vol. 1, no. 1, pp. 5–11, 2010.
- [10] J. N. BOIJ, "Localization of Combat Aircraft at High Altitude using Visual Odometry," thesis, <https://www.diva-portal.org/>, 2022.
- [11] I. A. Kazerouni, L. Fitzgerald, G. Dooly, and D. Toal, "A survey of state-of-the-art on visual SLAM," *Expert Systems With Applications*, vol. 205, p. 117734, Nov. 2022, doi: 10.1016/j.eswa.2022.117734.
- [12] G. Unal, "Visual Target detection and tracking based on Kalman filter," *Journal of Aeronautics and Space Technologies*, vol. 14, no. 2, pp. 251–259, Jul. 2021.
- [13] L. Zhang, D. Sidoti, A. Bienkowski, K. R. Pattipati, Y. Bar-Shalom, and D. L. Kleinman, "On the Identification of Noise Covariances and Adaptive Kalman Filtering: A New Look at a 50 Year-Old Problem," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 59362–59388, Jan. 2020, doi: 10.1109/access.2020.2982407.
- [14] C. Hajiyeve and D. Cilden-Guler, "Attitude filtering with uncertain process and measurement noise covariance using SVD-aided adaptive UKF," *International Journal of Robust and Nonlinear*

- Control*, vol. 33, no. 17, pp. 10512–10531, Jul. 2023, doi: 10.1002/rnc.6896.
- [15] Purdue University. "UAV_Dataset home page." (2021). [Online]. Available: [https://engineering.purdue.edu/~bouman/UAV_Data set/](https://engineering.purdue.edu/~bouman/UAV_Data_set/).
 - [16] M. T. Trinh, D. T. Khuat, M. N. Nguyen, and H. S. Tran, "Developing an optimal landing algorithm for fixed-wing Unmanned Aerial Vehicles (UAVs) utilizing the principle of Pontryagin's maximum," *International Journal Of Engineering Research And Development*, vol. 20, no. 8, pp. 511–521.
 - [17] "Monocular Visual Simultaneous Localization and Mapping – MATLAB Simulink," www.mathworks.com.
 - [18] D. Nister and H. Stewenius, "Scalable Recognition with a Vocabulary Tree," 2006 IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition - Volume 2 (CVPR'06), 2019, doi: <https://doi.org/10.1109/cvpr.2006.264>.
 - [19] E. Rublee, V. Rabaud, K. Konolige and G. Bradski, "ORB: An efficient alternative to SIFT or SURF," 2011 International Conference on Computer Vision, Barcelona, Spain, 2011, pp. 2564–2571, doi: 10.1109/ICCV.2011.6126544.
 - [20] R. Mur-Artal, J. M. M. Montiel, and J. D. Tardos, "ORB-SLAM: A Versatile and Accurate Monocular SLAM System," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 31, no. 5, pp. 1147–1163, Oct. 2015, doi: <https://doi.org/10.1109/tro.2015.2463671>.
 - [21] A. Yusefi, "ORB SLAM based 2D Reconstruction of Environment for Indoor Autonomous Navigation of UAVs," *European Journal of Science and Technology*, no. 2148–2683, pp. 466–472, doi: <https://doi.org/10.31590/ejosat>.
 - [22] F. L. Lewis and V. L. Syrmos, *Optimal Control*, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Inc., 1995.
 - [23] J. W. Choi and Y. B. Seo, "Control design methodology using EALQR," in *Proceedings of the IEEE 37th SICE Annual Conference*, 1998.
 - [24] S. A. Ghoreishi and M. A. Nekoui, "Optimal weighting matrices design for LQR controller based on genetic algorithm and PSO," *Advanced Materials Research*, vol. 433–440, pp. 7546–7553, Jan. 2012, doi: 10.4028/www.scientific.net/amr.433-440.7546.
 - [25] E. V. Kumar, G. S. Raaja, and J. Jerome, "Adaptive PSO for optimal LQR tracking control of 2 DoF laboratory helicopter," *Applied Soft Computing*, vol. 41, pp. 77–90, Dec. 2015, doi: 10.1016/j.asoc.2015.12.023.

Deneme Seyri Manevra Verileriyle Bir Konteyner Gemisinin Nomoto Modeli Üzerinden Manevra Performansı Tahmini Prediction of Maneuvering Performance of a Container Ship Using the Nomoto Model with Sea Trial Maneuvering Data

Elis Atasayan¹, Ahmet Dursun Alkan², Ahmet Kaan Karabüber³, Ahmet Gültekin Avcı², Burak Akpınar⁴

¹ Gemi İnşaatı ve Gemi Makineleri Mühendisliği Bölümü, Deniz Harp Okulu
Milli Savunma Üniversitesi, İstanbul
elis.atasayan@msu.edu.tr, elis.atasayan@gmail.com

² Gemi İnşaatı ve Gemi Makineleri Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
alkanad@yildiz.edu.tr, agavci@yildiz.edu.tr

³ Gemi Makineleri İşletme Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
akaan@yildiz.edu.tr

⁴ Harita Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
bakpinar@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir konteyner gemisinin manevra performansı, birinci dereceden lineer Nomoto matematiksel modeli temelinde hem model hem de tam ölçekte tahmin edilmiştir. Nomoto modeli, savrulma hareketlerinin sadeleştirilmiş ancak yeterince anlamlı bir matematiksel temsiliyi sunarak gemi dümen tepkilerini analiz etmede yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu bağlamda, çalışmada kullanılan tam ölçekte deney verileri, Bornholm Adası'nın doğusunda yapılan deneme seyrinden elde edilmiştir. Deneysel veriler, sistem tanımlama yöntemleri kullanılarak işlenmiş ve gemiye ait birinci dereceden Nomoto modeli parametreleri olan K ve T katsayıları belirlenmiştir. Elde edilen bu hidrodinamik parametreler, Froude benzerlik ilkelerine göre model ölçeğine dönüştürülerek model üzerinde simülasyonlarla test edilmiştir. Özellikle 20-20 zigzag manevrası senaryosu kullanılarak model ve tam ölçekli gemi tepkileri karşılaştırılmıştır. Elde edilen sonuçlar, model ve tam ölçek verileri arasında anlamlı bir korelasyon olduğunu göstermekte ve Nomoto temelli yaklaşımın hem mühendislik tasarımı hem de kontrol uygulamaları açısından güvenilir bir yöntem olduğunu ortaya koymaktadır.

Abstract

In this study, the maneuvering performance of a container ship is predicted at both model and full scale based on the first-order linear Nomoto mathematical model. The Nomoto model, which

provides a simplified yet sufficiently representative mathematical formulation of yaw motion, is widely used to analyze ship rudder responses. In this context, the full-scale experimental data used in the study were obtained from sea trials conducted east of Bornholm Island. The experimental data were processed using system identification techniques, and the parameters of the first-order Nomoto model, namely the hydrodynamic coefficients K and T , were determined. These parameters were then converted to model scale using Froude similarity laws and validated through numerical simulations. Specifically, a 20-20 zigzag maneuver scenario was used to compare the dynamic responses of the model and full-scale ships. The results revealed a strong correlation between the model and full-scale data, demonstrating that the Nomoto-based approach is a reliable and practical method for both engineering design and control applications.

1. Giriş

Gemi manevra kabiliyetinin doğru tahmini, özellikle konteyner gemileri gibi büyük kargo gemilerinin tasarım ve kontrolünde, deniz araçlarının güvenli ve verimli bir şekilde işletilmesinde hayati bir rol oynar. Yıllar içinde geliştirilen çeşitli matematiksel temsiller arasında, Nomoto modeli basitliği, uygulama kolaylığı ve bir geminin temel savrulma dinamiklerini yakalama becerisiyle öne çıkmaktadır. Ön tasarım aşamalarında ve kontrol çalışmalarında yaygın olarak

kullanılan birinci dereceden doğrusal Nomoto modeli, dümen kaynaklı dönüş davranışını minimum hesaplama gereksinimiyle analiz etmek için pratik bir çerçevede sunmaktadır.

Gemi manevra hareketlerinin modellenmesine yönelik olarak literatürde çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Zhang ve diğ. [1], Mariner gemisinin manevra davranışını tahmin etmek amacıyla çevrimiçi ve çevrimdışı Destek Vektör Makineleri (SVM) karşılaştırması yapmış; çevrimiçi SVM'nin üstün performans sergilediğini göstermiştir. Chilice ve Mactar [2], KVLCC2 tankerinin için çevrimdışı en küçük kareler (LS) yöntemini kullanarak gemi manevra modelinin katsayılarını elde etmiştir. Sutulo ve Guedes Soares [3] ise, sanal bir gemi modeli için genetik algoritmaya (GA) dayalı bir optimizasyon yaklaşımıyla parametre tahmini gerçekleştirmiştir.

Nomoto modeline dayalı tahmin ve kontrol uygulamaları da farklı araştırmalarla ele alınmıştır. Meng ve diğ. [4], otonom bir gemi modeline ait parametreleri tahmin etmek için kokusuz Kalman filtresi (UKF) kullanmıştır. Azarsina ve Williams [5], bir sualtı aracının manevra karakteristiklerini tanımlamak için birinci dereceden doğrusal Nomoto modelini uygulamıştır. Liu diğ. [6], farklı dümen komut açılarına karşılık gelen Nomoto endekslerinin duyarlılığını incelemiştir. Assani diğ. [7], birinci ve ikinci dereceden doğrusal Nomoto modellerinin katsayılarını tahmin ederek, bu modellerin kontrolü için bir PID denetleyici önermiştir. Zhang diğ. [8] ise, hızlı feribot tipi bir gemi için Nomoto model parametrelerini optimize etmek amacıyla karga arama algoritmasını kullanmışlardır. Bu çalışmalar genel olarak, Nomoto modelinin hem manevra performansı değerlendirmesinde hem de parametre tahmin süreçlerinde etkin bir araç olduğunu ortaya koymaktadır.

Gri kutu modelleme yöntemi, fiziksel sistem bilgisi ile ölçüm verilerini bütünleştirerek modelleme doğruluğunu artırmayı hedefleyen bir yaklaşımdır. Milanov [9], Güven Bölgesi Yansıtıcı Newton Optimizasyonu (TRR) algoritmasını KRISO konteyner gemisi üzerinde uygulayarak gemi dinamiklerini başarıyla modellemiştir. Benzer şekilde, Efremov ve Milanov [10], çift pervane ve dümen sistemine sahip bir su üstü aracı üzerinde aynı optimizasyon tekniğini kullanmışlardır. Her iki çalışmada da dönme dairesi manevrasına ilişkin veriler kullanılmış; gemi davranışları Abkowitz modeli temelinde tanımlanarak temel dinamik parametreler elde edilmiştir.

Atasayan ve diğ. [11], bir feribotun standart zigzag testi sırasında elde edilen takip modlu deney verilerini kullanarak birinci ve ikinci dereceden doğrusal Nomoto modelleri ile üç serbestlik dereceli MMG matematiksel modelini karşılaştırmıştır. Özellikle savrulma açısı üzerinden yapılan analizler, MMG modelinin gemi dinamiklerini Nomoto modellerine kıyasla daha gerçekçi temsil ettiğini ortaya koymuştur. İzleyen çalışmada, Atasayan ve diğ. [12], birinci dereceden doğrusal Nomoto denkleminin parametrelerinin tahmininde kullanılan eğri uydurma yöntemi ile Sistem Tanımlama Aracı Kutusu içerisinde yer alan gri kutu modelleme yaklaşımını karşılaştırmalı olarak incelemiştir. Dönme dairesi manevrası verileri ile gerçekleştirilen bu değerlendirmede, her iki yöntemin doğruluğu, kararlılığı ve hesaplama etkinliği karşılaştırılmıştır.

Bu çalışmada ise, literatürdeki benzer yaklaşımlar doğrultusunda, bir konteyner gemisinin manevra performansı birinci dereceden Nomoto modeli kullanılarak hem model hem de tam ölçekte değerlendirilmiştir. Kara kutu ve beyaz kutu yaklaşımlarının unsurlarını birleştirerek hibrit bir modelleme

felsefesi benimsenmiş ve böylece gri kutu sistem tanımlama (SI) tekniği uygulanmıştır. Bornholm Adası doğusunda gerçekleştirilen tam ölçekli deneme seyri verileri kullanılarak Nomoto modeline ait K ve T parametreleri sistem tanımlama yöntemi ile tahmin edilmiş; bu parametreler daha sonra Froude benzerlik yasalarıyla model ölçeğine dönüştürülmüştür.

Model doğruluğunu değerlendirmek için, 20-20 zikzak manevra senaryosu zamana bağlı simüle edilmiş ve her iki ölçek için karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, model ve tam ölçekli tepkiler arasında güçlü bir korelasyon olduğunu göstererek, Nomoto tabanlı gri kutu yaklaşımının güçlü yönlerini vurgularken, aynı zamanda karmaşık gövde geometrilerine sahip gemilere uygulandığında sınırlamalarını da ortaya koymaktadır. Sonuç olarak, bu çalışma, bir konteyner gemisinin tam ölçekli deneme seyri verilerinden doğrusal Nomoto model endekslerini türeten ve daha sonra Froude tabanlı ölçekleme yasalarını kullanarak karşılık gelen model ölçekli endeksleri tahmin eden bir metodoloji sunarak önemli bir boşluğu gidermektedir.

2. Metodoloji

Bu bölümde, konteyner gemisinin manevra dinamiklerini temsil etmek amacıyla kullanılan birinci mertebeden lineer Nomoto modeli tanımlanmakta ve model parametrelerinin elde edilmesinde kullanılan gri kutu sistem tanımlama yöntemi açıklanmaktadır.

2.1. Nomoto modelleri

Nomoto modelleri, dümen hareketine karşılık gelen geminin savrulma dinamiklerini sadeleştirilmiş diferansiyel denklemlerle tanımlar. Bu modeller, genellikle birinci veya ikinci mertebeden lineer sistemler olarak ifade edilir. Bu çalışmada hem uygulama kolaylığı hem de sınırlı sayıda parametreyle yeterli doğruluk sağlaması nedeniyle birinci mertebeden lineer Nomoto modeli tercih edilmiştir.

Birinci mertebeden Nomoto modeli aşağıdaki gibi formüle edilir:

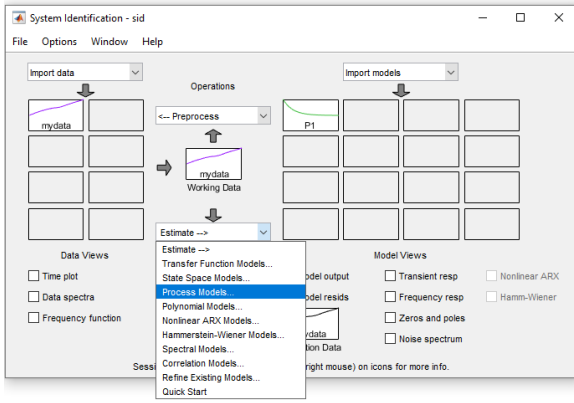
$$T\dot{r} + r = K\delta \quad (1)$$

Bu denklem, geminin dümen girdisine karşılık verdiği savrulma hareketinin dinamik karakteristiğini iki temel parametre (K ve T) üzerinden modellemektedir. Burada, δ gemiye kumanda edilen dümen açısını, r ise geminin savrulma açısal hızını temsil etmektedir.

Denklem (1)'de $r(s) = s\psi(s)$ bağıntısı kullanıldığında, savrulma açısına ilişkin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi elde edilir [13]–[15]:

$$\frac{\psi(s)}{\delta(s)} = \frac{K}{s(Ts+1)} \quad (2)$$

Gemi manevra dinamiklerini analiz etmek ve değerlendirmek için kullanılan K ve T indeksleri aşağıdaki yöntemlerle hesaplanabilmektedir: Denklem (1)'de yer alan Nomoto indisleri, Denklem (2)'de belirtilen transfer fonksiyonu vasıtası ile hesaplanabilir. MATLAB Sistem Tanımlama Araç Kutusunda Şekil 1'de gösterilen sistem tanımlama için bir kullanıcı arayüzü kullanılabilir.



Şekil 1: Sistem tanımlama araç kutusundaki kullanıcı ara yüzü [11]

2.2. Gri kutu yöntemi

Bu çalışmada, sistem tanımlama yöntemlerinden biri olan gri kutu yaklaşımı [16], [17] kullanılmıştır. Gri kutu yöntemi, istatistiksel analiz tekniklerini fiziksel model yapılarıyla birleştirerek matematiksel modellerin geliştirilmesini sağlar. Bu yaklaşım, kara kutu (tamamen veriye dayalı) ve beyaz kutu (tamamen fiziksel temelli) modelleme yöntemlerinin birleşimi olarak tanımlanabilir ve sistem hakkında kısmi bilginin mevcut olduğu durumlar için uygundur.

Gri kutu modelleme, teorik olarak tanımlı diferansiyel denklemleri, ampirik verilerle bütünleştirerek modelin hem fiziksel anlamlılığını korur hem de gerçek sistem davranışına yakınlaştırılmasını sağlar. Başlangıçta parametreler, deneysel verilere dayanarak ilk tahminlerle belirlenir; ardından sistem tanımlama teknikleriyle bu tahminler optimize edilerek ölçülen verilere uyumlu hale getirilir.

Bu çalışmada, gemi manevralarının matematiksel modellerinin katsayıları, gözlemlenen giriş $\underline{u}(t)$ ve çıkış $\underline{y}(t)$ verileri kullanılarak, optimizasyon temelli bir sistem tanımlama süreciyle belirlenmiştir. Tahmin edilen çıktı ($\hat{\underline{y}}(t)$) ile gözlemlenen çıktı $\underline{y}(t)$ arasındaki fark hata $\underline{\varepsilon}$ olarak tanımlanır. Bu hata, aşağıdaki amaç fonksiyonu ile ifade edilen kareler toplamı minimize edilir [18]:

$$\underline{\varepsilon}(t) = \min_{\theta \in [AS, \bar{US}]} \sum_{t=1}^N \left\| \underline{y}(t) - \hat{\underline{y}}(t) \right\|^2 \quad (3)$$

Burada \underline{N} eğitim veri setinin boyutunu, $\|\cdot\|$ ise bir vektörün normunu ifade etmektedir. θ , tahmin edilecek parametre vektörünü temsil eder ve alt (AS) ile üst (ÜS) sınırlar arasında tanımlanmıştır. 1. mertebeden lineer Nomoto modeli için θ , $[K \ T]^T$ olarak tanımlanır.

3. Gri kutu yönteminin matematiksel modellere uygulanması

Bölüm 2’de sunulan matematiksel model ve sistem tanımlama süreci, bir konteyner gemisinin manevra performansını tahmin etmek amacıyla uygulanmıştır. Tam ölçekli deney verileri,

Bornholm Adası’nın doğusunda derin su koşullarında gerçekleştirilen deneme seyrinden elde edilmiştir. Bu veriler, Tablo 1’de detaylı olarak sunulan test matrisi doğrultusunda sistem tanımlama sürecinde eğitim verisi olarak kullanılmıştır.

Tablo 1: Tam Ölçekli Gemi Deneme Seyri Test Matrisi ve Sistem Tanımlama için Eğitim Programı

Dümen Açısı, δ [°]	Froude Sayısı, F_n [-]	Tam Ölçekli Geminin Pervane Hızı, n (devir/dakika)
+20°/-20°	0.254	815

SPSR_B1 olarak adlandırılan konteyner gemisi, Şekil 2’de gösterildiği üzere 3.427 m uzunluğunda bir model gemidir.



Şekil 2: Gemi modeline ait görsel

Froude benzerlik yasasına göre, Froude sayısı, F_n , model ve tam ölçekli gemide aynı değere sahip olmalıdır [19]:

$$F_n = \frac{u}{\sqrt{gL}} \quad (1)$$

Burada L ve U sırasıyla geminin uzunluğu ve hızı, g ise yer çekimi ivmesini temsil etmektedir. Geminin tüm fiziksel niceliklerinin doğru bir şekilde Froude ölçeklemesi uygulanabilmesi için genellikle geometrik ölçekleme yöntemi tercih edilir. Bu yöntem, model testinde kullanılan tüm niceliklerin aynı ölçek faktörü ile küçültülmesini ifade eder. Tablo 2’de Moreira ve diğ. [19] tarafından belirtilen Froude ölçekleme katsayıları verilmiş olup, bu çalışma kapsamında tam ölçekten model ölçeğine geçişin nasıl uygulandığı gösterilmektedir.

Tablo 2: Çeşitli fiziksel niceliklerin Froude ölçeklenmesi

Sembol	Ölçeklendirme parametresi	Birim
Uzunluk	k	[m]
Zaman	$k^{1/2}$	[s]
Frekans	$k^{-1/2}$	[1/s]
Hız	$k^{1/2}$	[m/s]

k , fiziksel niceliklere uygulanan ölçek faktörünü ifade etmektedir. Tablo 3’te SPSR_B1’in temel geometrik özellikleri sunulmaktadır.

Tablo 3: SPSR_B1'in ana boyutları

Sembol	SPSR_B1	Birim
L/B	6.667	[-]
B/d	4.990	[-]
A_R/Ld	0.034	[-]
C_B	0.656	[-]
U_{model}	1.472	[m/s]
$U_{tam\ ölçek}$	10.91	[m/s]

Bu tabloda, L gemi tam boyunu, B gemi gövde genişliğini, d , geminin tam yüklü haldeki yaz su çekimini, A_R dümenin hareketli kısmının profil alanını, C_B geminin blok katsayısını ve U gemi hızını temsil etmektedir. Temel özellikleri Tablo 4'te sunulan SPSR_B1 konteyner gemi modeli, Wageningen B [20] serisi beş kanatlı sağ yönlü tek pervane ve NACA 0024 profilli dümen ile donatılmış; kendi sevk sistemine sahiptir.

Tablo 4: Gemi pervanesinin ana özellikleri

Parametre	SPSR_B1	Birim
Pervane kanat sayısı, Z	5	adet
Pervane çapı, D_P	0.1207	[m]
Hatve çap oranı P/D_P	0.917	[-]
Kanat açılım oranı, A_E/A_0	0.726	[-]
Pervane devri, n	13.708	[rps]

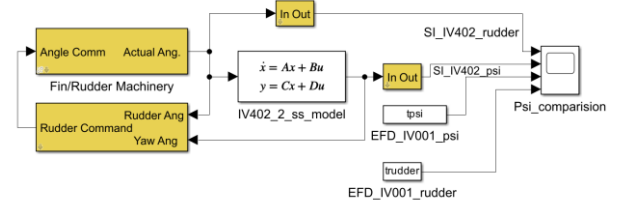
Tam ölçekli Nomoto matematiksel modelini elde etmek amacıyla, SPSR_B1 konteyner gemisi için IV 401 modeli oluşturulmuştur. Bu modelin parametreleri, Denklem (2) ile tanımlanan transfer fonksiyonu kullanılarak gri kutu sistem tanımlama yöntemiyle tahmin edilmiştir. Ardından, Tablo 2'de belirtilen frekans ve hız ölçeklendirme parametreleri kullanılarak IV 402 modeline geçiş yapılmıştır.

Farklı yöntemlerle elde edilen SPSR_B1 konteyner gemisinin IV 401 ve IV 402 modellerine ait Nomoto indis oranları (K'/T') Tablo 5'te özetlenmiştir. Nomoto indis oranı (K'/T'), hem IV401 hem de IV402 modelleri için benzer şekilde elde edilmiştir. Bu oranların yakınlığı, ölçeklendirme sürecinin tutarlılığını ve Froude yasasının başarıyla uygulandığını göstermektedir.

Tablo 5: Model detayları ve Nomoto matematiksel modeline ait indis oranları

Metot	Model #	Ölçek	Veri	K'/T'
Deney	IV 001	Tam	Deneme Seyri	-
SI TRR	IV 401	Tam	Deneme Seyri, Simülasyon	1.570
Froude ölçeklemesi	IV 402	1/58	Simülasyon	1.571

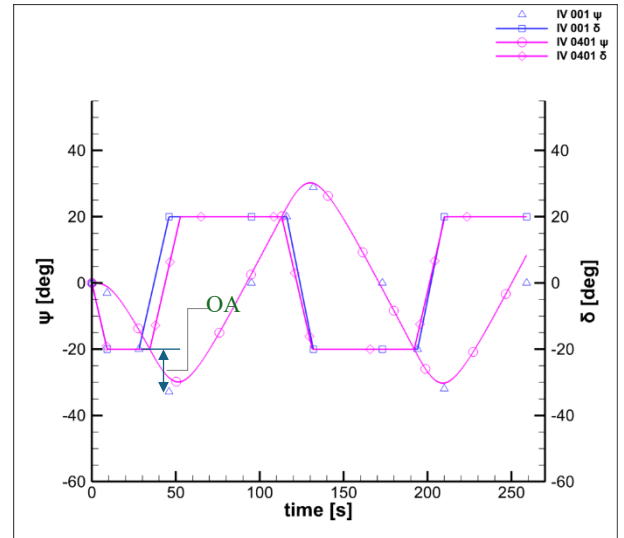
SPSR_B1 konteyner gemisinin hem model ölçeğinde hem tam ölçekte elde edilen Nomoto matematiksel modellerinin tahmin performansını değerlendirmek amacıyla, Tablo 1'de yer alan zikzak manevra tecrübesinin simülasyonları Şekil 3'te gösterilen blok diyagramı kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 3: Matematiksel modellerin simülasyonunda kullanılan MATLAB/Simulink blok diyagramı

Bu blok diyagramda, SPSR_B1'in zikzak deneyinde zamana bağlı dümen komutları, Fossen [13] tarafından geliştirilen ve Perez ve Blanke [21] tarafından uygulanan dümen mekanizması ve zikzak test dümeni komut blokları MATLAB/Simulink Kütüphane Tarayıcısına entegre edilmiştir.

Şekil 4 ve Şekil 5'te sunulan grafikler, SPSR_B1 konteyner gemisinin zikzag manevrası sırasında elde edilen dümen açısı (δ) ve savrulma açısı (Ψ) verilerinin zamanla değişimini göstermektedir. Şekil 4'te, tam ölçekli deneme seyri (IV001) elde edilen gerçek veriler ile gri kutu yöntemiyle tanımlanan tam ölçekli matematiksel modelin (IV401) tahminleri karşılaştırılmıştır.

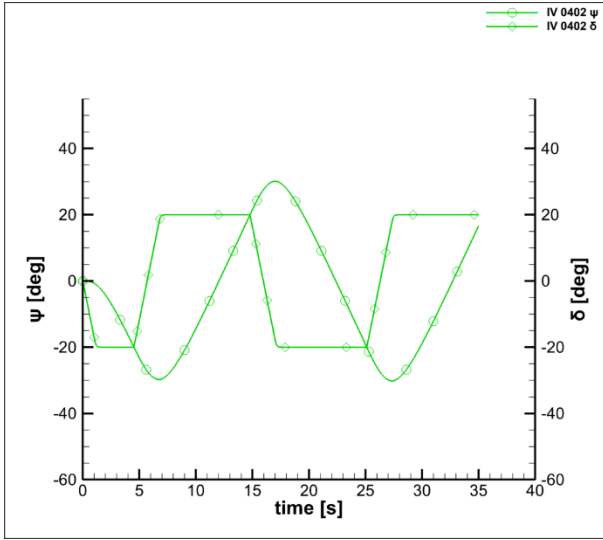


Şekil 4: Deneme seyri ve Gri kutu yöntemi ile elde edilen modelin savrulma açıları karşılaştırması

Gemi manevra tahmininde kullanılan ilk aşırı dönme açısı (OA) için, Uluslararası Denizcilik Örgütü (IMO) bu değer 25°'den küçük olması gerektiğini belirtmiştir. Bu açı, gemi sabit hızda ilerlerken dümenin önce sancak (+20°) tarafına, ardından iskele (-20°) tarafına çevrilmesiyle elde edilir [22]. Aşırı dönme açısının 25°'yi aşması, geminin rota tutma ve dönme kontrol kabiliyetinde yetersizliklere işaret eder ve otopilot kullanımını gündeme getirebilir. Bu çalışmada, dümen önce iskele (-20°) yönüne, ardından sancak (+20°) yönüne çevrilmiştir. IV401 modeli, Ψ değerlerinde gerçek verilere oldukça yakın sonuçlar üretmiş, özellikle aşırı dönme açılarında yüksek uyum sağlamıştır. Ancak her iki modelde de aşırı dönme açısının

gerçek deneme seyrine kıyasla daha düşük tahmin edildiği görülmektedir. Tam ölçekli deneme seyri (IV001) sırasında aşırı dönme açısı 7.9° olarak ölçülürken; bu değer gri kutu yöntemiyle elde edilen Nomoto modeli IV 401 ile 5.24° , IV 402 ile ise 5.15° olarak tahmin edilmiştir. Her iki model de IMO sınır değeri sınırlarında kalan tahminler üretmiş ve manevra performansının kabul edilebilir düzeyde temsil edildiğini göstermiştir.

Froude ölçeklemesi ile elde edilen Tablo 5'te detayları verilen Nomoto indis oranları kullanılarak oluşturulan IV402 modelinin simülasyon sonuçları ise Şekil 5' te sunulmuştur.



Şekil 5: Ölçekli modelin savrulma açısı grafiği

Sonuç olarak, her iki model de gerek tam ölçekli gerekse model ölçekli düzlemde, zigzag manevrasına ait yönelme davranışını yüksek doğrulukla temsil etmiş ve Nomoto modeli üzerinden gemi manevra karakteristiklerinin güvenilir biçimde tahmin edilebileceğini ortaya koymuştur.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, bir konteyner gemisinin hem tam ölçekli hem de model ölçekli manevra performansı, Nomoto matematiksel modeli temelinde gri kutu sistem tanımlama yöntemi ile incelenmiştir. Tam ölçekli deneme seyrinden elde edilen veriler, gri kutu modelleme sürecinde kullanılarak gemi dinamikleri başarıyla temsil edilmiştir. Modelleme süreci sonunda elde edilen birinci dereceden Nomoto indisleri, Froude ölçekleme esaslarına göre model ölçeğine aktarılmış ve sonuçların tutarlılığı test edilmiştir.

Zigzag manevrası verileri üzerinde yapılan karşılaştırmalar hem tam ölçekli model hem de ölçekli model için savrulma açısı tahminlerinin, gerçek sistem davranışına yüksek oranda uyum sağladığını göstermiştir. Ancak her iki modelde de aşırı dönme açısı değerlerinin, gerçek deneme seyrine kıyasla daha düşük tahmin edildiği görülmüştür. Bu durum, sistemin lineer olmasıyla açıklanabilir. Nomoto indis oranı her iki model için de benzer şekilde hesaplanmış ve bu da ölçekleme işleminin doğruluğunu desteklemiştir.

Elde edilen sonuçlar, gri kutu sistem tanımlama yaklaşımının gemi manevra dinamiklerini temsil etmede etkili olduğunu,

ayrıca Froude benzerliği esas alınarak gerçekleştirilen ölçekleme sürecinin matematiksel modeller üzerinden başarılı şekilde uygulanabileceğini ortaya koymuştur. Bu yöntem, hem model hem de tam ölçekli deneme verilerine dayalı olarak, ileri seviye kontrol algoritmalarının geliştirilmesi ve manevra simülasyonlarının doğrulanması açısından önemli bir temel teşkil etmektedir.

Teşekkür

Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Birimi tarafından FCD-2022-4536 nolu proje kapsamında desteklenmiştir. Gemi modelinin temini için İstanbul Teknik Üniversitesi'ne, finansal destekleri için Gemi Mühendisleri Odası'na ve tam ölçekli deneme seyir verilerinin sağlanması için Arkas Denizcilik'e teşekkürlerini sunar.

Kaynakça

- [1] R. Zhang, X. Zhang, and X. Wang, "Gray-Box Modeling of Ship Manoeuvring Motion Using On-Line Support Vector Machine," 2022, doi: 10.1109/ICAML57167.2022.00051.
- [2] G. Chilcice and O. el Moutar, "Data-driven system identification of hydrodynamic maneuvering coefficients from free-running tests," *Phys. Fluids*, vol. 35, no. 5, 2023, doi: 10.1063/5.0148219.
- [3] S. Sutulo and C. Guedes Soares, "Application of an offline identification algorithm for adjusting parameters of a modular manoeuvring mathematical model," *Ocean Eng.*, vol. 279, p. 114328, 2023, doi: 10.1016/j.oceaneng.2023.114328.
- [4] Y. Meng, X. Zhang, X. Zhang, D. Ma, and Y. Duan, "Online ship motion identification modeling and its application to course-keeping control," *Ocean Eng.*, vol. 294, no. January, p. 116853, 2024, doi: 10.1016/j.oceaneng.2024.116853.
- [5] F. Azarsina and C. D. Williams, "Nomoto Indices for Constant-Depth Zigzag Manoeuvres of an Autonomous Underwater Vehicle," *ISRN Oceanogr.*, vol. 2013, pp. 1–8, Dec. 2013, doi: 10.5402/2013/219545.
- [6] Y. Liu, N. Noguchi, and R. F. Ali, "Simulation and test of an agricultural unmanned airboat maneuverability model," *Int. J. Agric. Biol. Eng.*, vol. 10, no. 1, pp. 88–96, 2017, doi: 10.3965/j.ijabe.20171001.2538.
- [7] N. Assani, I. Pavić, S. Vukša, and M. Laušić, "Analysis of the Nomoto ship model response to course changes using PID controller in Matlab/Simulink," *ICTS 2020 Marit. Transp. Logist. Sci. - Conf. Proc.*, no. September, 2020.
- [8] Z. Zhang, Y. Zhang, J. Wang, and H. Wang, "Parameter identification and application of ship maneuvering model based on TO-CSA," *Ocean Eng.*, vol. 266, p. 113128, Dec. 2022, doi: 10.1016/j.oceaneng.2022.113128.
- [9] E. Milanov, "Sea Vehicle Maneuvering Model Identification by 'Grey box' Method," in *Proceeding of 4th int. Conference on Material Science, Hydro- and Aerodynamics and National Security*, 2014, pp. 225–231.
- [10] D. Efremov and E. Milanov, "Identification of the twin

- propellers – twin rudder system in vessel simulation model by ‘grey-box’ method,” in *Sustainable Development and Innovations in Marine Technologies, Proceedings of the 18th International Congress of the Maritime Association of the Mediterranean (IMAM 2019)*, 2019, no. September, pp. 175–181, doi: 10.1201/9780367810085-22.
- [11] E. Atasayan, E. Milanov, and A. D. Alkan, “On the basis of Nomoto and 3-DOF MMG models of a car carrier comparison on manoeuvring performance,” in *The 25th National Automatic Control Conference (TOK 2024)*, 2024, pp. 869–873, [Online]. Available: https://yordam.ktun.edu.tr/yordam/?p=1&q=*&dil=0&demirbas=EK01A7020F.
- [12] E. Atasayan, E. Milanov, and A. D. Alkan, “Comparison of Ship Manoeuvrability Prediction Methods: Curve Fitting vs. Transfer Function,” in *Proceedings of the 3rd International Congress on Ship and Marine Technology*, 2024, pp. 261–268, [Online]. Available: <https://www.gmoshipmar.org/>.
- [13] T. I. Fossen, *Marine Control Systems: Guidance, Navigation, and Control of Ships, Rigs and Underwater Vehicles*. Trondheim, Norway, 2002.
- [14] L. Moreira, T. I. Fossen, and C. G. Soares, *Modeling, guidance and control of “Esso Osaka” model*, vol. 16, no. 1. IFAC, 2005.
- [15] C. Bai, H. Wang, T. Ju, and H. Shi, “Course-keeping control for directionally unstable large tankers using the mirror-mapping technique,” *Brodogradnja*, vol. 71, no. 4, pp. 67–80, 2020, doi: 10.21278/brod71405.
- [16] L. Ljung, *System Identification: Theory for the User*, Second. New Jersey: Prentice-Hall, Inc, 1999.
- [17] L. Ljung, *System identification toolbox. User’s guide*. The MathWorks, Inc., 2012.
- [18] L. Ljung, C. Andersson, K. Tiels, and T. B. Schön, “Deep Learning and System Identification,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 53, no. 2, pp. 1175–1181, 2020, doi: <https://doi.org/10.1016/j.ifacol.2020.12.1329>.
- [19] L. Moreira, T. I. Fossen, and C. Guedes Soares, “Path following control system for a tanker ship model,” *Ocean Eng.*, vol. 34, no. 14–15, pp. 2074–2085, 2007, doi: 10.1016/j.oceaneng.2007.02.005.
- [20] W. P. A. van Lammeren, J. . D. van Manen, and M. W. C. Oosterveld, “The Wageningen B-Screw Series,” *Soc Nav Archit. Mar Eng Trans*, vol. 77, no. 8, 1969, [Online]. Available: <https://trid.trb.org/View/354>.
- [21] T. Perez and M. Blanke, “Mathematical Ship Modeling for Control Applications,” 2002. [Online]. Available: <http://www.iau.dtu.dk/secretary/pdf/TP-MB-shipmod.pdf>.
- [22] K. Sarıöz, A. Kükner, and A. D. Alkan, “Maneuver Section,” in *TMMOB Gemi Mühendisliği El Kitabı*, T. Yılmaz, Ed. İstanbul: Gemi Mühendisleri Odası, 2019, pp. 7.1-7.48.

Kapalı Çevrim Sistem Tanımlama Kullanılarak Elektrohidrolik Servovalf Tipi FMU'nun Modelleme ve Kontrolcü Tasarımı

Modeling and Control Design of an Electrohydraulic Servo Valve-Type FMU Using Closed-Loop System Identification

Bilal Emre Bozkurt¹, Zeki Yağız Bayraktaroğlu²

¹Makine Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
bozkurt23@itu.edu.tr

¹TUSAŞ Motor Sanayii A.Ş. (TEİ)
Eskişehir, Türkiye

²Makine Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
bayraktar6@itu.edu.tr

Özetçe

Gaz türbinli motorlarda yakıt miktarının hassas bir şekilde kontrolü, motor performansı açısından kritik bir rol oynamaktadır. Bu çalışmada, nozul-flapper tipi servovalf içeren bir elektrohidrolik Yakıt Kontrol Ünitesinin (FMU), kapalı çevrim sistem tanımlama yöntemi ile modellenmesi ve bu modele dayalı kontrolcü tasarımı gerçekleştirilmiştir. FMU'nun karmaşık yapısı ve doğrusal olmayan dinamik özellikleri nedeniyle klasik modelleme yöntemlerinin yetersiz kaldığı durumlarda, kara-kutu (black-box) sistem tanımlama yaklaşımı tercih edilmiştir. Sistem tanımlama süreci özel olarak oluşturulan bir test düzeneğinde, eyleyicinin integratör tip bir eyleyici olması (sabit bir giriş sinyalinde durağan halde kalmayan) sebebiyle kapalı çevrim kontrol altında gerçekleştirilmiş. Kontrol girdisi olarak durağan yakıt debisinin üstüne, Schröder Multisine yakıt girdisi eklenmiştir. Sistem giriş sinyali ve çıkış sinyalinden faydalanılarak, FMU'nun matematiksel modeli elde edilmiştir. Ortaya çıkan matematiksel model kullanılarak, uygun kontrolcü tasarlanmıştır. Çalışma deneysel sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

Abstract

Precise control of fuel quantity in gas turbine engines plays a critical role in engine performance. In this study, the modeling of an Electrohydraulic Fuel Metering Unit (FMU) incorporating a nozzle-flapper type servovalve was performed using a closed-loop system identification method, followed by the design of a controller based on this model. Due to the FMU's complex structure and nonlinear dynamic characteristics, a black-box system identification approach was preferred in cases where conventional modeling techniques proved inadequate. The system identification process was conducted under closed-loop control in a specially designed test setup, owing to the integrator-type behavior of the actuator (i.e., the actuator does not remain in a steady state under constant input). A Schröder multisine fuel

input signal was superimposed on the steady-state fuel flow as the control input. Utilizing the system's input and output signals, a mathematical model of the FMU was derived. Based on this mathematical model, an appropriate controller was designed. The study's outcomes were validated through comparison with experimental results.

Dokümanda yer alan fiziksel büyüklükler uygun referans değerler kullanılarak boyutsuzlaştırılmıştır.

1. Giriş

Gaz türbinli motorların verimli ve güvenli çalışabilmesi, yanma odasına gönderilen yakıtın miktarının doğru, hızlı ve hassas şekilde kontrol edilmesine doğrudan bağlıdır. Yakıt miktarının etkin biçimde ayarlanması, motorun hızlanma cevabı, sıcaklık kontrolü ve genel performansı üzerinde belirleyici bir etkiye sahiptir. Bu kontrol, genellikle Motor Kontrol Sistemi (MKS) içerisinde yer alan yakıt kontrol algoritmaları aracılığıyla gerçekleştirilir. Platformdan gelen farklı güç ve hızlanma taleplerine göre, MKS içerisinde yer alan sıcaklık, hız ve ivmelenme kontrolü yapan algoritmalar tarafından, hesaplanan referans yakıt değeri, yakıt kontrol algoritmasına aktarılır. Algoritma FMU eyleyicisinin kontrol girişini oluşturur ve bununla birlikte referans yakıt değeri fiziksel yakıt akışına dönüştürülür [1].

Modern uygulamalarda sıklıkla tercih edilen elektrohidrolik FMU'lar, yüksek doğruluk ve hızlı dinamik yanıt yetenekleri sayesinde turbopompa motorları gibi gelişmiş motor sistemlerinde kullanılmaktadır. Bu çalışmada kullanılan FMU, Nozul-Flapper tipi bir servovalf içermekte olup, karakteristik olarak doğrusal olmayan ve parametreleri zamanla değişebilen karmaşık bir yapıya sahiptir [2],[3]. Bu nedenle, fizik-tabanlı modelleme yöntemleri ile FMU'nun dinamik davranışını temsil etmek zordur [4],[5],[6]. Literatürde bu tür sistemler

için kara-kutu sistem tanımlama yöntemleri başarılı sonuçlar vermektedir [7],[8].

Bu çalışmada, söz konusu elektrohidrolik FMU'nun modeli kapalı çevrim sistem tanımlama yöntemi kullanılarak elde edilmiştir [12]. FMU'nun açık çevrim kontrol edilememesi nedeniyle, özel olarak tasarlanmış bir test düzeneği üzerinde kapalı çevrim kontrolcü devreye alınmış, ardından sistem tanımlama işlemi gerçekleştirilmiştir [7],[9]. Giriş-çıkış sinyalleri kullanılarak oluşturulan matematiksel model, sistemin dinamiklerini temsil eden karakteristik denklemleri ortaya koymuştur. Elektrohidrolik FMU kontrolünde sıklıkla PID kontrolcüler karşımıza çıkar. PID'nin optimal katsayılarının bulunmasında Ziegner-Nichols yönteminden ya da Genetik Algoritma yönteminden faydalanılmaktadır. Sistemin nonlineerliğinden ötürü kazanç haritalandırma yöntemi (gain-scheduling), ya da model tabanlı kontrolcüler kullanılmaktadır. Kayan modlu kontrolcü (Sliding-Mode Controller) kontrol yöntemi de servovalf kontrolünde tercih edilmektedir. Elde edilen model esas alınarak, FMU'nun kontrolü için uygun bir kontrolcü tasarımı yapılmıştır [2],[10],[11].

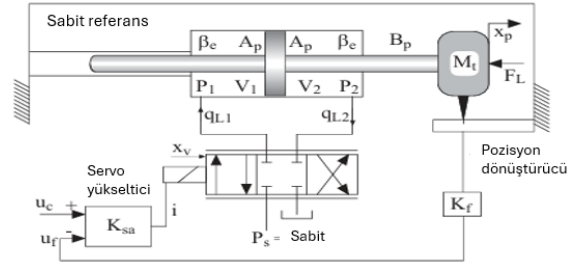
Bu çalışmanın amacı, nozul-flapper tipi bir elektrohidrolik FMU'nun veri tabanlı (data-driven) sistem tanımlama ve model tabanlı kontrol tasarımı açısından kapsamlı bir incelemesini sunmaktır. Çalışma, bu alandaki literatüre deneysel doğrulama içeren bir katkı sağlamayı hedeflemektedir.



Şekil 2.1 Airbus A320 P/N Yakıt Ölçeklendirme Ünitesi FMU702-03

2. Yakıt Kontrol Sistemi ve Denklemleri

Yakıt kontrol sisteminin modellenmesi motor simülasyonlarının doğruluğu ve eyleyicinin motora etkisinin masaüstü testlerle analiz edilmesine fırsat vermektedir. Sisteme ait denklemlerle bir yakıt kontrol ünitesinin modellenmesinde karşılaşılan en büyük sorun parametre belirsizlikleri ve tasarimsal olarak ortaya çıkan katsayıların bilinmemesidir. Aşağıda simetrik silindire sahip bir pozisyon servosunun genel denklemleri yer almaktadır. Aşağıda yer alan denklemler servo ve eyleyici hareketlerini modellemede yeterli olsa da ölçeklendirme valfinin tanımlanmasında ek matematiksel denklemler ve parametreler gereklidir.



Şekil 2.1 Valf kontrollü simetrik silindirli pozisyon servosu

Dört yollu, kritik merkezli valf için genel akış denklemleri şu şekilde yazılabilir: ($x_v = K_i * i_v$)

$$q_L = C_q w x_v \sqrt{\frac{1}{\rho} (p_s - p_L)}, \quad p_L = p_1 - p_2 \quad (1)$$

$$(p_s - p_L) > 0$$

C_q = akış sabiti, [-],
 p_s = besleme basıncı, [Pa],
 w = alan gradyanı, [m],
 $p_L = p_1 - p_2$ = yük basınç farkı, [Pa],
 x_v = valf sürgüsü yer değiştirmesi, [m],
 ρ = akış yoğunluğu, [kg/m³],
 i_v = elektrik giriş sinyali, [A],
 A_p = piston alanı, [m²],
 β_e = bulk modül, [MPa],

Denklem(1)'deki valf katsayıları şu şekilde bulunabilir:

Akış katsayısı:

$$K_q = C_q w x_v \sqrt{\frac{1}{\rho} (p_s - P_{L0})} \quad (2)$$

Akış-basınç katsayısı:

$$K_c = \frac{C_q w x_{L0}}{2 \sqrt{\rho \cdot (p_s - P_{L0})}} \quad (3)$$

Valf akışını tanımlayan doğrusallaştırılmış ve Laplace dönüştürülmüş denklemler şu şekildedir:

$$\Delta Q_L = K_q \Delta X_v - K_c \Delta P_L \quad (4)$$

Silindirde (sadece pistonun karşısında) herhangi bir dış sızıntı akışı olmadığı durumda, V_1 ve V_2 hacimleri için doğrusallaştırılmış ve Laplace dönüşümlü süreklilik denklemleri şu şekilde elde edilir:

$$\Delta Q_{L1} - C_p (\Delta P_1 - \Delta P_2) = A_p s \Delta X_p + \frac{V_1}{\beta_e} s \Delta P_1 \quad (5)$$

$$-\Delta Q_{L2} + C_p (\Delta P_1 - \Delta P_2) = -A_p s \Delta X_p + \frac{V_2}{\beta_e} s \Delta P_2 \quad (6)$$

Simetrik silindir nedeniyle yük akışını denklem (7)'deki şekilde hesaplamak mümkündür:

$$\Delta Q_L = \frac{\Delta Q_{L1} + \Delta Q_{L2}}{2} \quad (7)$$

Pistonun merkez konumda olduğunu ($x_p = 0$) ve hacimlerin $V_1 = V_2 = \frac{V_t}{2}$ olduğunu varsayalım; burada V_t , silindirdeki toplam basınçlı hacimdir. (5) ile (7) arasındaki denklemleri, yük basınç farkı tanımını kullanarak birleştirerek $\Delta P_L = \Delta P_1 - \Delta P_2$

$$\Delta Q_L = A_p s \Delta X_p + C_p \Delta P_L + \frac{V_t}{4\beta_e} s \Delta P_L \quad (8)$$

(4) ve (8) denklemlerini servo valfe elektriksel girişle birleştirerek,

$$K_{qi} \Delta X_v = A_p s \Delta X_p + \left(K_{ce} + \frac{V_t}{4\beta_e} s \right) \Delta P_L \quad (9)$$

toplam akış-basınç katsayısının olduğu yer $K_{ce} = K_c + C_p$.

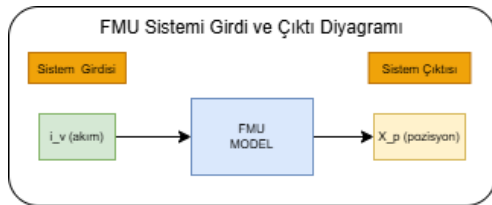
Aktüatör için nihai denklem, pistonun kuvvetlerinden elde edilir. Doğrusallaştırılmış ve Laplace dönüşümlü kuvvet denklemi şu şekilde yazılacaktır:

$$A_p (\Delta P_1 - \Delta P_2) = A_p s^2 \Delta X_p + B_p s \Delta X_p + \Delta F_L \quad (10)$$

Konum geri besleme kazancı K_f , servo yükseltici kazancı K_{sa} ve servo valfinin transfer fonksiyonu $G_v(s)$ tanıtıldığında, valfin makara yer değiştirmesi (X_v) şu şekilde yazılır:

$$\Delta X_v = (U_c - K_f \Delta X_p) K_{sa} G_v(s) \quad (11)$$

Elektromekanik bir FMU'nun matematiksel olarak modellenmesinde kullanılan denklemler yukarıda yer almaktadır. FMU sistemi incelendiğinde sistemin girdi ve çıktıları Şekil 2.2'deki gibi belirlenebilir. Buradan hareketle sistem tanımlamada kullanılacak parametreler belirlenmiştir. Sistemin girdisi servo valfe uygulanan (i_v) akım değeri, sistemin çıktısı ise (X_p) valf sürgüsü (spool) hareketidir. [10]



Şekil 2.2 FMU sistemi tanımlama girdi ve çıktı diyagramı

3. Sistem Tanımlama Girdisi ve Sonuçları

Sistemin matematiksel olarak modellemesinde yaşanan zorluklar: iç yapısının, parametre katsayılarının ve tasarimsal özellikleri tam olarak bilinmemektedir. Bu sebeple kara-kutu modelleme yöntemi tercih edilmiştir.

Kulikow ve Mattingley yakıt kontrolcüsünü modellerken birinci dereceden transfer fonksiyondan faydalanmışlardır. Kulikow çalışmasında açık-çevrim tanımlama yaptığından bahsetmiştir. Bu durumda bahsedilen sistem integratör tip bir eyleyici değildir [12],[15].

$$W1(s) = \frac{K}{Ts+1} \quad (12)$$

Girdi, PI kontrolör tarafından beslenen kontrol sinyali V_{PI} olup; çıktı ise ölçüm valfinin açılma konumu a_{mv} şeklindedir.

İntegratör tip eyleyici olan sistemlere kapalı çevrim sistem tanımlama yapılmak zorundadır. Aksi halde verilecek olan giriş değerinin işaretine bağlı olarak ölçeklendirme valfi stroğu tamamen açık ya da tamamen kapalı yönde hareket edecektir. Bu sebeple bu çalışmada yer alan yakıt ölçeklendirme eyleyicisi modellenirken, sistemde yer alan serbest integratör sebebiyle sistem ikinci mertebeden transfer fonksiyona sahip olmalıdır. Bu durumda FMU'ya ait transfer fonksiyonunun aşağıdaki gibi olması beklenmektedir:

$$W2(s) = \frac{K}{Ts^2+s} \quad (13)$$

Sistemin girdisi, PI kontrolcü çıktısı olan akım (mA) ve sistemin çıktısı ölçeklendirme valfi açıklığı olan doğrusal değişken diferansiyel transformatör (LVDT) pozisyon geri beslemesidir.

3.1. Sistem Tanımlama Girdisi

FMU'nun sistem tanımlama testleri için optimum girdi sinyali seçimi yapılmıştır. Seçim kriterleri, uygulanabilirlik, zaman, frekans aralığı ve tepe faktörü (crest factor) yönlerinden incelenmiştir. Literatürde sıklıkla Chirp, Multisine, PRBS ve Sinestream girdilerinin kullanıldığı görülmüştür. Bahsedilen seçim kriterleri doğrultusunda multisine girdisinin en uygun sinyal olduğu görülmüştür.

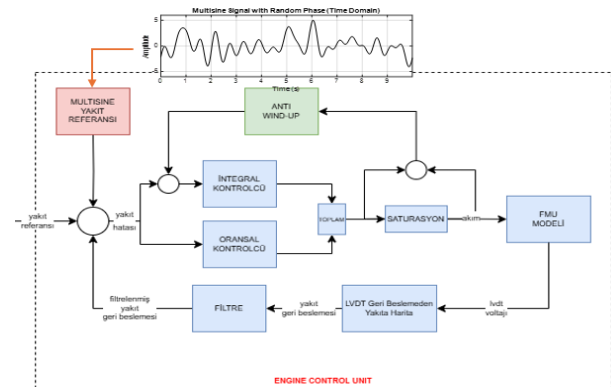
Girdi sinyali:

$$u(t) = \sum_{n=1}^M A \cos(i(p) 2\pi f_0 t + \phi(p)) \quad (14)$$

f_0 : Temel frekans, Schroder fazı: $\phi(k) = -p(p-1)\frac{\pi}{F}$

ya da $\phi(p) = p^2 \frac{\pi}{F}$, $\phi(1) = 0$,

M : toplam harmonik sayısı, $i(p) \in N$ (bir tam sayı.)



Şekil 3.1 Kontrolcü mimarisi ve multisine girdisi

Sistem tanımlama girdisi Şekil 3.1’de gözüktüğü gibi yakıt talebinin üzerine eklenir ve kapalı çevrim kontrolcü tarafından yakıt hatasının giderilmesi için hesaplanan akım değeri servo valfe uygulanır. Değişen akım değerleri sonucunda ölçeklendirme valfi pozisyon geri beslemesi değişir. Sistem tanımlama bu girdi ve çıktılar arasında uygulanır.

Durağan bir yakıt debisinde (sabit ölçeklendirme valfi açıklığı), multisine girdisi sisteme eklenir. Eklenilen girdinin oluşturacağı yakıt salınımı genlik değeri ve dürtme frekans aralığı sistem karakteristiğine uygun olacak biçimde seçilmiştir. Literatürden referans olarak Moog Tip-30 servo valfi seçilmiştir. Bu valfe ait bant genişliği değerinin 200-300 Hertz aralığında olduğu referans kaynaklarda görülmektedir. Buna göre FMU eyleyicisinin uyarılma frekansının maksimum 20-30 Hertz arasında olması, sistem dinamiklerini yakalamak için uygun olacaktır. Sistem tanımlamada uyarılma frekansı olarak 0.1-10 Hertz aralığında 21 ayrı frekans değeri seçilmiştir. [13]

Farklı sabit yakıt debilerinde bu işlem tekrar edilerek, ayrı noktalara ait transfer fonksiyonlar elde edilmiş ve fonksiyonların ne kadar değiştiği incelenmiştir.

3.2. Sistem Tanımlama Sonuçları

Dijital olarak sinyaller bir kayıt cihazıyla toplanmaktadır ve sinyallerin frekans uzayındaki yanıtlarının incelenebilmesi için Ayrık Fourier Dönüşümü (DFT) yapılması gerekmektedir. Periyodik olarak toplanan sinyaller zamana bağlıdır. Giriş ve çıkış sinyali zaman serisinden frekans serisi formatına dönüştürüldükten sonra her bir frekans noktasının kendine ait bir faz ve genlik değeri bulunur. Bu değerler daha sonra frekans serisindeyken çıkış sinyalinin giriş sinyaline bölünmesiyle sisteme ait transfer fonksiyon elde edilir. [14]

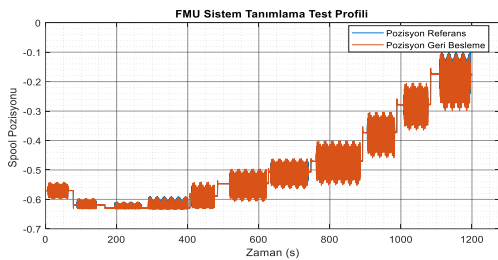
DFT dönüşüm formülü (frekans uzayında):

$$X(k) = \sum_n x(n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{N} kn\right) \quad (15)$$

DFT dönüşüm formülü (zaman uzayında):

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_k X(k) \exp\left(\frac{j2\pi}{N} kn\right) \quad (16)$$

Yakıt ölçeklendirme sistemine uygulanan yakıt salınımı bölgeleri ve yakıt salınımları şekil 3.2’de yer almaktadır.



Şekil 3.2 FMU sistem tanımlama bölgeleri ve yakıt salınımları

Yapılan çalışmada akım kontrolüyle; FMU’nun valf sürgüsü hızının kontrol edildiği bode diyagramlarından anlaşılmıştır. Bu sebeple hesaplanan transfer fonksiyonlardan serbest

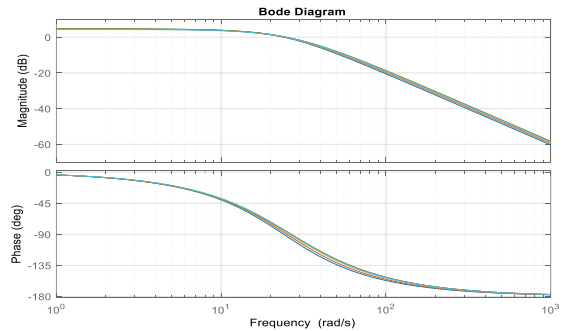
integratör kaldırılmıştır. Transfer fonksiyonlar servo valfe uygulanan akımdan valf sürgüsü hızıdır.

Tablo 3-1’de farklı yakıt bölgelerinde yapılan sistem tanımlama testi, sonrasında elde edilen transfer fonksiyonlar yer almaktadır. Fonksiyonlar kontrolcü eforundan (akım) valf sürgüsü hızıdır. Farklı bölgelerde yapılan sistem tanımlamalara göre, FMU’nun lineer davranış gösterdiği, denklemler incelendiğinde görülmüştür. Ayrıca Kulikow ve Mattingley’in çalışmasına göre elde edilecek kontrolcü eforundan (akım) valf sürgüsü pozisyonuna olan transfer fonksiyon ikinci mertebeden olmalıdır. Fakat yapılan sistem tanımlama çalışmasına göre FMU’nun karakteristiğini en iyi üçüncü mertebeden transfer fonksiyon ifade edecektir.

Tablo 3-1 FMU sistem tanımlaması elde edilen transfer denklemler ve bant genişliği (akımdan – valf sürgüsü hızına).

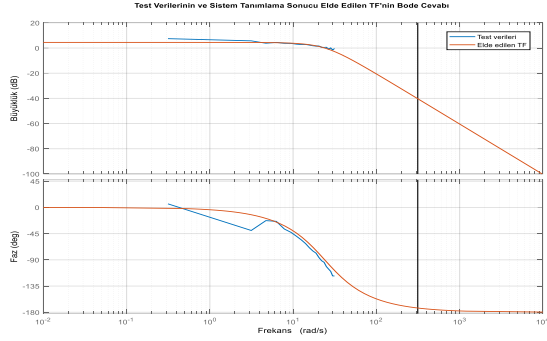
Numara	Elde Edilen Transfer Denklem	Bant Genişliği
1	$W_1(s) = \frac{959.1}{s^2 + 39.99s + 574.1}$	19.7492
2	$W_2(s) = \frac{1054}{s^2 + 42.99s + 625.9}$	19.8476
3	$W_3(s) = \frac{1127}{s^2 + 46.65s + 666.4}$	19.1203
4	$W_4(s) = \frac{1205}{s^2 + 48.85s + 705.8}$	19.2070
5	$W_5(s) = \frac{1218}{s^2 + 48.57s + 705.9}$	19.3663
6	$W_6(s) = \frac{1160}{s^2 + 47.1s + 706.6}$	20.2263

Tablo 3-1’de yer alan transfer denklemlere ait bode diyagramları Şekil 3.3’de yer almaktadır. Transfer fonksiyonlar benzer karakteristik özelliklere sahiptir.

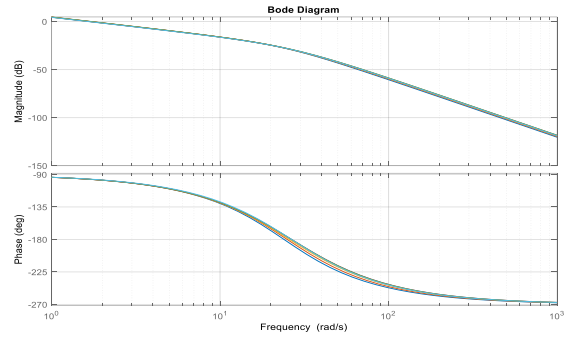


Şekil 3.3 FMU sistemi bode diyagramları (akımdan – valf sürgüsü hızına)

Tablo 3-1’de yer alan 1 numaralı transfer denklem kullanılarak test verileri ve elde edilen transfer fonksiyon ilişkisi gösterilmektedir. Şekil 3.4’de yer alan bode diyagramında elde edilen karakteristik denklemin test verileriyle uyumlu olduğu görülmektedir.

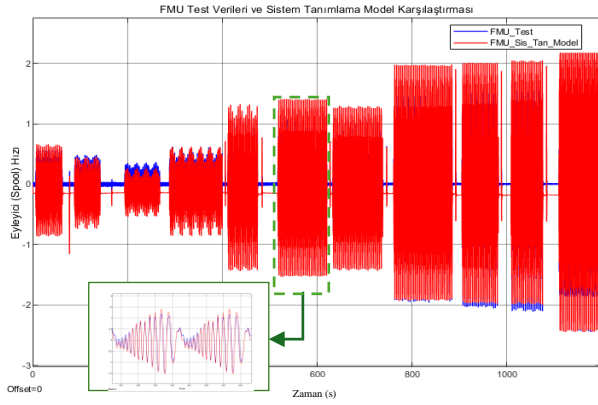


Şekil 3.4 FMU sistemi bode diyagramı (akımdan – valf sürgüsü hızına)



Şekil 3.6 FMU sistemi bode diyagramları (akımdan – valf sürgüsü pozisyonuna)

Sistem tanımlama testine ait test giriş sinyali (akım), Tablo 3-1’de yer alan 1 numaralı transfer fonksiyonu ile oluşturulmuş simülasyon ortamına uygulanmıştır. Şekil 3.5’de test verileriyle simülasyon ortamında elde edilen verilerin üst üste örtüştüğü ve elde edilen transfer fonksiyonun FMU dinamiğini gösterdiği görülmektedir.



Şekil 3.5 FMU sistemi bode diyagramları (akımdan – valf sürgüsü değişimine (hızına))

Uygulanan akımdan valf sürgüsü hızına olan transfer fonksiyonlara, sistemde yer alan serbest integratörün eklenmesiyle üçüncü mertebeden fonksiyonlar elde edilmiştir. Tablo 3-2’de yer almaktadır.

Tablo 3-2 FMU sistem tanımlaması elde edilen transfer denklemler ve bant genişliği (akımdan – valf sürgüsü pozisyonuna).

Numara	Elde Edilen Transfer Denklem	Bant Genişliği
1	$W_1(s) = \frac{959.1}{s^3 + 39.99s^2 + 574.1s}$	NaN
2	$W_2(s) = \frac{1054}{s^3 + 42.99s^2 + 625.9s}$	NaN
3	$W_3(s) = \frac{1127}{s^3 + 46.65s^2 + 666.4s}$	NaN
4	$W_4(s) = \frac{1205}{s^3 + 48.85s^2 + 705.8s}$	NaN
5	$W_5(s) = \frac{1218}{s^3 + 48.57s^2 + 705.9s}$	NaN
6	$W_6(s) = \frac{1160}{s^3 + 47.1s^2 + 706.6s}$	NaN

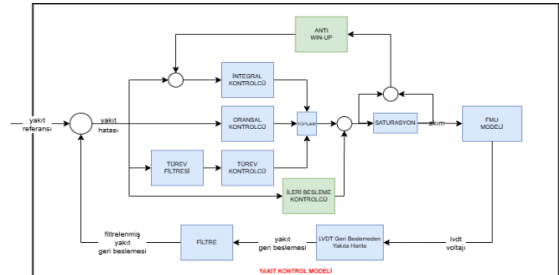
4. Kontrolcü Tasarımı ve Mimarisi

Sistem tanımlama testleri kapalı çevrim olarak gerçekleştirilmiştir. Orada devreye alınan kontrolcü PI türünde bir kontrolcüdür. Sistem tanımlama test sonuçlarının değerlendirilmesiyle Şekil 4.1’de yer alan yakıt kontrol mimarisi kullanılmıştır.

Bazı durumlarda PID kontrolcü, komut sinyalindeki hızlı değişimlere karşı daha dinamik bir telafiye ihtiyacı duymaktadır. Bu bağlamda, sistem tepkisini hızlandırmak ve gecikmeyi azaltmak amacıyla ileri besleme kazancı kontrolcüye eklenmiştir.

PID kontrolörlerde türevsel kazanç, frekansla birlikte artar. Bu durum, yüksek frekanslı gürültülerin sistem performansını olumsuz etkilemesine neden olabilir. Bu nedenle, yüksek frekanslardaki türev kazancını sınırlamak amacıyla ileri yol filtresi kullanılmıştır.

Anti-Windup kullanım amacı, sistemde doygunluk sınırlarını dikkate alarak integratör kazancını ayarlamaktır. Bu sayede kontrol sinyali, belirlenen doygunluk limitlerinin dışına çıkmadan sınırlı tutulur.

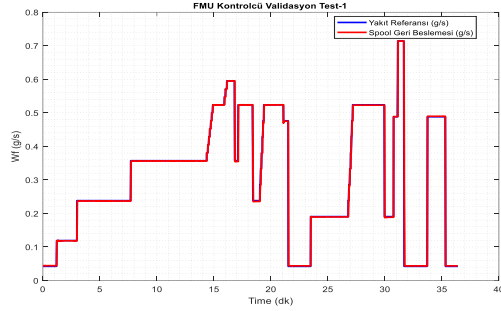


Şekil 4.1 Sistem tanımlama sonrasında güncel FMU kontrol modeli

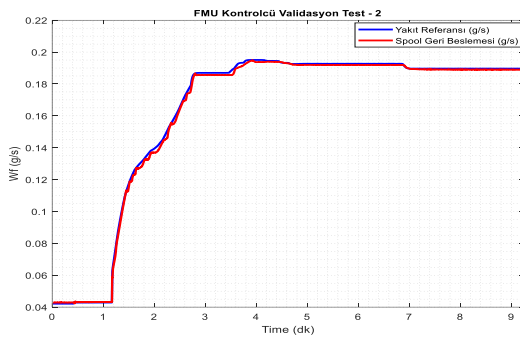
5. Simülasyon Sonuçları ve Deneysel Sonuçların Karşılaştırılması

Bilgisayar ortamında geliştirilmiş olan FMU kontrolcüsü ve dinamik modelinin yer aldığı Şekil 4.1’de yer alan yakıt kontrol modelinde simülasyonlar yapılmıştır. Daha sonra simülasyonlarda elde edilen performans test riginde tekrar

edilerek sonuçlar karşılaştırılmıştır. Geliştirilen kontrolcünün modelde ve rigde yapılan testlerde benzer sonuçlar verdiği görülmüştür. Şekil 5.1 ve Şekil 5.2’de test riginde elde edilen sonuçlar bulunmaktadır.



Şekil 5.1 FMU kontrolcüsü validasyon testi-1



Şekil 5.2 FMU kontrolcüsü validasyon testi-2

6. Sonuçlar

Karmaşık ve modellemenin zor olduğu durumlarda sistem tanımlama yöntemi bir modelin giriş ve çıkış sinyallerinden faydalanarak, sistem modelinin elde edilmesine olanak tanır. Sistem türüne bağlı olarak kapalı çevrim sistem tanımlama gerekli olabilir. Ortaya çıkan test sonuçları değerlendirildiğinde, elde edilen transfer fonksiyonunun sistemin yanıtlarına oldukça yakın sonuçlar verdiği görülmüştür. Elde edilen transfer fonksiyonu kullanılarak geliştirilen kontrolcü simülasyon ve deneysel ortamda doğrulanmış ve dikkate değer biçimde, iyi sonuçlar elde edilmiştir. Elde edilen FMU modeli ile motor kontrol algoritmasının en önemli değişkenlerinden olan yakıt sisteminin modeli yüksek doğrulukta elde edilmiştir. Bu sayede motor testleri öncesinde algoritmalar ve fonksiyonlar simülasyon ortamında denenebilmiştir. Bu çalışma ile literatürde yer alan teorik yaklaşım deneysel olarak doğrulanmıştır.

Teşekkür

Teknik, altyapı ve süreç konusundaki destekleri için TUSAŞ Motor Sanayii A.Ş.’ye (TEİ) teşekkür ederim.

Kaynakça

- [1] Sciatti, F. *et al.* (2023) ‘Modelling of the entire aircraft fuel system through simulink for accurate performance evaluation’, *ASME/BATH 2023 Symposium on Fluid Power and Motion Control*. doi:10.1115/fpmc2023-111795
- [2] Watton, J. (no date) *Fundamentals of Fluid Power Control*, Cambridge Core. Available at: <https://doi.org/10.1017/CBO9781139175241>
- [3] *Valves-introduction.pdf*. Available at: <https://www.moog.com/literature/ICD/Valves-Introduction.pdf>
- [4] Tamburrano, P. *et al.* (2018) ‘A review of Electro-Hydraulic Servo Valve Research and Development’, *International Journal of Fluid Power*, pp. 1–23. doi:10.1080/14399776.2018.1537456.
- [5] Yuan, Y. *et al.* (2020) ‘An investigation into factors determining the metering performance of a fuel control unit in an aero engine’, *Flow Measurement and Instrumentation*, 71, p. 101672. doi:10.1016/j.flowmeasinst.2019.101672.
- [6] Masuda, S. *et al.* (2019) ‘Modelling and reducing fuel flow pulsation of a fuel-metering system during pump mode switching in a turbofan engine’, *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*, 240, p. 052030. doi:10.1088/1755-1315/240/5/052030.
- [7] Fadel, M.A. *et al.* (2019) ‘Black-box modelling of gas turbine engine’s electrohydraulic fuel metering system.’, *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 610(1), p. 012051. doi:10.1088/1757-899x/610/1/012051.
- [8] TÅrdal, S.S., Klausen, A. and Bak, M.K. (2015) ‘Experimental system identification and black box modeling of hydraulic directional control valve’, *Modeling, Identification and Control: A Norwegian Research Bulletin*, 36(4), pp. 225–235. doi:10.4173/mic.2015.4.3.
- [9] Zhou, J., Liu, Y. and Zhang, T. (2018) ‘Fault diagnosis based on relevance vector machine for fuel regulator of aircraft engine’, *International Journal of Machine Learning and Cybernetics*, 10(7), pp. 1779–1790. doi:10.1007/s13042-018-0855-0.
- [10] Rydberg, Karl-Erik, *Hydraulic Servo Systems: Dynamic Properties and Control*. Linköpings universitet, Fluida och mekatroniska system Linköpings universitet, Tekniska fakulteten Linköping, 2016.
- [11] Jelali, M. and Kroll, A. (2003) ‘Hydraulic Servo-Systems’, *Advances in Industrial Control* [Preprint]. doi:10.1007/978-1-4471-0099-7.
- [12] G. G. Kulikov, *Dynamic Modelling of Gas Turbines Identification, Simulation, Condition Monitoring and Optimal Control*. London: Springer London, 2004.
- [13] *Type 30 nozzle-flapper flow control servo*. Available at: <https://www.moog.com/content/dam/moog/literature/sdg/defense/Moog-Type30-Servo-Valve-Catalog.pdf>.
- [14] S. Braun, *Discover Signal Processing an Interactive Guide for Engineers*. Wiley, 2008.
- [15] L. C. Jaw and J. D. Mattingly, *Aircraft Engine Controls: Design, System Analysis, and Health Monitoring*. Reston, VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2009.

Hareketli Platform Üzerine Otonom İHA İnişi için Hareket Tahminli Görsel Servo Kontrol Yapısı

A Visual Servoing Framework for UAV Landing on Moving Platform with Motion Prediction

Engin Hasan Çopur¹, Hasan Hüseyin Bilgiç², Tarık Ünler³

¹Havacılık ve Uzay Mühendisliği Bölümü
Necmettin Erbakan Üniversitesi, Konya
ehcopur@erbakan.edu.tr

²Uçak Mühendisliği Bölümü
Necmettin Erbakan Üniversitesi, Konya
hbbilgic@erbakan.edu.tr

³Havacılık Elektrik ve Elektronik Bölümü
Necmettin Erbakan Üniversitesi, Konya
tunler@erbakan.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, görüntü tabanlı bir görsel servo kontrol yaklaşımı önerilmiştir. Otonom iniş moduna geçildiğinde platformun kameranın görüş alanında olmadığı varsayılmış, bu nedenle İHA, rota planlama modunda uçurularak platform üzerindeki ArUco işaretleyici, görüntü tabanlı olarak tespit edilmeye çalışılmıştır. Tespit sonrası İHA, yaklaşma ve alçalma moduna geçerek platforma otonom iniş gerçekleştirmektedir. Alçalma sırasında işaretleyici görünmez hâle geldiğinde, platform konumu ARIMA modeli ile tahmin edilmektedir. Her iki modda x-y düzlemindeki hız komutları Aktif Bozucu Reddetme Denetleyicisi ile üretilmiştir. Geliştirilen kontrol mimarisi Webots ortamında simüle edilmiş ve İHA'nın başarıyla iniş gerçekleştirdiği gösterilmiştir.

Abstract

This study proposes a vision-based visual servo control approach. Upon switching to autonomous landing mode, it is assumed that the platform is initially outside the camera's field of view. The UAV is then guided in a route planning mode to detect the ArUco marker on the platform within the image frame. Once detected, the UAV transitions to an approach and descent mode to autonomously perform a safe landing. During descent, if the marker becomes undetectable due to low altitude, the platform's position is estimated using an ARIMA model. In both modes, the required velocity commands in the x-y plane are generated using an Active Disturbance Rejection Controller. The proposed control architecture has been simulated in the Webots environment, and the results demonstrate a successful autonomous landing on the moving platform.

1. Giriş

İHA teknolojisi, kullanıcılarına sağladığı avantajları nedeniyle her geçen gün gelişim göstermektedir. Günümüzde dronlar, farklı irtifalarda ve hızlarda uçabilecek şekilde tasarlandıklarından, çeşitli görevlerde sağladıkları esneklik ve farklı amaçlarla geliştirilmiş faydalı yükleri taşıma kabiliyetine sahiptir. Sahip oldukları bu avantajlar, dronların sivil ve askeri görevlerde sıklıkla tercih edilen otonom araçlar arasında yer almasını sağlamaktadır [1].

İHA'ların operasyonel verimliliğini artırmak üretici firmaların en önemli hedeflerinden biridir. İHA'ların otonom iniş yetenekleri, uzun menzilli veya uzun süreli operasyonlar icra edilmek istendiğinde önemli bir teknik özellik olarak karşımıza çıkmaktadır. Otonom inişler, durağan noktaya otonom olarak inmek ve hareketli bir platform üzerine otonom olarak iniş gerçekleştirmek olarak sınıflandırılabilir.

Durağan hedeflere inişler, kargo taşımacılığı veya doğal afet durumlarında yardım malzemelerinin belirlenen noktalara teslimatı gibi görevlerde gerçekleştirilmektedir. Hareketli platformlara inişler ise kara ya da deniz araçları üzerine iniş görevlerini ifade etmektedir. Uzun menzilli veya uzun süreli görevlerde İHA'ların performansını etkileyen en önemli etken batarya kapasitesidir. Bataryanın tekrar şarj edilmesi için ana üsse geri dönmek yerine hareketli platform üzerindeki şarj ünitesi ile batarya şarj edilebilir. Ayrıca İHA'da meydana gelebilecek herhangi bir teknik aksaklık durumunda İHA'nın platforma otonom inişi sağlanarak kaza kırma uğraması engellenebilir. Ancak bu tür bir otonom inişin güvenliği ve operasyonel verimliliği, iniş sürecini yöneten kontrol

algoritmalarının tasarımı ve gerçek zamanlı performansı ile doğrudan ilişkilidir [2].

Otonom iniş görevleri için farklı kontrol stratejileri ve kontrol algoritmaları geliştirilmiştir. Bu kontrol algoritmaları; iniş alanı tespiti için GPS verilerini, kameralardan elde edilen görüntü verilerini, RTK tabanlı yer işaretleyicilerden toplanan verileri ya da çoklu sensör verilerinin füzyonunu kullanmaktadır [3-8]. Ancak GPS verilerinin kesintiye uğraması ya da karıştırıldığı durumlarda otonom inişi gerçekleştirmek mümkün olmaz. Yine RTK tabanlı yer işaretleyicilerin dezavantajları arasında menzil sorunu ve GPS tabanlı yaklaşımlarda olduğu gibi yerleşim yerlerinde, yoğun bitki örtüsünün bulunduğu yerlerde veya jammer aktif olan yerlerde otonom iniş için gerekli konum bilgisi elde edilemeyebilir. Bu nedenle görsel servolama yaklaşımları güçlü bir alternatif olarak son birkaç on yılda ön plana çıkmaktadır.

Keipour ve arkadaşları görsel servolama tekniği kullanan bir kontrol kuralı ile İHA için üç ekseninde hız komutu üreterek İHA'nın hareket halindeki platforma otonom inişin gerçekleştirilmesini sağlamıştır [9]. Geliştirilen kontrol kuralı hem simülasyon ortamında hem de deneysel ortamda test edilmiştir. Ancak yapılan testlerde hareketli platform için ağırlıklı olarak düz bir güzergâhın tercih edilmiş ve platform İHA'nın altından geçinceye kadar İHA havada asılı kalma modunda uçurulmuştur. Bir başka çalışmada ise İHA'nın geminin üzerine otonom inişi için görsel servolama tabanlı bir uçuş kontrol kuralı önerilmiştir. Gemi üzerindeki işaretçi İHA tarafından algılanıncaya kadar İHA havada asılı kalma modunda uçurulmaktadır. İşaretçi algılandıktan sonra kontrolcü yaklaşma ve yükseklik kontrolü ile inişin gerçekleşmesini sağlamaktadır [10]. Genel olarak otonom iniş kontrol yaklaşımları, inişin başarılı olması için İHA'nın yavaş manevralar yapmasını sağlamaktadır. Ancak batarya doluluk oranının az olduğu durumlarda iniş fazının çok uzun sürmesi otonom inişlerin başarı oranlarını düşürmektedir. Bu nedenle hem otonom iniş sürelerini kısaltmak hem de GPS sinyalinin zayıf veya düşük doğrulukla konumlama yapmaya olanak tanıdığı durumlar için pan-tilt tabanlı görsel servolama kontrol yaklaşımı sunulmuştur [11]. Çalışmada da hareketli platformun İHA üzerindeki kameranın görüş alanı içinde kaldığı kabulü yapılmıştır. Gemi üzerine otonom iniş için yapılan başka bir çalışmada yine görsel servolama tekniği tabanlı bir kontrol yaklaşımı gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmada İHA kamerasının işaretçiyi algılayamadığı durum için İHA'nın yükselerek işaretçiyi tespit etmesine yönelik bir yaklaşım sunulmuştur [12]. Özetle yapılan çalışmaların bir kısmında hareketli platformun kameranın görüş alanı içinde olduğu kabul edilmiştir. Aksi durumda ise İHA havada asılı kalma modunda bekletilerek hareketli platformun İHA kamerasının görüş alanına gireceği kabul edilmiştir.

Bu çalışmada ise; İHA'nın üzerine iniş yapacağı yer platformunun konumu ya da geçiş güzergâhı ile ilgili herhangi bir bilginin olmadığı varsayılmaktadır. Ancak hareketli platformun bulunma ihtimali olan alanın konum bilgisinin olduğu kabul edilmiştir. Bu nedenle İHA otonom iniş moduna geçtiğinde eğer hareketli platform kameranın görüş alanında değilse İHA öncelikle alan üzerinde bir rota planlaması yaparak hareketli platformu tespit etmeye çalışmaktadır. Rota planlaması için Kapsama Yolu Planlama (Coverage Path Planning, CPP) metodu kullanılmıştır. İHA, CPP metodu ile tasarlanan rota üzerinde uçarken kamera hareketli platform üzerindeki ArUco işaretleyicisini tespit ettiğinde rota planlama modundan yaklaşma/alçalma moduna geçiş yapmaktadır.

ArUco işaretleyicisi tespiti için OpenCV kütüphanesinde bulunan ilgili fonksiyonlar kullanılmıştır. Her iki modda İHA'nın hız komutları, Aktif Bozucu Reddetme Denetleyicisi (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) yöntemi kullanılarak üretilmektedir. İniş modunda ArUco işaretleyicisinin tespit edilememesi durumunda zaman serisi tahmini için geliştirilmiş ARIMA yöntemi kullanılmıştır. Çalışmada İHA olarak DJI Tello EDU kullanılmış olup hareketli platform ise Acrome Robotics firması tarafından üretilen bir mobil robot tercih edilmiştir. Geliştirilen otonom iniş kontrol modu, Webots ortamında Python dili kullanılarak modellenmiştir. Çalışmanın bu aşamasında gölgeleme, yansıma, rüzgâr gibi bozucu etkilerin varlığı ihmal edilmiştir.

2. İHA ve Hareketli Platform Kontrolü

2.1. İHA ve Hareketli Platform Modeli

Simülasyon çalışmasında kullanılan DJI Tello EDU ve Acrome Robotics firmasına ait yer robotu Webots ortamında bulunmadığından öncelikle bu sistemlerin katı modelleri çizilip Webots ortamına aktarılmıştır. İHA sisteminin en fazla ağırlık yapan kısımları olan gövde ve bataryanın katı modeli oluşturulmuş, sistem üzerinde bulunan kamera, gyro, IMU ve GPS gibi sensörler ve İHA üzerindeki pervaneler Webots ortamında katı modele eklenmiştir. Yer robotu için de benzer bir modeller yaklaşımı kullanılmıştır. Yer robotunun gövdesinin katı modeli çizilip Webots ortamına aktarılmıştır. Daha sonra üzerine gerekli sensörler Webots ortamında eklenmiştir. Modellenen İHA ve yer robotunun katı modeli Şekil 1'de sunulmaktadır.

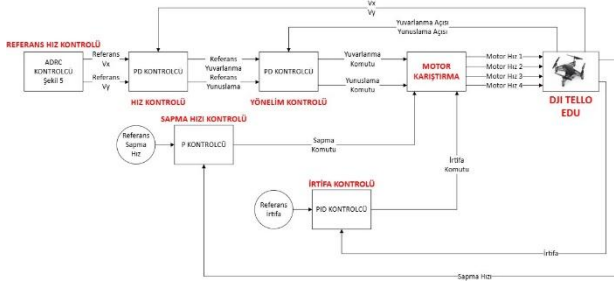


Şekil 1: Modellenen İHA ve yer robotu.

2.2. İHA Uçuş Kontrol Yapısı

İHA'nın uçuş kontrol sisteminin detaylı blok diyagramının sunulduğu Şekil 2'de görüldüğü üzere; kontrol yapısı, dört farklı kontrolcü içermektedir. Kontrolcüler; oransal kontrolcü, türevsel kontrolcü ve integral kontrolcülerin kombinasyonu şeklinde uygulanmıştır. Bu kontrol yapıları, basit ve kolay uygulanabilirlikleri ile endüstriyel uygulamalarda sıklıkla tercih edilmektedir. Şekil 2 incelediğinde irtifa kontrolü için PID kontrolcü, çizgisel hız ve yönelim kontrolü için PD kontrolcü ve sapma hızı kontrolü için P kontrolcü uygulanmıştır.

Yönelim ve hız kontrolü ise iki döngülü bir yapı şeklinde tasarlanmıştır. Kontrolcü parametre değerleri Tablo 1'de sunulmuştur.



Şekil 2: İHA uçuş kontrol mimarisi.

Tablo 1: Uçuş kontrolcü parametreleri

Çizgisel Hız	Sapma Hızı	Yönelim	İrtifa
$K_p = 2$	$K_p = 1$	$K_p = 0.5$	$K_p = 10$
$K_d = 0.5$		$K_d = 0.1$	$K_d = 5$
			$K_I = 5$

2.2. Hareketli Platform Kontrol Yapısı

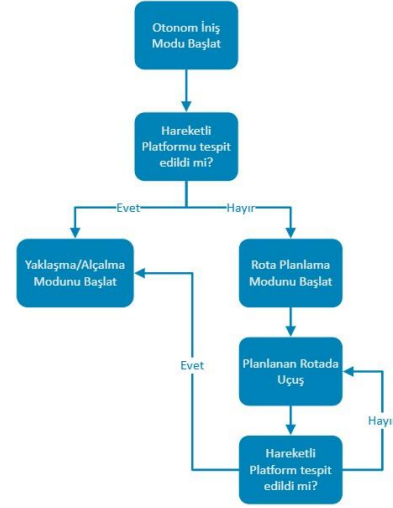
Hareketli platform için geri beslemeli bir kontrol yapısı kullanılmamıştır. Mobil robotun arkasında birer adet motor ile tahrik edilen iki tane tekerlek ve ön tarafında bir adet sarhoş teker bulunmaktadır. Arkada motorların devirleri ayarlanarak robotun hızı ve yönü kontrol edilmektedir. Bu çalışmada robotun kontrolünde planlı bir yörüngeyi takip etmesini sağlayacak bir kontrol donanımı bulunmamaktadır. Bunun yerine açık çevrim bir kontrol yapısı kullanılmaktadır. Bu yapıda mantıksal bir döngü içerisinde belirli zaman aralıklarında farklı motor devir komutları robota gönderilerek bir hareket deseni oluşturulmuştur. Örnek bir kontrol algoritması, Algoritma 1’de verilmiştir.

Algoritma 1: Hareketli platformun kontrol algoritması

Adım 1. Başlangıç $N_{sağ}$ ve N_{sol} değerlerini ata.
Adım 2. Sayıcının ilk değerini ata.
Adım 3. Her bir zaman adımında sayıcıyı bir artır.
Adım 4. Eğer sayıcı < 1200
 $N_{sağ,1} = 2N_{sağ}$ ve $N_{sol,1} = -N_{sol}$
Eğer sayıcı < 1400
 $N_{sağ,2} = -N_{sağ}$ ve $N_{sol,2} = N_{sol}$
Eğer sayıcı < 1600
 $N_{sağ,3} = N_{sağ}$ ve $N_{sol,3} = N_{sol}$
Eğer sayıcı < 1800
 $N_{sağ,4} = -N_{sağ}$ ve $N_{sol,4} = -N_{sol}$

3. Otonom İniş Kontrolü

Şekil 3’te otonom iniş kontrolü için tasarlanan uçuş kontrol akış diyagramı verilmiştir. Otonom iniş modu başlatıldıktan sonra ilk olarak hareketli platformun tespiti için bir arama yapılmaktadır. Platformun tespit edilip edilmeme durumuna göre İHA iki farklı uçuş modunda uçuşuna devam etmektedir.



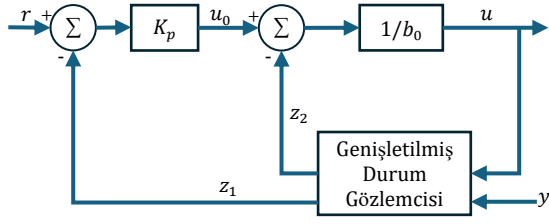
Şekil 3: Otonom iniş kontrolü akış diyagramı.

3.1. Hareketli Platformun Aranması

İHA’nın otomatik iniş modu aktif olduğunda İHA’nın altında yer alan kamera ile anlık görüntüler alınmaya başlanır. Her bir görüntü üzerinde hareketli platformun tespit edilmesini sağlayacak ArUco işaretleyicisi aranmaktadır. ArUco işaretleyicileri, konum tahmini veya kamera kalibrasyonu gibi amaçlarla bilgisayarla görme algoritmalarında sıklıkla kullanılmaktadır [13-15]. ArUco işaretleyiciler, her biri benzersiz bir tanımlayıcı içeren siyah-beyaz kare desenlerden oluşur ve bu desenler, görsel tanıma sistemlerinin işaretleyiciyi algılayarak kimliğini belirlemesine olanak tanır. Hem kare yapısı hem de kendine özgü desenleri görüntü içerisinde algılanmalarını kolaylaştırır. Ayrıca daha önceden farklı işaretçi boyutları ve sayıları için tanımlanmış sözlükler bulunan OpenCV kütüphanesi kullanılarak istenilen işaretçi kolaylıkla oluşturulabilir. Bu sebeplerden ötürü bu çalışmada da bir ArUco işaretçi kullanılmış olup Şekil 1’de gösterilmiştir. Bu işaretçi 6×6 hücreden ve toplamda 1000 farklı benzersiz işaretleyiciden oluşur. ArUco işaretçi, hareketli platform üzerine yerleştirilmiş 25×25 cm boyutundaki bir kare tabla üzerine yerleştirilmiştir. Çalışmada ArUco işaretleyicilerini tespit etmek için OpenCv kütüphanelerinden yararlanılmıştır. Tüm kodlama sürecinde Python dili kullanılmıştır.

3.2. ADRC Kontrol Yapısı

ADRC yöntemi, klasik PID kontrolcünün kolay uygulanabilirliği ile modern kontrol yapısını birleştirmektedir. Bu yöntemin en önemli avantajlarından biri kontrol edilecek sistemin tam doğru bir modeline ihtiyaç duymadan dış bozucu etkilere ve model belirsizliklerine karşı gürbüzlük sağlamasıdır [16]. Bu çalışmada da birinci dereceden bir ADRC yapısı kullanılmıştır. Birinci dereceden ADRC yapısının genel hali Şekil 4’te sunulmuştur.



Şekil 4: ADRC yapısının genel hali.

Standart ikinci dereceden bir sistem modeli, Denklem 1’de verilmiştir.

$$\dot{y}(t) = f(y, d, t) + bu(t) \quad (1)$$

Burada, $y(t)$ sistem çıkışını, $u(t)$ sistem girişini ve $f(y, d, t)$ ise sistem belirsizliklerine ve bozucu girişine $d(t)$ bağlı olan bir fonksiyonu ifade eder. Denklem 1, durum-uzay modeli formunda Denklem 2’deki gibi ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_0 \\ 0 \end{bmatrix} u(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ f \end{bmatrix} \quad (2)$$

Genişletilmiş Durum Gözlemcisinde kullanılan durumlar Denklem 3’te ve matematiksel model, Denklem 4’te verilmiştir.

$$\begin{aligned} z_1 &= \hat{y}(t) = \hat{x}_1(t) \\ z_2 &= \hat{f}(t) = \hat{x}_2(t) \\ \dot{\hat{x}}_1 &= \hat{x}_2 \\ \dot{\hat{x}}_2 &= -\beta \hat{x}_2 + L(y - \hat{x}_1) \end{aligned} \quad (3)$$

Burada; \hat{x}_1, \hat{x}_2 tahmin edilen durumları ve β_1, β_2 gözlemci kazanç katsayılarını ifade eder. Tahmin edilen bu durumlar kullanılarak elde edilen ADRC kontrol girişi u , Denklem 5 ile ifade edilir.

$$u(t) = \frac{1}{b_0} [K_p(r - \hat{x}_1) - \hat{x}_2] \quad (4)$$

Tablo 2: ADRC kontrol parametreleri

ADRC Parametreleri	Değer
β	10.03
L	2
b_0	0.4
K_p	0.5

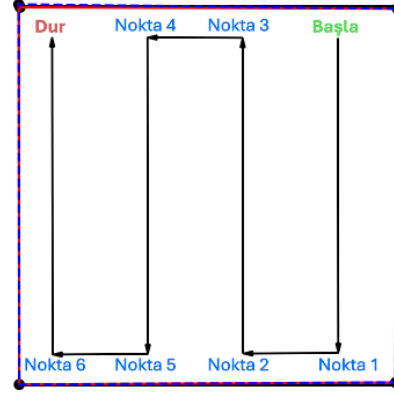
3.3. Rota Planlama Modu

Rota planlama modu; İHA otonom iniş moduna geçtiğinde eğer kamera görüntüsünde hareketli platform üzerinde ArUco işaretçisi tespit edilemezse hareketli platformu olası iniş bölgesinde otonom aramak için otomatik olarak aktif edilen moddur. Mod aktif edildikten sonra CPP algoritması kullanılarak bölge içerisinde bir rota çizilmektedir. Rota, 5×5 metrelik bir iniş alanı içerisinde CPP algoritması ile oluşturulan 8 adet güzergâh noktasından oluşmaktadır. Her bir güzergâh noktasının ataletsel koordinat sistemine göre $x - y$ düzlemindeki koordinatları hesaplanmıştır.

İHA’nın iniş bölgesine girdiğinde hareketli platformu tespit edememesi durumunda, İHA bölge üzerinde platformun yerini tespit etmek için bir arama görevini yerini getirmektedir. Arama operasyonunda İHA, Şekil 5’te oklarla belirtilmiş bir rota üzerinde sabit irtifayla uçmaya başlamaktadır. Bu uçuş esnasında İHA gövdesinin altında bulunan kameradan alınan görüntüler OpenCV kütüphanesinde bulunan ArUco işaretçisi tespit algoritmaları tarafından analiz edilerek kamera

görüntüsünde iniş platformunun olup olmadığına karar verilmektedir.

İHA’nın Şekil 5’teki sabit irtifada rotayı takip etmesi için ADRC yöntemi ile referans hız değerleri üretilmiştir. Bu hız değerleri, Şekil 2’de gösterilen İHA’nın uçuş kontrol sistemine gönderilmektedir. Uçuş kontrol sistemi de gerekli motor devirlerini hesaplamaktadır. ADRC yönteminin detayları Bölüm 3.4’te anlatılmaktadır.



Şekil 5: CPP algoritması ile üretilen rota.

3.4. Yaklaşma/Alçalma Modu

Yaklaşma/Alçalma modunda hareketli platform üzerindeki ArUco işaretleyici tespit edildikten sonra İHA öncelikle hareketli platform üzerine yönlendirilir ve platform üzerinde konumlanarak inişe geçer. İHA’nın irtifası 30 cm altına düştüğünde motorlar kapatılır ve manyetik kilitleme kullanarak platform ile stabil ve güvenli bağlantı sağlanır.

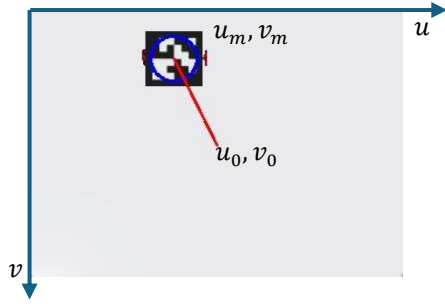
OpenCV kütüphanesindeki işaretçi tespit algoritması kullanılarak hareketli platformun görüntü düzlemindeki konumu tespit edilmektedir. İşaretçi, Şekil 6’daki gibi tespit edildiğinde ArUco işaretleyici mavi bir daire içine alınmaktadır. Daha sonra piksel koordinatlarında görüntünün merkezi ile işaretleyicinin merkezi arasındaki uzaklık hesaplanmaktadır. Şekil 6’daki durumda kırmızı çizgi bu uzaklığı göstermektedir. Aradaki uzaklık için Denklem 1’deki hata değerleri hesaplanır.

$$\begin{aligned} e_u &= u_m - u_0 \\ e_v &= v_m - v_0 \end{aligned} \quad (6)$$

Burada, (u_0, v_0) piksel koordinat sisteminde görüntü merkezinin konumunu ifade eder. (u_m, v_m) ise kamera görüntüsündeki ArUco işaretleyicisinin piksel koordinat sistemindeki konumunu ifade etmektedir. Yaklaşma modunda ADRC kontrolcü ile referans hız değerleri, Denklem 6’daki hata değerleri sıfır olacak şekilde hesaplanır. Dolayısıyla ADRC çıkışı, Şekil 2’deki referans V_x ve V_y hız değerleri olarak İHA’nın uçuş kontrol sistemine referans komut olarak gönderilir. Bu modda İHA’nın uçuş irtifası, arama modundaki irtifasını korur.

İniş anında karşılaşılan bir başka problem ise irtifa 0,48 m altına düştüğünde işaretleyicinin görüntüde kapladığı alan çok büyüdüğünden işaretleyici tam olarak algılanamamaktadır. Bu nedenle hareketli platformun konumunun belirlenmesi mümkün olamamaktadır. Bu sorunu çözmek için zaman serisi tahmin modeli olan ARIMA modeli kullanılmıştır. Bu modelde zaman serisindeki değerler geçmiş değerler kullanılarak tahmin edilir.

Çalışmada en az 50 tane geçmiş veri kullanılarak hareketli platformun piksel koordinat sisteminin $u - v$ düzlemindeki konumu tahmin edilmiştir.



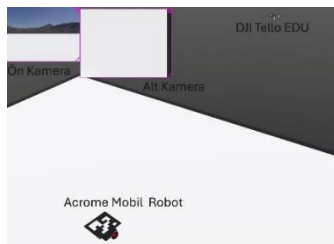
Şekil 6: Hareketli platformun görüntü düzlemindeki tespiti.

4. Bulgular

Simülasyon çalışmaları Webots ortamında gerçekleştirilmiştir. Webots ortamında 5×5 m bir beyaz zemin eklenmiştir. Daha sonra zemin üzerine Acrome Robotics'e ait mobil robot eklenmiştir. İHA platformu olarak DJI Tello EDU kullanılmıştır. Oluşturulan Webots ortamı Şekil 7'de görülmektedir. Başlangıçta İHA ve hareketli platform Şekil 7'de gösterilen konumlardadır. Simülasyon başlatıldıktan sonra İHA, yerden 1,5 m yüksekliğe çıkarak otonom iniş moduna geçmektedir. İniş moduna geçtiğinde kamera görüntüsünde ArUco işaretleyicisi tespit edilemediğinden İHA'nın uçuş kontrol yazılımı, otomatik olarak rota planlama moduna geçiş yapmaktadır. Bu durum, İHA'nın altına yerleştirilmiş kameradan alınan görüntü ile Şekil 8'da gösterilmektedir.

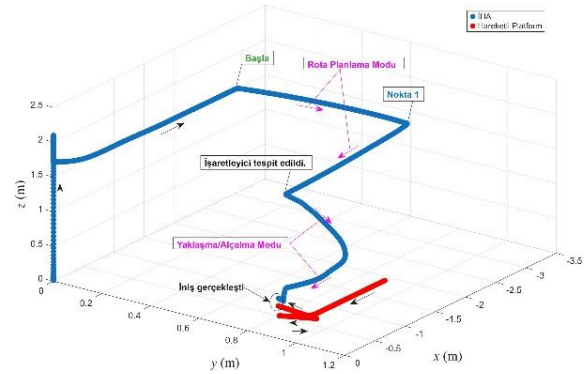


Şekil 7: Başlangıçta Webots ortamındaki İHA ve hareketli platform konumları.

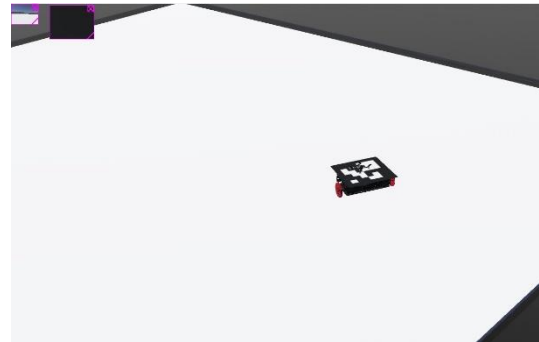


Şekil 8: İHA'nın alt kamera görüntüsü.

Şekil 9'da İHA'nın ve hareketli platformun üç boyutlu uzaydaki konumun nasıl değiştiği gösterilmektedir. Görüldüğü üzere İHA, başlangıçta yerden 1,5 m yüksekliğe çıkmıştır. Daha sonra otonom iniş moduna geçmiş fakat hareketli platform tespit edilemediğinden rota planlama modunda geçmiştir. Bu modda uçarken iniş alanı üzerinde CPP algoritması ile oluşturulan rotada uçmaktadır. Bu nedenle öncelikle bulunduğu konumdan "Başla" ile işaretlenmiş konuma uçmuş daha sonra da "Nokta 1" konumuna uçmuştur. "Nokta 2" konumuna uçarken hareketli platform üzerindeki ArUco işaretçi tespit edilmiş ve İHA, yaklaşma/alçalma moduna geçmiştir. Yakalama anı, Şekil 6'da gösterilmiştir. Şekil 9'da da görüldüğü üzere iniş başarıyla gerçekleştirilmiştir. İniş sonundaki durum Şekil 10'da gösterilmiştir. Şekil 9'da inişin gerçekleştiği durumda İHA'nın hareketli platform üzerine tam olarak inmediği gibi bir görüntü oluşsa da Şekil 10'a bakıldığında gerçek durumun böyle olmadığı İHA'nın platform üzerine tam olarak indiği görülmektedir. Bu durumun sebebi, İHA'nın ve hareketli platformun ağırlık merkezlerinin çakışık olmamasıdır. Konum olarak ağırlık merkezlerinin konumları verildiği için böyle bir fark görülmektedir.



Şekil 9: İHA ve hareketli platformun simülasyon esnasındaki konumlarının 3 boyutlu uzayda gösterimi.



Şekil 10: İniş sonrasında İHA ve hareketli platformun konumları.

5. Sonuç

Bu çalışmada, hareketli bir platform üzerine gerçekleştirilecek otonom iniş görevleri için görüntü tabanlı bir görsel servo kontrol yaklaşımı geliştirilmiştir. Kamera görüş

alanı dışında başlayan senaryoda, İHA platform üzerindeki ArUco işaretleyiciyi tespit edene kadar rota planlama modunda uçurulmuş, ardından yaklaşma ve alçalma modlarına geçerek iniş manevrası tamamlanmıştır. Alçalma esnasında işaretleyicinin görüşten kaybolduğu durumlar için platform konumu ARIMA modeli ile başarıyla tahmin edilmiştir. Tüm görev boyunca, x-y düzlemindeki hız komutları Aktif Bozucu Reddetme Denetleyicisi ile üretilmiştir. Geliştirilen kontrol mimarisi, Webots simülasyon ortamında test edilmiş ve İHA'nın güvenli ve hassas bir şekilde hareketli platform üzerine iniş gerçekleştirdiği gösterilmiştir. Bu sonuçlar, önerilen yöntemin otonom iniş uygulamalarında etkin bir çözüm sunduğunu ortaya koymaktadır.

Teşekkür

Bu çalışma, Necmettin Erbakan Üniversitesi 221216001 numaralı Bilimsel Araştırma Projesi (BAP) desteği kapsamında gerçekleştirilmiştir. Sağladıkları mali ve akademik destek için Necmettin Erbakan Üniversitesi'ne teşekkür ederiz. İHA otonom iniş algoritmasının geliştirilmesinde ve Python kodlarının yazılıp Webots uygulamasına aktarılmasında vermiş olduğu desteklerden ötürü Dr. Fethi CANDAN'a teşekkür ederiz. Ayrıca çalışmada geliştirdikleri robotun kullanılmasına izin verdikleri için Acrome Robotics'e teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] N. -B. -v. Le, H. -D. Thai, C. -W. Yoon ve J. -H. Huh, "Recent Development of Drone Technology Software Engineering: A Systematic Survey," *IEEE Access*, Cilt: 12, s: 128729-128751, 2024.
- [2] J. Amendola, L. R. Cenkeramaddi ve A. Jha, "Drone Landing and Reinforcement Learning: State-of-Art, Challenges and Opportunities," *IEEE Open Journal of Intelligent Transportation Systems*, Cilt: 5, s: 520-539, 2024.
- [3] A. Qassab, M. U. Khan ve B. Irfanoglu, "Autonomous Landing Of A Quadrotor On A Moving Platform Using Motion Capture System," *Discover Applied Sciences*, Cilt: 6, Makale Numarası: 304, 2024.
- [4] B. Zhu, B. J. Zhang, ve Q. Ge, "A Nonlinear Model Predictive Control-Based Control Method To Quadrotor Landing On Moving Platform," *Cognitive Computation And Systems*, Cilt: 5, No: 2, s:118-131, 2023.
- [5] T.-Y. Lo, J.-Y. Chang, T.-Z. Wei, P.-Y. Chen, S.-P. Huang, W.-T. Tsai, C.-Y. Liou, C.-C. Lin ve S.-G. Mao, "GPS-Free Wireless Precise Positioning System for Automatic Flying and Landing Application of Shipborne Unmanned Aerial Vehicle," *Sensors*, Cilt: 24, No: 2, s: 550, 2024.
- [6] K. Gamagedara, T. Lee ve M. Snyder, "Delayed Kalman Filter For Vision-Based Autonomous Flight In Ocean Environments," *Control Engineering Practice*, Cilt: 143, s: 105791, 2024.
- [7] L. F. Wu, Z. Wang, M. Rastgaar ve N. Mahmoudian, "Adaptive Velocity Control For UAV Boat Landing: A Neural Network And Particle Swarm Optimization Approach," *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, Cilt: 111, Makale No: 6, 2025.
- [8] Q. Cui, M. Liu, X. Huang ve M. Gao, "Coarse-To-Fine Visual Autonomous Unmanned Aerial Vehicle Landing On A Moving Platform," *Biomimetic Intelligence and Robotics*, Cilt: 3, 2023.
- [9] A. Keipour, G. A. Pereira, R. Bonatti, R. Garg, P. Rastogi, G. Dubey and S. Scherer, "Visual Servoing Approach to Autonomous UAV Landing on a Moving Vehicle," *Sensors*, Cilt: 22, No: 17, 6549, 2022.
- [10] R. O. de Santana, L. A. Mozelli and A. A. Neto, "Vision-based Autonomous Landing for Micro Aerial Vehicles on Targets Moving in 3D Space," 2019 19th International Conference on Advanced Robotics (ICAR), Belo Horizonte, Brazil, s: 541-546, 2019.
- [11] C. Chen, S. Chen, G. Hu, B. Chen, P. Chen ve K. Su, "An Auto-Landing Strategy Based On Pan-Tilt Based Visual Servoing For Unmanned Aerial Vehicle In GNSS-Denied Environments," *Aerospace Science and Technology*, Cilt: 116, 106891, 2021.
- [12] G. Cho, J. Choi, G. Bae ve H. Oh, "Autonomous Ship Deck Landing Of A Quadrotor UAV Using Feed-Forward Image-Based Visual Servoing," *Aerospace Science and Technology*, Cilt: 130, 107869, 2022.
- [13] B. Saju Joseph, S. Gunturu, S. Shrote and S. Sandosh, "Autonomous Docking for Underwater Drones Using ArUco Marker Based Localization," 2024 4th International Conference on Robotics, Automation and Artificial Intelligence (RAAI), Singapore, Singapore, s: 207-212, 2024.
- [14] H. B. Arie Wicaksana, R. Mardiyanto and A. N. Irfansyah, "Drone Position Tracking System based on Object Detection and ArUco Marker for Autonomous Navigation Applications," 2024 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA), Mataram, Indonesia, s: 131-135, 2024.
- [15] A. van Putten, M. F. Giersberg ve T. B. Rodenburg, "Tracking Laying Hens With ArUco Marker Backpacks," *Smart Agricultural Technology*, 10, 100703, 2025.
- [16] G. Herbst, "A Simulative Study on Active Disturbance Rejection Control (ADRC) as a Control Tool for Practitioners," *Electronics*, Cilt: 2, No: 3, s:246-279, 2013.

Pan ve Tilt Sistemi İçin Farklı Kontrolcü Tiplerinin Performans ve Kontrol Eforu Açısından Karşılaştırılması

Comparative Analysis of Controller Designs for Pan-Tilt System with Respect to Performance and Control Effort

Efe Yazıcı¹, Yavuz Eren¹

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

¹{efe.yazici, yeren}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Pan ve tilt sistemi, doğrusal olmayan dinamiklere sahip olup, belirlenen amaçlar doğrultusunda kontrol edilmesi zordur. Bu bağlamda, pan ve tilt sisteminin doğrusal olmayan ve doğrusallaştırılmış dinamikleri dikkate alınarak matematiksel modelleri elde edilmiştir. Doğrusal model yardımıyla oransal-türevsel (PD) ve doğrusal kareli regülatör (LQR) kontrolcülerini tasarlanmıştır. Hem doğrusal sistem için hem de doğrusal olmayan sistemler PD ve LQR kontrolcülerini ile performans testleri yapılmıştır. İlgili kontrolcülerin performans kıyaslamaları pan ve tilt mekanizmasına entegrasyon açısından uygunlukları ve uygulanabilirlikleri, kontrol eforları ile sistem dinamik tepkilerinin nicel analizlerine dayanmaktadır. Performans analizi sonuçlarının daha da iyileştirilmesi için, kontrolcü tasarımına ek olarak modelleme sürecinde yerçekimi etkisi ve bu etkinin telafi edilmesi de araştırılmıştır. MATLABTM programı aracılığıyla hem doğrusallaştırılmış hem de doğrusal olmayan dinamikler için farklı başlangıç durumları dikkate alınarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. PD, LQR ve doğrusal olmayan sisteme eklenen ileri besleme kontrolcülerin en uygun katsayıları kullanılarak benzetimler gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak her iki teknik ile kontrol sağlanıp sistem cevapları ve kontrolcü eforları açısından farklılıklar detaylı şekilde analiz edilmiştir.

Abstract

The pan and tilt system has nonlinear dynamics, which makes it difficult to control according to specific goals. In this context, mathematical models were acquired by taking into account both the nonlinear and linearized dynamics of the system. Using the linear model, proportional-derivative (PD) and linear quadratic regulator (LQR) controllers were designed. Performance tests were done using both controllers on the linear and nonlinear systems. The performance of the controllers was compared based on how well they can be applied into the pan and tilt mechanism, their practicality, control effort, and how the system responds. To enhance the results, the effect of gravity and how to compensate for it was also worked on during the

modeling process. Simulations were done via MATLABTM for both the linearized and nonlinear models, with different initial conditions. The simulations were done using the best possible controller gains for the PD, LQR, and an added feedforward controller in the nonlinear system. As a conclusion, both control techniques worked, and the differences in system response and control effort were analyzed in detail.

1. Giriş

Pan ve tilt sistemi, yatay (pan) ve dikey (tilt) olmak üzere iki eksene sahip olan mekanik bir düzendir. Güvenlik ve gözetleme amacıyla kameraların hareketlerinde, savunma sanayiinde kullanılan insansız hava araçlarının kamera veya sensör yönlendirmelerinde sıklıkla kullanılan bu düzendir kamera hareket sistemleri ve görüntü işleme sistemleri gibi çeşitli alanlarda da yer almaktadır.

Kontrol yaklaşımları olarak, oransal-türevsel (PD) kontrol [1], yapay sinir ağları ile tasarlanan oransal-integral-türevsel (PID) [2], yüksek kazançlı genişletilmiş gözleyici temelli geribesleme doğrusallaştırıcı kontrol [3], adaptif kontrol katsayılı gürbüz kontrol teknikleri [4], kayan kipli kontrolle beraber faz geciktirici kompanzator uygulaması [5], yapay sinir ağları temelli belirsizlik telafisi [6], ve model-öngörülü-kontrol [7] gibi çeşitli uygulamalar daha önce yapılmıştır.

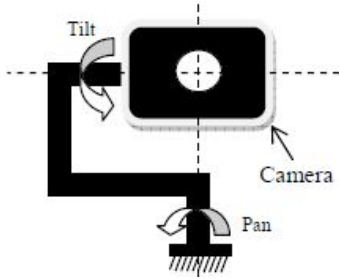
Euler-Lagrange yöntemi ile sistem dinamik denklemleri elde edilebilmektedir. Modelin gerçek zamanlı sistem davranışı düşünüldüğünde pan ve tilt sistemi doğrusal olmayan dinamikler tarafından yönetilmektedir [1]. Bunun yanında, doğrusal dinamik davranışlarına sahip sistemlerin kontrolü göreceli olarak doğrusal olmayan sistemlere göre avantajlara sahiptir. Bu bağlamda, doğrusal olmayan sistemleri doğrusal hale getirmek için çeşitli doğrusallaştırma teknikleri geliştirilmiştir [1]. Sistemlerin doğrusallaştırılması, çeşitli doğrusal dinamik temelli kontrol tekniklerinin uygulanmasına imkân tanır; ancak bu yaklaşım genellikle yalnızca denge noktası çevresinde etkilidir ve bu noktadan uzaklaştıkça kontrol performansı kötüleşir.

Literatür incelendiğinde doğrusallaştırılmış pan ve tilt sistemi için PD [1], sinir ağları ile kullanılan PID [2] gibi kontrol teknikleri uygulandığı çalışmalar görülmüştür. Ancak farklı tip doğrusal kontrol teknikleri arasında hem doğrusal hem de

doğrusal olmayan pan ve tilt modelleri üzerinden performans ve kontrol eforu açısından mukayese analizine rastlanmamıştır. Bunun yanında, benzer kontrolcü tasarımlarında doğrudan yerçekimi etkisinin modele dahil edildiği ve bu etkinin kontrol amaçları doğrultusunda telafi edilmesi amaçlı bir çalışmaya da rastlanmamıştır. Bu hususlar dikkate alınarak, bu çalışmada, pan ve tilt sisteminin doğrusal olmayan dinamik yapısı doğrusallaştırılıp tasarlanacak PD kontrolcü ve doğrusal kareli regülatör (LQR) için hem doğrusal hem de doğrusal olmayan dinamik pan ve tilt sistemi üzerindeki kontrol performansları analiz edilmiştir. Ek olarak sadece doğrusal olmayan sisteme ileri besleme ile geliştirilmiş PD ve LQR kontrolcüler uygulanmıştır. Yapılan çalışmalar ile gerçek zamanlı çalışma koşulları için doğrusal kontrolcülerin performans yeterliliği konusunda öncül değerlendirmeler yapılmıştır.

2. Pan ve Tilt Sistemi

Pan ve tilt sisteminin Euler-Lagrange temelli modeli literatürde sıklıkla kullanılmaktadır [1], [7], [8]. Matematiksel gösterim olarak pan ve tilt sisteminin diferansiyel denklem temelli modeli Denklem (1) ile verilebilir.



Şekil 1: Pan ve Tilt Sistemi

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + g(q) = \tau \quad (1)$$

Burada q durum değişkeni (2), τ kontrol girişi (N) Denklem (3), M eylemsizlik matrisi Denklem (4), C Coriolis ve santrifüj matrisi Denklem (11) ve g ise yer çekimi matrisi Denklem (6) ile ifade edilmiştir.

Denklemlerde bulunan ϕ açısı pan kısmının hareketini temsil ederken θ açısı ise tilt kısmının hareketini temsil eder(3). Benzer şekilde m_1 pan kısmının kütlesi (kg), m_2 tilt kısmının kütlesi (kg), d_2 ikinci kütlelerin dönme noktasına uzaklığı (m), L bağlantı çubuğunun uzunluğu (m) ve g ise yerçekimi ivmesidir (N/s^2). (3)

$$q = \begin{bmatrix} \phi \\ \theta \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\tau = \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$M(q) = \begin{bmatrix} m_2 d_2^2 \cos^2(\theta) + m_2 L^2 & m_2 L d_2 \sin(\theta) \\ -m_2 d_2 \sin(\theta) & m_2 d_2^2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$C(q, \dot{q}) = \begin{bmatrix} -m_2 d_2^2 \sin(2\theta) \dot{\theta} & -m_2 L d_2 \cos(\theta) \dot{\theta} \\ \frac{1}{2} m_2 d_2^2 \sin(2\theta) \dot{\phi} & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$g(q) = \begin{bmatrix} 0 \\ m_2 g d_2 \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (6)$$

3. Yöntem

Pan ve tilt sistemi model denklemleri bakımından doğrusal olmayan bir sistemdir. Dolayısıyla ilgili sistem denge noktası etrafında doğrusallaştırılıp doğrusal kontrol teknikleri için uygun hale getirilmiştir. Bu kapsamda pan ve tilt sisteminin marjinal kararlı denge noktasına doğrusallaştırılmıştır. Doğrusallaştırılan sisteme göre kontrol şartları belirlenmiştir. Doğrusallaştırılmış sistem baz alınarak PD ve LQR kontrolcüler tasarlanmıştır. Bu kontrolcüler doğrusal olan ve doğrusal olmayan sisteme farklı başlangıç durumları ve sapma miktarlarına göre etkileri incelenmiştir. Doğrusal olmayan sistem için ileri besleme eklemeli PD ve LQR kontrolcüler de benzer şekilde uygulanmıştır.

3.1. Doğrusallaştırılmış Pan ve Tilt Modeli

Durum-uzay formatında tanımlı bir sistem için durum ve çıkış denklemleri sırasıyla (7) ve (8) ile verilmiştir.

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (7)$$

$$y = Cx + Du \quad (8)$$

Denklem (7) için x , sistemin durum vektörü, A sistem matrisi, B kontrol girişi ağırlık vektörü ve u ise kontrol giriş vektörü olarak tanımlanmaktadır. Bunun yanında, Denklem (8)'de bulunan y , sistemin çıktı vektörü ve C sistem durumlarının çıkış matrisidir.

Doğrusallaştırma yöntemi olarak kısmi türev almaya dayanan Jacobian Matrisleri kullanılmıştır:

$$A = \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{x_0, u_0}, \quad B = \left. \frac{\partial f}{\partial u} \right|_{x_0, u_0}$$

Denge noktası olarak $3\pi/2$ seçildiğinde, doğrusallaştırma sonucunda doğrusal pan-tilt sistem modeli Denklem (9) ve Denklem (10) ile elde edilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -9.3429 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0000 \\ 0 & 0 & -1.1679 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0.9524 & 0.1190 \\ 0 & 0 \\ -2.3810 & 0.0149 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Son olarak C matrisi de aşağıdaki Denklem (11) ile verilmiştir.

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

3.2. Kontrolcü Tasarımı

PD kontrolcü genel olarak Denklem (12) ile tanımlanabilir:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + K_d \cdot \frac{d}{dt} e(t) \quad (12)$$

Burada e kontrolcünün bertaraf etmeye çalıştığı kontrolcü dinamiği giriş anlık hatası olup, Denklem (13) ile verilmiştir. K_p ve

K_d sırasıyla oransal ve türevsel katsayıları temsil etmektedir. İlgili denklemde r kontrol sistemi referans değeri ve y kontrol sistemi çıkışı olarak tanımlanmaktadır.

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (13)$$

LQR optimal kontrol uygulamalarında sıkça kullanılan bir kontrolcü çeşididir. Minimum kontrol eforu ile maksimum sistem performansı hedefiyle Denklem (14) ile verilen amaç fonksiyonu ile tasarlanmaktadır.

$$J = \int_0^\infty \left(x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t) \right) dt \quad (14)$$

Burada, Q , durum değişkenlerini cezalandıran pozitif yarı tanımlı ağırlık matrisi ve R , kontrol eforunu cezalandıran pozitif tanımlı ağırlık matrisidir. Uygun Q ve R matrisleri seçilerek Denklem (15) ile verilen Riccati denklemlerinin MATLABTM aracılığıyla çözülür ve K vektörü Denklem (16) elde edilir.

$$A^T P + PA - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (15)$$

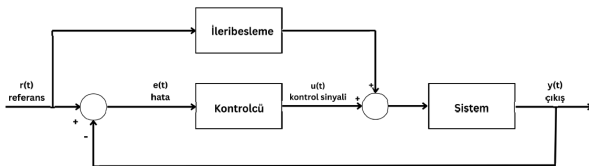
$$K = R^{-1}B^T P \quad (16)$$

Q matrisi sistem durumlarının önem olarak ağırlığını ifade ederken R ise sistem girişinin ağırlığını ifade eder. Denklem (16)'da bulunan K değerleri aracılığıyla Denklem (17)'deki kontrol yasası elde edilir.

$$u(t) = -Kx(t) \quad (17)$$

3.3. İleribesleme Kontrolcü Tasarımı

Şekil (2)'de ileri besleme eklentili kontrol şeması verilmiştir.



Şekil 2: Pan ve Tilt Kontrol Sistemi

Dinamik sistemlerde, özellikle robotik kol ve pan-tilt mekanizmalarında yerçekimi kuvveti, sistemin denge konumunu etkileyen en önemli dış kuvvetlerden biridir. Yerçekimi, genellikle belirli konumlarda sistemin dengeye gelmesini engeller veya kontrol eforunun sürekli harcanmasına neden olur. Bu nedenle kontrol sistemlerinde yerçekimi etkisinin önceden tahmin edilerek giderilmesi önemli bir adımdır.

PD kontrolcü, sade haliyle yalnızca konum ve hız hatalarına dayalıdır. Ancak, yerçekimi etkisinin sistem üzerindeki sabit etkisi yok sayılırsa sistemin kontrolü zorlaşır ve sistem çıkışı yanlış olabilir. Kontrol performansını iyileştirmek için, tasarlanan PD kontrolcüsü, ileri besleme kontrolcüsü ile güçlendirilmiştir. İleri besleme kontrolcüsü yerçekimi etkisi dikkate alınarak, PD kontrolcüsü ile birlikte Denklem (18)'te verilmiştir.

$$\tau(t) = K_p \cdot (x_d - x) + K_d \cdot (\dot{x}_d - \dot{x}) + g(x) \quad (18)$$

Eşitlik (18)'de $g(x)$, sistemin konumuna bağlı olarak hesaplanan yerçekimi kuvvetidir. Bu terim, sistemin sabit denge pozisyonlarında dahi tork uygulanmasını sağlayarak, yalnızca hata düzeltmeye değil, aynı zamanda dış kuvvetleri dengelemeye yardımcı olur.

LQR tasarımı doğrusallaştırılmış model için yeterli performans gösterse de, modeli iyileştirmek için eklenen yerçekimi gibi dinamiklere karşı etkisiz kalmaktadır. Bu nedenle LQR tasarımı, yalnızca referans noktasına olan sapmayı minimize eden bir geri besleme kuralı üretir. Yerçekimi kompanzasyonu bu yapıya Denklem (19) ile eklenir.

$$u(t) = u_g - K(x - x_{ref}) \quad (19)$$

Burada u_g , referans pozisyonundaki dengeyi sağlayan yerçekimi torku olup (20) ile verilmiştir.

$$u_g = g(x_{ref}) \quad (20)$$

Denklem (19)'daki kontrol kuralı ile, LQR kontrol yasasına sabit bir kompanzasyon terimi eklenmiş olur. Böylece referans noktasında sistemin dengeye gelmesi sağlanır, böylece kontrolcü yalnızca anlık referans değerden sapma hatalarını bastırmaya odaklanır.

4. Benzetim Çıktıları

Pan ve tilt sistemi için doğrusallaştırılmış sistem üzerinde kontrolcüler tasarlanmış, ardından da bu kontrolcüler hem doğrusal hem de doğrusal olmayan sistemlere uygulanmıştır. Kontrolcülerin başarımlarını görmek adına farklı başlangıç koşulları ve referanslar da uygulanmıştır. Benzetimde kullanılacak olan değerler Tablo (1)'de verilmiştir.

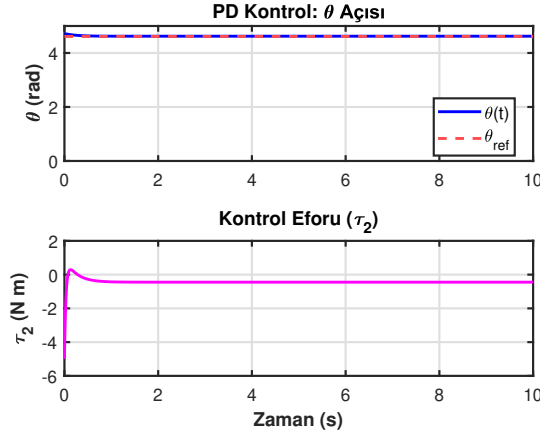
Sembol	Açıklama	Değer
m_1	Birinci kütle (pan kısmı)	30 kg
m_2	İkinci kütle (tilt kısmı)	20 kg
d_2	Dönme merkezine uzaklık	0.4 m
L	Bağlantı çubuğu uzunluğu	0.05 m
g	Yerçekimi ivmesi	9.81 m/s ²

Tablo 1: Sistem parametreleri

Benzetim çıktıları iki temel grafiksel gösterim üzerine temellendirilmiştir. İlki radyan cinsinden tilt açısı grafiği, ikincisi de Newton-metre cinsinde sisteme uygulanan kontrol girişidir.

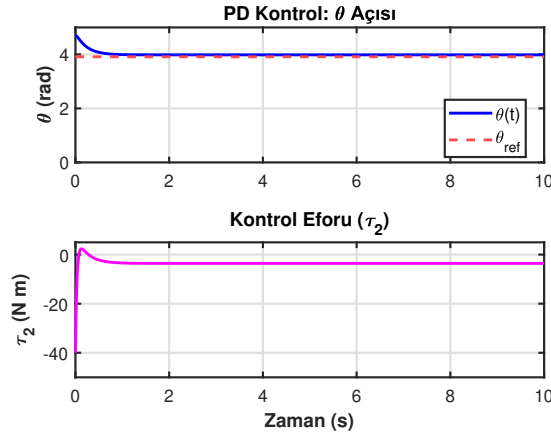
4.1. PD Kontrolcüsünün Pan ve Tilt sistemine Uygulanması

Pan ve tilt sisteminin iki adet doğal denge noktası vardır. Tilt kısmının pan düzlemine paralel olup yukarı baktığı $\pi/2$ noktası, kararsız dinamiklere sahip olduğundan, marjinal kararlı ve tilt kısmının pan düzlemine paralel olarak aşağı baktığı $3\pi/2$ denge noktası için tasarım yapılmıştır. Denklem (6) ile elde edilen matriste kosinüs teriminden dolayı, $3\pi/2$ noktasında, sisteme etki eden yerçekimi kuvveti 0 N olduğundan, bu durum sistem çıktılarında da gözlemlenmektedir. Benzetimlerde kullanılan PD kontrolcüsünün K_p değeri 50 ve K_d değer ise 15 olarak belirlenmiştir, aynı katsayılar doğrusal olmayan sisteme de uygulanmıştır. Elde edilen kontrol Sistemi ile tilt açısı (θ) kontrol edilmektedir.



Şekil 3: Denge Noktası Civarında Küçük Sapmada Tilt Açısı Değişimi ve Kontrol Performansı

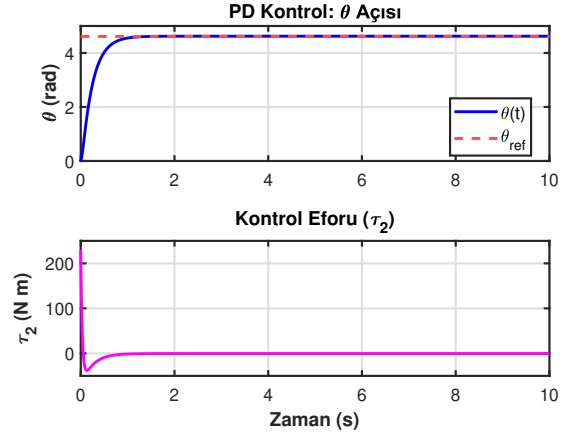
Şekil (3)'te görüldüğü üzere $3\pi/2$ başlangıç noktası ile $3\pi/2 - 0.1$ (4.61) radyan referansında sistem sıfıra yakın yüzde aşım ve yarım saniyeden küçük yerleşme süresi ile başarılı bir performans göstermiştir. Kontrol eforu da -5 N.m ile 0.3 N.m arasında gerçekleştirilebilir ve makul değerler arasındadır.



Şekil 4: Denge Noktası Civarında Büyük Sapmada Tilt Açısı Değişimi ve Kontrol Performansı

Şekil (4)'te, $3\pi/2 - 0.8$ (3.91) radyan gibi büyük bir tilt açısı referansında, sistem bir saniyeden az bir yerleşme süresi ve sıfıra yakın yüzde aşım elde etmesine karşın 0.1 radyan düzeyinde kalıcı hal hatasına sahiptir. Bunun yanında, kontrol eforu bakımından, benzetimin başlangıç seviyesinde -40 N.m seviyesine kadar tork gerektirmektedir. Kalıcı hal hatası sebebiyle bu kontrolcü şeması gerçekleştirilebilirlik yönünden alternatiflerden geride kalmıştır.

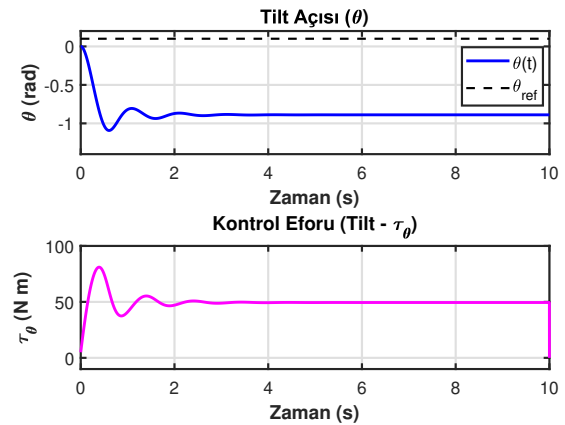
Analiz sürecinde sistem performansını daha detaylı değerlendirmek için başka bir simulasyon konfigürasyonu üzerinde çalışılmıştır. Bu bağlamda, başlangıç noktası denge noktası olan $3\pi/2$ iken, 0 noktasına alınmış ve $3\pi/2 + 0.1$ radyan referans için bir benzetim daha gerçekleştirilmiştir.



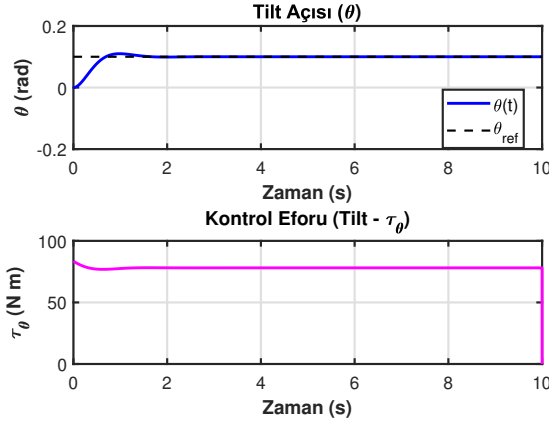
Şekil 5: Denge Noktası Uzağında PD Kontrol Kontrolcü Performansı

Şekil (5)'te tilt açısı ve kontrolcü eforu grafiğindeki sonuçlar incelendiğinde yerleşme zamanı bakımından sistemin bir saniyenin altında tepki verdiği, yükselme zamanı olarak da yarım saniye civarında performans göstermiştir. Ancak kontrol eforu, 220 N.m ve -40 N.m arası salındığı için gerçek zamanlı çalışma performansı açısından çok daha güçlü eyleyici sistemi gerektirmektedir.

Sonraki benzetim çalışmalarında (Şekil 6-7) yerçekimi etkisi pan ve tilt doğrusal olmayan sistem modelinde dikkate alınmıştır. Sistemde yerçekimine maruz kalan eksen tilt eksen olduğu için benzetim çalışmaları bu eksen odaklı yapılmıştır. İlk olarak yerçekimi etkisi ile doğrusal olmayan pan ve tilt modeli, doğrusal sistem için tasarlanan PD kontrolcüsü ile denge noktası civarında test edilmiştir. İlgili sonuçlar Şekil (6)'da gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi tilt açısı olarak referans değerden uzak bir noktaya yakınsamıştır. Diğer bir deyişle bir radyana yakın kalıcı hal hatası vardır. Yerçekimi telafisi yapılmadığından sistem maruz kaldığı yerçekimi etkisini telafi edemeyip beklenen performansı sağlayamamaktadır.



Şekil 6: Yerçekimi Telafisi Eklenmemiş Pan-Tilt Modeli için Doğrusal Olmayan Sistem Üzerinde PD Kontrol Performansı

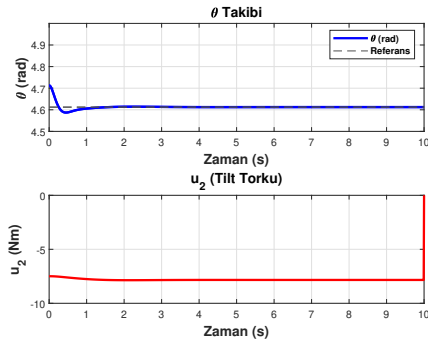


Şekil 7: Yerçekimi Telafisi Uygulandığında Pan-Tilt Modeli için Doğrusal Olmayan Sistem Üzerinde PD Kontrol Performansı

Şekil (7)'de görülen performans çıktıları ise kontrolcü konfigürasyonuna PD kontrolcüye ek olarak ileri beslemeli kontrolcünün ilave edilmesi sonucu elde edilmiştir. (7)'de tilt açısı grafiğinde sistem referans değere çok küçük üst aşım yaparak yarım saniyenin altında bir yerleşme süresi ile yakınsamıştır. Kontrol eforu olarak uygulanan kontrol torku değeri, Denklem (6)'da sistemin g matrisinde verilen $m_2 g d_2 \cos(\theta)$ ifadesinde, tilt açısının referans değerine ulaştığı noktadaki değerle aynıdır. Bu durumda yerçekimine zıt yönde sabit bir tork uygulanmaktadır. Uygulanan torkun makul seviyelerde olması gerçek zamanlı uygulamalar için uygulama kolaylığı sağlayacağı değerlendirilmiştir.

4.2. LQR Kontrolcüsünün Pan ve Tilt Sistemine Uygulanması

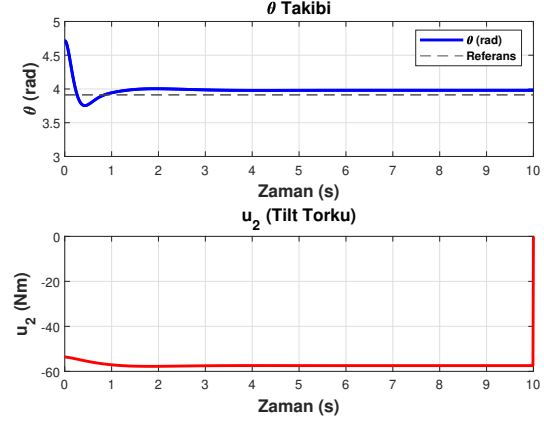
Benzer uygulamalar LQR kontrolcü ile de yapılmıştır. Aynı şekilde sistem $3\pi/2$ noktasında doğrusallaştırılmış, başlangıç açısı da bu nokta olarak belirlenmiştir. Q ve R parametreleri sırasıyla $Q = \begin{bmatrix} 100 & 0 & 0 & 10 \end{bmatrix}$ ve $R = 0.01$ değerleri ile benzetim çalışmalarında kullanılmıştır.



Şekil 8: Denge Noktası Etrafında Küçük Sapmalar için Tilt Açısı ve Kontrolcü Performans Grafiği

Şekil (8)'da $3\pi/2 - 0.1$ (4.61) radyanlık bir referans için

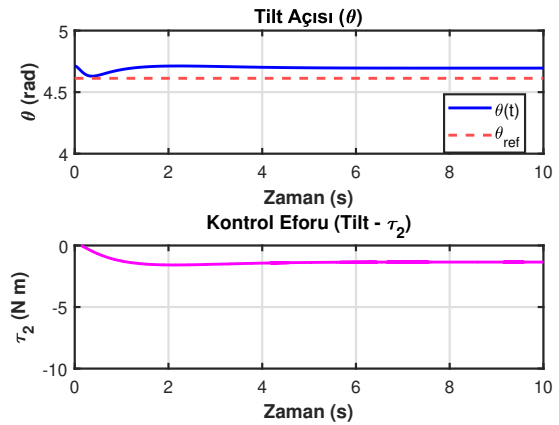
$3\pi/2$ radyan tilt açısında doğrusallaştırılmış sistem üzerinde benzetim yapılmıştır. Üst aşım olarak %10'dan düşük değerler ve yerleşme süresi olarak da bir buçuk saniyeden daha az bir süre elde edilmiştir.



Şekil 9: Denge Noktası Etrafında Büyük Sapmalar için Tilt Açısı ve Kontrolcü Performans Grafiği

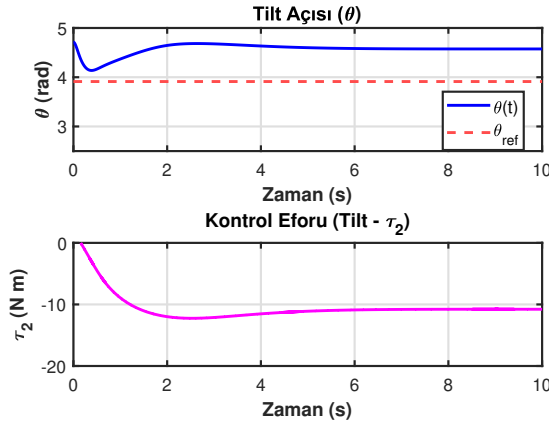
Referans $3\pi/2 - 0.8$ (3.91) radyan olarak ayarlanmıştır ve beklenildiği üzere denge noktasından sapma oldukça sistem performansı düşmüştür. Şekil (9)'da theta takibi grafiğinde %20'ye varan aşım ile beraber 0.1 radyan kalıcı hal hatası oluşmuştur.

Doğrusallaştırılmamış sistemde de LQR kontrol uygulamaları PD kontrolcüye benzer olarak yapılmıştır (Şekil 13-14-15-16). $Q = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 100 & 1 \end{bmatrix}$ ve $R = \begin{bmatrix} 0.1 & 0.1 \end{bmatrix}$ değerleri ile benzetimler yapılmıştır. Bununla beraber de K matrisi $K = \begin{bmatrix} 1.42 & 2.46 & -2.94 & 0.75 \end{bmatrix}$ şeklindedir.



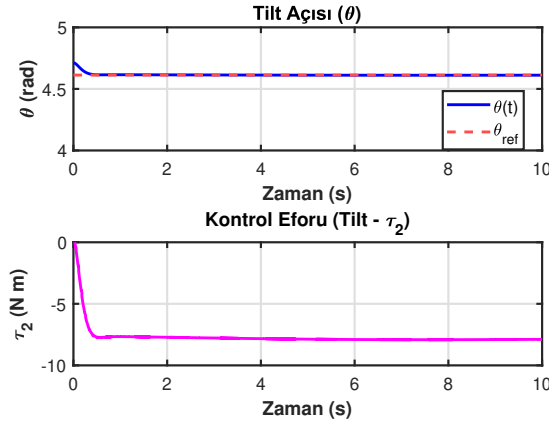
Şekil 10: Yerçekimi Telafisi Uygulanmadığında Küçük Sapmada Tilt Açısı ve Kontrol Grafiği

Şekil (10)'de görüldüğü üzere üstteki grafik tilt açısını, alttaki ise kullanılan tork miktarını göstermektedir. Yerçekimi telafisi olmadığından sistem 0.15 radyan kalıcı hal hatası ile yerleşmektedir. Bu miktardaki kalıcı hal hatası, gerçekleştirilebilirlik yönünden yeterli değildir.



Şekil 11: Yerçekimi Telifisi Uygulanmadığında Büyük Sapmada Tilt ve Kontrol Grafiği

Şekil (11)'de referans $3\pi/2 - 0.8$ (3.91) radyandır ve beklendiği üzere kalıcı hal hatası yerçekimi telifisi olmadığından artış göstermiş, 0.6 radyana yükselemiştir. Kontrol grafiği de küçük salınımlar yapmıştır.



Şekil 12: Yerçekimi Telifisi Uygulandığında Tilt Açısı ve Kontrol Grafiği

Yerçekimi telifisinin ileri besleme yöntemiyle gerçekleştirilmesine ait sonuçlar Şekil (12)'de gösterilmiştir. İleri besleme kontrolcüsü eklentisi ile $3\pi/2 - 0.1$ (4.61) radyan referansa sahip tilt açısı gezinmesi yüzde aşım yapmadan, 0.3 saniye yükselme süresi ile başarılı bir şekilde referans sinyalini takip etmiştir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, pan ve tilt sisteminin marjinal kararlı denge noktası etrafında doğrusallaştırılmış modeli üzerinden PD katsayıları ve LQR kazanç matrisi tasarlanmış, elde edilen geri besleme kazançları, sistemin hem doğrusal olan hem de olmayan dinamiklerine uygulanarak kontrol uygulaması gerçekleştirilmiştir. Ayrıca doğrusal olmayan sisteme yerçekimi telifisi için ileri besleme kontrolcüsü eklenerek kontrolcü konfigürasyon perfor-

mansları test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, gerçekleştirilebilirlik kapsamında değerlendirildiğinde doğrusal uygulamada yerçekimi ihmalinde bulunduğu için hem düşük tork hem de kalıcı hal hatası barındırması nedeniyle PD ve LQR kontrolcüler için ileriki çalışmalara uygunluk göstermemektedir. İleri beslemesiz yapılan doğrusal olmayan sistem uygulamalarında hem PD hem de LQR kontrolcü şemalarında aktüatörün kullanması gereken tork miktarının -200 N.m civarlarına çıktığı görülmüştür. İleri beslemeli kontrol uygulamalarında bu değer 50-100 N.m değerlerinde olması gerçek zamanlı uygulamalar için test sisteminin kurulumu konusunda avantaj sağlamaktadır.

Kaynakça

- [1] I. S. Sarwar and A. M. Malik, "Modeling, analysis and simulation of a Pan Tilt Platform based on linear and non-linear systems," in *Proc. IEEE/ASME Int. Conf. Mechatronic and Embedded Systems and Applications*, 2008, pp. 147–152.
- [2] D. A. Permatasari and D. A. Maharani, "Backpropagation neural network for tuning PID pan-tilt face tracking," in *Proc. 3rd Int. Conf. Information Technology, Information System and Electrical Engineering (ICITISEE)*, 2018, pp. 357–361.
- [3] O. Altaf, F. M. Malik, R. A. Azim, S. Hussain, and N. Ahmad, "Extended order high gain observer based stabilization of 2 DOF pan tilt platform for aerial imaging system," in *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, vol. 575, no. 1, 2019, pp. 012009.
- [4] H. Yan, C. Sun, and G. Hu, "Robust tracking control of an Euler-Lagrange system subject to uncertain friction and impact," in *Proc. IEEE Int. Conf. Information and Automation*, 2015, pp. 2227–2232.
- [5] J. Guo, C. Yuan, X. Zhang, and F. Chen, "Vision-Based Target Detection and Tracking for a Miniature Pan-Tilt Inertially Stabilized Platform," *Electronics*, vol. 10, no. 18, p. 2243, 2021.
- [6] C. Le Van, "Robust Visual Tracking Control of Pan-tilt-Stereo Camera System," *International Journal of Imaging and Robotics*, vol. 18, no. 1, 2018.
- [7] R. Nebeluk, K. Zarzycki, D. Seredyński, P. Chaber, M. Figat, P. Domański, and C. Zieliński, "Predictive tracking of an object by a pan-tilt camera of a robot," *Nonlinear Dynamics*, vol. 111, no. 9, pp. 8383–8395, 2023.
- [8] A. Becenen and G. Tuna, "Simulation of Kinematic and Dynamic Model of Two Degrees of Freedom Robot Arm Using Simulink," *Kirklareli University Journal of Engineering and Science*, vol. 9, no. 2, pp. 265–280, 2023.

Bataryalarda İyon Taşınımının Genişletilmiş Modeli ve Deneysel Doğrulama Yaklaşımı

Extended Model of Ionic Transport in Batteries and Experimental Validation Approach

Sena Koçak, Ali Fuat Ergenç

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
{kocaksen, aergenc}@itu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, bataryalarda iyon taşınımının sıcaklık ve mekanik titreşim koşulları altında modellenmesi amacıyla geliştirilmiş bir teorik modeli sunmaktadır. Model, Nernst–Planck–Poisson denklemlerini, sıcaklığa bağlı difüzyon katsayısını, elektrik alan kaynaklı konvektif taşınımı ve Butler–Volmer kinetiğine dayalı reaksiyon gecikme terimini entegre etmektedir. Titreşim etkisi, Péclet sayısı temelli bir yaklaşımla modele dahil edilmiş, böylece konveksiyon ve difüzyonun birlikte değerlendirilmesi sağlanmıştır. Bu aşamada modelin doğrulanması için sıcaklık kontrollü hücre, titreşim platformu ve elektro-kimyasal empedans spektroskopisi (EIS) sistemini içeren ayrıntılı bir test protokolü tasarlanmıştır. Önerilen model, farklı sıvı elektrolit kimyalarına uyarlanabilir, çok yönlü ve fiziksel olarak gerçekçi bir çerçeve sunarak, batarya performans optimizasyonu çalışmalarına temel oluşturmayı hedeflemektedir.

Abstract

This study presents a theoretical model developed to simulate ionic transport in batteries under thermal and mechanical vibration conditions. The model integrates the Nernst–Planck–Poisson equations, a temperature-dependent diffusion coefficient, electric field-driven convective transport, and a reaction delay term derived from Butler–Volmer kinetics. Vibration effects are incorporated through a Péclet number-based formulation, enabling a combined assessment of convection and diffusion. At this stage, an experimental protocol has been designed for future validation, involving a temperature-controlled cell, vibration platform, and electrochemical impedance spectroscopy (EIS) system. In future work, this protocol will be implemented to test the model's validity under varying temperature and vibration conditions. The proposed model offers a versatile and physically realistic framework adaptable to various liquid-electrolyte chemistries, aiming to provide a foundation for battery performance optimization studies.

1. Giriş

Bataryalarda iyon taşınımı, elektrokimyasal performans ve enerji yoğunluğu açısından kritik bir rol üstlenmektedir. Bu taşınım, difüzyon, elektromigrasyon ve konveksiyon gibi çoklu mekanizmaların etkileşimiyle şekillenir (örneğin PNP modelleriyle tanımlanır) [1]. Sıcaklık etkisi, difüzyon katsayısının Arrhenius bağıntılarına göre değişmesine neden olarak bu süreci belirgin şekilde etkiler [2].

Mekanik titreşimlerin etkileri hakkındaki araştırmalar sınırlı olsa da, titreşimlerin batarya yapısına zarar verebileceği, sıcaklık dağılımını etkileyebileceği ve güvenlik risklerini artırabileceği gösterilmiştir [3]. Buna ek olarak, akustik akış (acoustic streaming) gibi mekanizmalar iyon taşınımı üzerinde etkili olabilir ki bu çalışma henüz literatürde yeterince ele alınmamış bir yönüdür.

Bu çalışma, sıcaklık ve titreşimin birlikte ele alındığı, Nernst–Planck–Poisson tabanlı ve Butler–Volmer kaynaklı reaksiyon gecikmesini içeren kapsamlı bir model öneriyor. Model, hem moleküler hem de deneysel düzeyde doğrulanabilir şekilde tasarlanarak batarya optimizasyonuna katkıda bulunmayı amaçlamaktadır.

2. İyonik Taşınım Modeli Bileşenleri

2.1. Nernst-Planck-Poisson Denklemi

Elektrokimyasal sistemlerde iyonların hareketi ve yük taşınımı, Nernst–Planck denklemi kullanılarak modellenebilmektedir. Nernst–Planck denklemi şu süreçleri tanımlamaktadır [4]:

- Konsantrasyon gradyanlarından kaynaklanan difüzyon ile iyon türünün akışı
- Elektrik alanları nedeniyle oluşan elektrostatik sürüklenme

Dolayısıyla bu denklem, bir iyonun molar akı yoğunluğunun iki bileşenden oluştuğunu ifade etmektedir:

- **Fick difüzyon terimi:** $-D\nabla c$, yüksek konsantrasyonlu bölgelerden düşük konsantrasyonlu bölgelere taşınımı temsil etmektedir.

- **Elektriksel sürüklenme terimi:** $-\frac{DzF}{RT}c\nabla\phi$, iyonun yükü z ve elektrik potansiyeli gradyanı $\nabla\phi$ tarafından indüklenen hareketi ifade etmektedir.

Burada D difüzyon katsayısını, F Faraday sabitini, R gaz sabitini ve T mutlak sıcaklığı göstermektedir.

19. yüzyılda Nernst ve Planck tarafından geliştirilen bu denklemler topluca Nernst–Planck denklemi olarak adlandırılmaktadır. Pratik sistemlerde birden fazla yüklü iyon türü bulunabilmektedir. Bu durumda her iyon için ayrı bir Nernst–Planck denklemi yazılmakta ve tüm iyonlar için elektrik potansiyel alanı Poisson denklemi aracılığıyla çözülmektedir [5]. Bu iki denklemin birlikte çözülmesi Poisson–Nernst–Planck (PNP) modeli olarak bilinmektedir [6].

PNP modeli, iyon konsantrasyonu dağılımı ile elektrostatik potansiyel profilini birlikte hesaplayarak elektrodifüzyon süreçlerini açıklayabilmektedir. Bununla birlikte, çok bileşenli sistemlerde PNP hesaplamaları oldukça yüksek hesaplama eforuna sebep olabilmektedir. Bu nedenle, yüksek konsantrasyonlu veya çok tür içeren sistemlerde genellikle Nernst–Planck denklemi tabanlı basitleştirilmiş yaklaşımlar tercih edilmektedir.

Bununla birlikte, PNP modeli yarı iletkenler, nanofluidik sistemler, biyolojik kanallar ve batarya elektrolitleri dahil olmak üzere çeşitli alanlarda iyon taşınımını açıklamada başarılı olmuştur. Bu yaklaşım, deneysel gözlemlerle hem nitel hem de nicel uyum sağlamıştır.

Özetle, Nernst–Planck denklemi ve Poisson denklemi ile olan birleşimi, batarya elektrolitlerinde iyon taşınımının modellenmesinin temelini oluşturmaktadır. Bu modeller, iyon konsantrasyonu, sıcaklık ve elektrik potansiyeli farkı gibi parametrelerin iyon akısına etkisini dikkate almaktadır.

2.2. Nernst Potansiyeli

Nernst potansiyeli, bir iyonun kimyasal potansiyelinde fark olduğunda ortaya çıkan gerilim değeridir [7]. Bu potansiyel, bir konsantrasyon gradyanından kaynaklanmakta ve elektrik potansiyel farkı tarafından tam olarak dengelenmektedir. Başka bir deyişle, bir iyon türünün iki bölge arasında—örneğin bir membranın iki tarafı veya bir elektrolitin iki ucu arasında—oluşan konsantrasyon farkı, iyon hareketine karşı koyan bir elektrik alan yaratmaktadır. Bu alan, net iyon akısı durana kadar etki etmekte ve bu denge durumu Nernst potansiyeli olarak adlandırılmaktadır.

Matematiksel olarak, tek bir iyon türü i için Nernst potansiyeli şu şekilde ifade edilir:

$$E_{i,Nernst} = \frac{RT}{z_iF} \ln \left(\frac{a_{outside}}{a_{inside}} \right) \quad (1)$$

Burada $a_{outside}$ ve a_{inside} sırasıyla iyonun iki bölgedeki aktivitesini (veya ideal koşullarda konsantrasyonunu) ifade etmektedir. z_i iyonun değerliğini, R evrensel gaz sabitini, T mutlak sıcaklığı ve F Faraday sabitini temsil etmektedir. Bu formül, Wilhelm Nernst tarafından 1888’de türetilmiş olup Nernst denklemi olarak bilinmektedir.

Nernst potansiyeli, bir iyonun elektrokimyasal denge durumunu tanımlamaktadır: iyon konsantrasyonu gradyanı, elektriksel kuvvet tarafından tam olarak dengelenmekte ve net iyon akışı sıfır olmaktadır. Bu kavram, biyolojik membranlarda gözlenen ters potansiyel ile aynıdır. Örneğin, potasyum iyonu (K^+) konsantrasyonu hücre içinde ve dışında farklıysa, hücre membranı boyunca K^+ için Nernst potansiyeli

bu konsantrasyonların oranına göre belirlenir. Bu potansiyelde net K^+ akışı olmaz.

Nernst potansiyeli, tek bir iyon türü için geçerlidir. Eğer bir membran üzerinden birden fazla iyon türü aynı anda geçebiliyorsa, her iyon türü için ayrı Nernst potansiyeli tanımlanmaktadır. Bununla birlikte, membran potansiyelinin denge değeri bu durumda Goldman–Hodgkin–Katz (GHK) denklemi ile belirlenmektedir. Bu denklem, çoklu iyon türleri için bir genelleme olup, tek iyon durumunda Nernst denklemine indirgenmektedir. Dolayısıyla Nernst potansiyeli tek bir elektrokimyasal türün katkısını izole ederken, gerçek sistemlerde çoklu iyonlar söz konusu olduğunda denge potansiyeli her iyon türünün geçirgenliği ve konsantrasyonuna bağlı bileşik bir değer olur.

Batarya kimyasında, Nernst denklemine benzer bir ifade, bir elektrot reaksiyonunun denge potansiyelini hesaplamak için kullanılmaktadır. Örneğin, bir yarı-hücre reaksiyonu için elektrot potansiyeli şu şekilde verilmektedir:

$$E = E^o + \frac{RT}{nF} \ln \left(\frac{[oxidant]}{[reductant]} \right) \quad (2)$$

Bu ifade esasen Nernst denkleminin kendisidir ve bataryanın açık devre gerilimi (OCV) ile konsantrasyon arasındaki ilişkiyi tanımlamaktadır. Dolayısıyla bataryanın açık devre gerilimi de bir Nernst potansiyeli örneğidir. Elektrotlar ile elektrolit arasındaki potansiyel farkı, sistemdeki iyon ve molekül konsantrasyonlarına bağlı olarak Nernst ilişkisi ile belirlenmektedir. Aynı elektrotla ancak farklı elektrolit konsantrasyonlarına sahip iki yarı-hücreden oluşan bir konsantrasyon hücresinde, hücre gerilimi Nernst denklemi ile hesaplanabilmekte ve bu öngörü deneysel olarak doğrulanmıştır.

Nernst potansiyelinin Nernst–Planck tipi taşınım modellerine entegrasyonu, öncelikle denge koşullarının analiz edilmesi ve sınır koşullarının doğru uygulanmasıyla ilgilidir. Belirli bir iyon türü için net akı sıfırsa (yani elektrodifüzyon dengedeyse), bu durum o iyon için yerel bir Nernst potansiyelinin var olduğunu göstermektedir. Nernst–Planck akı denklemi bu durumu şu şekilde ifade edebilmektedir:

$$J_i = -D_i \nabla c_i - \frac{D_i z_i F}{RT} c_i \nabla \phi \quad (3)$$

Durağan durum koşullarında ve net akı $J_i = 0$ kabul edilirse:

$$-D_i \nabla c_i = \frac{D_i z_i F}{RT} c_i \nabla \phi \quad (4)$$

Buradan,

$$\nabla \phi = -\frac{RT}{z_i F} \frac{\nabla c_i}{c_i} = \frac{RT}{z_i F} \nabla (\ln c_i) \quad (5)$$

Bu ifade, elektrostatik potansiyel gradyanının konsantrasyon gradyanına bağlı olduğunu göstermektedir. İki nokta arasında entegrasyon yapıldığında, potansiyel farkının konsantrasyon oranının logaritması ile orantılı olduğu elde edilmektedir:

$$\nabla \phi = \phi(outside) - \phi(inside) = \frac{RT}{z_i F} \ln \left(\frac{c_{outside}}{c_{inside}} \right) \quad (6)$$

Bu, Nernst denkleminin tam karşılığıdır. Dolayısıyla, Nernst potansiyeli sıfır akı (denge) koşulunda

türetilmektedir. Sistemin herhangi bir yerinde (veya bir membran/ara yüzey boyunca) konsantrasyon farkı varsa ve iyon taşınımı o noktada dengedeysen, hesaplanan elektrik potansiyel farkı Nernst değerine eşit olmaktadır.

Örneğin, iki ucu farklı konsantrasyonlarda çözeltilere sahip bir elektrolitin PNP modeli ele alındığında, uçlar arasında açık devre (yani harici akım akışı yok) varsa, zamanla difüzyon dengesi kurulacak ve iki uç arasında bir potansiyel farkı oluşacaktır. Sınır koşulları yalnızca konsantrasyon farkını tanımlasa bile, Poisson ve Nernst–Planck denklemlerinin birlikte çözümü Nernst denklemi ile uyumlu bir potansiyel farkı verecektir. Bu nedenle PNP çözümlerinde Nernst potansiyeli bir sınır koşulu değil, denge çözümünün doğal bir sonucudur.

Pratik modelleme açısından, Nernst potansiyeli genellikle referans denge değeri olarak kullanılmaktadır. Özellikle elektrot–ara yüzey modellemesinde, elektrot ile elektrolit arasındaki denge potansiyeli (açık devre potansiyeli) Nernst denklemi ile hesaplanmaktadır. Bu denge potansiyelinden sapmalar aşırı potansiyel olarak tanımlanmaktadır. Örneğin, bir elektrot yüzeyinde gerçekleşen redoks reaksiyonu için Butler–Volmer kinetik denklemleri yazılırken, ileri ve geri reaksiyon hızlarının hesaplanmasında Nernst denge potansiyeli referans alınmaktadır. Bu sayede model, gerçek anlık potansiyelin denge değerinden ne kadar sapma gösterdiğini izleyebilmekte ve kinetik sınırlamalardan kaynaklanan aktivasyon aşırı potansiyelini yakalayabilmektedir. Bu yaklaşım, Nernst potansiyelini modele doğrudan diferansiyel denklemler içinde eklemek yerine, sınır koşulu veya başlangıç değeri olarak kullanmanın dolaylı bir yoludur.

Örneğin, bir batarya hücresi simüle edilirken başlangıçta elektrotlar arasında bir açık devre gerilimi (OCV) oluşturmak istenirse, elektrolit potansiyeli ile elektrot potansiyelinin başlangıç dağılımları Nernst denklemine uyacak şekilde seçilmektedir. Benzer şekilde, PNP tabanlı bir hesaplamada, elektrolitin uçlarında Dirichlet tipi sabit potansiyel farkı uygulanacaksa ve denge isteniyorsa, bu fark Nernst değeri ile uyumlu olmalıdır.

Nernst potansiyelinin sınır koşulları ile ilişkisi kritik önemdedir. Genellikle modelin sınırlarında iyon türleri için konsantrasyon veya akı koşulları ve elektrik potansiyeli için koşullar tanımlanmalıdır. Elektrot/elektrolit ara yüzeyinde denge durumunda elektrokimyasal potansiyel sürekli olmalıdır. Bu, o ara yüzeyde Nernst denkleminin sağlanması gerektiğini göstermektedir.

Batarya modellemesinde, denge durumunda elektrot potansiyeli ($E_{\text{electrode}}$) ile elektrolit potansiyeli ($E_{\text{electrolyte}}$) arasındaki farkın Nernst değerine eşit olduğu yaygın olarak varsayılmaktadır. Örneğin, bu fark Li^+ iyonlarının elektrot ve elektrolit içindeki kimyasal potansiyellerini dengeleyen gerilimi temsil etmektedir. Böyle bir sınır koşulu, ya Dirichlet tipi potansiyel farkı olarak ya da sıfıra ayarlanmış Neumann tipi akı koşulu olarak uygulanabilmektedir. Bu şekilde, Nernst koşulu model denklemleri çözülürken referans durumu sağlamaktadır.

Özetle, Nernst potansiyeli Nernst–Planck/PPN denklemlerine denge koşullarının bir yansıması olarak entegre edilmektedir. Bir denge çözümü doğası gereği Nernst potansiyelini içermektedir. Modelleme sırasında, Nernst denkleminin türetilen değerler, sınır ve başlangıç koşullarının doğru seçilmesine rehberlik etmektedir.

2.3. Yük Transferi Kinetiği ve Gecikme

Bataryalarda akım veya potansiyel uygulanması; iyonik göç, çift tabaka şarjı ve Faradaik yük transfer reaksiyonları gibi birbiriyle ilişkili birkaç süreci başlatmaktadır. Elektrot/elektrolit ara yüzeyindeki elektrokimyasal reaksiyonlar genellikle Butler–Volmer kinetiği ile tanımlanmaktadır. Bu yaklaşım, reaksiyon akımını aşırı potansiyel (*overpotential*) ve iyon konsantrasyonları ile ilişkilendirmektedir. Akım uygulandığında görülen ilk gerilim düşüşü genellikle ohmik direnç ve elektriksel çift tabakanın şarjına atfedilmektedir.

Buna karşılık, gerçek elektrokimyasal reaksiyon akımı karakteristik bir zaman sabiti ile kademeli olarak artmaktadır. Bu reaksiyon gecikmesi (*reaction delay*), literatürde “*time lag*” olarak da geçmekte ve bir RC zaman sabiti ile sayısallaştırılabilmektedir. Lityum-iyon hücrelerde bu gecikme genellikle milisaniye mertebesinde. Yüksek yük transfer direnci (R_{ct}) veya büyük ara yüzey kapasitansı bu zaman sabitini artırarak Faradaik reaksiyonun yanıtını geciktirmektedir.

Butler–Volmer denklemi şu şekilde verilir [5]:

$$j = j_0 \left[\exp\left(\frac{\alpha_a F \eta}{RT}\right) - \exp\left(-\frac{\alpha_c F \eta}{RT}\right) \right] \quad (7)$$

Burada j net reaksiyon akım yoğunluğu, j_0 değişim akım yoğunluğu, η aşırı potansiyel, α_a ve α_c ise anodik ve katodik transfer katsayılarıdır.

Elektrokimyasal sistemlerde, elektrot–elektrolit ara yüzeyinde gerçekleşen yük transfer reaksiyonları anlık değildir; ara yüzey reaksiyonlarının kinetiğiyle ilişkili sonlu bir karakteristik zamana sahiptir. Bu etkiyi değerlendirmek için reaksiyon gecikme süresi τ_k tanımlanabilmektedir. Bu gecikme, elektrokimyasal sistemin potansiyel veya konsantrasyon değişimlerine ne kadar hızlı yanıt verdiğini göstermektedir.

τ_k ifadesi, Butler–Volmer denklemi ile tahmin edilen reaksiyon akım yoğunluğunun tersinden, reaksiyona giren türlerin mol sayısına normalize edilerek türetilmektedir:

$$j = n F k_0 C \left[\exp\left(\frac{\alpha_a F \eta}{RT}\right) - \exp\left(-\frac{\alpha_c F \eta}{RT}\right) \right] \quad (8)$$

Burada n reaksiyon başına transfer edilen elektron sayısı, k_0 standart heterojen hız sabiti (değişim hız sabiti) ve C konsantrasyondur.

Karakteristik reaksiyon gecikmesi τ_k reaksiyon hızı ile ters orantılıdır. Fiziksel olarak, ara yüzey reaksiyonunun, ara yüzeydeki türlerin konsantrasyonunu anlamlı şekilde değiştirmesi için gereken zaman ölçeğini temsil etmektedir. Buna göre τ_k şu şekilde hesaplanmaktadır:

$$\tau_k \approx \frac{1}{n F k_0 C} \left[\exp\left(\frac{\alpha_a F \eta}{RT}\right) - \exp\left(-\frac{\alpha_c F \eta}{RT}\right) \right]^{-1} \quad (9)$$

Elektrokimyasal sistemlerde iyon difüzyonu, kütle taşınım süreçlerinin karakteristik zaman ölçeğini belirlemede önemlidir. Bu zaman ölçeği genellikle τ_D ile gösterilir ve iyon türlerinin belirli bir L mesafesini difüzyonla kat etmesi için gereken ortalama süreyi ifade etmektedir. Einstein–Smoluchowski [8] bağıntısı, difüzyon ile rastgele ısı hareket arasındaki temel ilişkiyi ortaya koymakta ve Brown hareketi yapan bir parçacığın ortalama karesel yer değiştirmesini şu şekilde vermektedir:

$$\langle x^2 \rangle = 2Dt \quad (10)$$

Burada $\langle x^2 \rangle$ ortalama karesel yer değiştirme, D difüzyon katsayısıdır. Bu ifade yeniden düzenlendiğinde, belirli bir L mesafesini kat etmek için gereken karakteristik difüzyon süresi τ_D elde edilmektedir:

$$\tau_D \approx \frac{L^2}{2D} \quad (11)$$

Dolayısıyla toplam gecikme süresi şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\tau = \tau_K + \tau_D \quad (12)$$

2.4. Titreşimin İyon Hareketi Üzerindeki Yönlü Etkisi

Mekanik titreşimler, sıvı elektrolitli bataryalarda iyon taşınımını, öncelikle yönlü bir taşınım bileşeni ekleyen konvektif hareket (akışkan akışı) oluşturarak etkileyebilir. Bu, tek yönlü sabit bir kuvvet değil; net bir akışa dönüştürülebilen (rectification) salınımlı bir ivmedir. Bu olgu, akustik akış (acoustic streaming) olarak da bilinmektedir.

Titreşim, taşınım denklemlerine adveksiyon terimi üzerinden dahil edilmektedir. Bu etki, konvektif taşınım hızının difüzyif taşınım hızına oranını temsil eden Péclelet sayısı (Pe) ile nicel olarak ifade edilebilmektedir. Araştırmacılar, bu tür etkileri sistematik olarak incelemek amacıyla taşınım denklemlerini genellikle Pe kullanarak boyutsuzlaştırır.

Örneğin, araştırmacılar bir elektropolaj (*electropolishing*) sisteminde titreşimin iyon akışına katkısı için aşağıdaki analitik ifadeyi türetmişlerdir [9]:

$$J_{vib} \approx \frac{2PeDkC_s}{\pi} \quad (13)$$

Burada k titreşimin dalga sayısını, C_s ise yüzey konsantrasyonunu veya çözünürlük sınırını ifade etmektedir. Bu terim, mekanik titreşimle indüklenen ek iyon taşınımını temsil etmektedir. İfade, daha yüksek titreşim frekansı ve daha güçlü konvektif etkilerin, titreşim katkısının iyon akışına etkisini artırdığını göstermektedir.

Péclelet sayısının anlamı:

- $Pe \ll 1 \rightarrow$ **Difüzyon baskın:** İyonlar ağırlıklı olarak rastgele yayılma (difüzyif hareket) ile taşınır.
- $Pe \gg 1 \rightarrow$ **Konveksiyon baskın:** Akışkanın makroskopik akışı iyon taşınımında belirleyici hale gelir.
- $Pe \sim 1 \rightarrow$ **Karma rejim:** Difüzyon ve konveksiyon süreçleri karşılaştırılabilir düzeyde etkilidir, hiçbirini ihmal edilemez.

Titreşimle indüklenen konveksiyon hızını (u_{vib}) türetilirse:

$$u_{vib} = \frac{J_{vib}}{C_s} \approx \frac{2\sqrt{PeDk}}{\pi\sqrt{\pi}} \quad (14)$$

Diğer salınım bileşeni ise şu şekilde tanımlanabilmektedir:

$$u_{osc}(t) = A\omega \cos(\omega t + \varphi) \quad (15)$$

2.5. Genişletilmiş İyonik Taşınım Modeli

Sistemdeki iyon taşınımını ve elektrokimyasal reaksiyonları tanımlayan nihai matematiksel model şu şekilde verilmiştir:

$$\frac{\partial t}{\partial C} = -\nabla \cdot (-D\nabla C - z\mu FC\nabla\phi + Cu_{total}(t)) \quad (16)$$

$$+nFk_0C(t-\tau)[e^{\frac{\alpha_a F\eta}{RT}} - e^{\frac{\alpha_c F\eta}{RT}}]$$

Ayrıca, Poisson denklemi ise şu şekilde ifade edilmektedir:

$$\nabla^2\phi = -\frac{F}{\epsilon} \sum_i z_i c_i \quad (17)$$

Burada,

Tablo 1: Model elementleri

Sembol	Tanım	Birim
C	İyon Derişimi	mol/m ³
t	Zaman	s
D	Difüzyon Katsayısı	m ² /s
∇C	Konsantrasyon Gradyanı	mol/(m ⁴)
μ	İyon Hareketliliği	m ² /(Vs)
z	İyon Değerliği	-
F	Faraday Sabiti	C/mol
ϕ	Elektrostatik Potansiyel	V
$\nabla\phi$	Elektrik Alanı (Potansiyel Gradyanı)	V/m
$u_{total}(t)$	Titreşim Kaynaklı Toplam Konveksiyon Hız Vektörü	m/s
τ	Toplam Reaksiyon Gecikmesi	s
τ_d	Difüzyon Kaynaklı Gecikme	s
τ_k	Reaksiyon Kaynaklı Gecikme	s
k_0	Standart Elektrot Reaksiyon Hız Sabiti	m/s
α_a, α_c	Anodik ve Katodik Transfer Katsayıları	-
η	Aşırı Potansiyel	V
R	Evrensel Gaz Sabiti	J/(molK)
T	Sıcaklık	K
$u_{osc}(t)$	Anlık Salınım Bileşeni	m/s
$u_{vib,avg}$	Titreşim Kaynaklı Ortalama Sürüklenme Hızı	m/s
A	Titreşim Genliği	m
ω	Açısal Frekans	rad/s
\vec{e}	Yön Vektörü (Titreşim Yönü)	-
J_{vib}	Titreşim Kaynaklı İyon Akışı	mol/(m ² s)
C_s	Yüzeydeki İyon Derişimi	mol/m ³
Pe	Péclelet Sayısı	-
L	Karakteristik Uzunluk	m
k	Reaksiyon Hız Sabiti	1/s

Denklem şu bileşenlerden oluşmaktadır:

- Moleküllerin rastgele hareketini temsil eden difüzyon terimi.
- İyonların elektrik alanı altında taşınımını ifade eden elektromigrasyon terimi.
- Makroskopik akış ve titreşim kaynaklı hareketi içeren konveksiyon terimi.
- Butler–Volmer kinetiğinden türetilen ve ara yüzey yük transfer süreçlerinin sonlu hızını temsil eden reaksiyon gecikme süresini içeren reaksiyon terimi.

Bu kapsamlı model; difüzyon, elektrik alan etkileri, konveksiyon, titreşim kaynaklı iyileştirme ve elektrokimyasal reaksiyon kinetikleri arasındaki karmaşık etkileşimi

kapsamaktadır. Model, özellikle mekanik titreşimlerin kütle taşınımı ve reaksiyon hızlarını önemli ölçüde etkilediği sistemlerde, farklı çalışma koşulları altında iyon derişimi dinamiklerinin ve elektrokimyasal performansın hassas bir şekilde simülasyonunu mümkün kılmaktadır.

3. Test Protokolü

Bu testin amacı, bataryalarda sıcaklık ve mekanik titreşimin iyon taşınımı üzerindeki etkilerini gözlemleyerek teorik modelin doğruluğunu değerlendirmektir. Model, sıcaklığa bağlı difüzyon katsayısını, titreşim kaynaklı konvektif hızı ve reaksiyon gecikmesini içermektedir.

Gerekli ekipman ve cihazlar:

- **Sarsıcı / Titreşim Platformu:** Kontrollü bir titreşim ortamı oluşturmak için.
- **Fonksiyon Jeneratörü + Amplifikatör:** Sinüzoidal uyarı sinyalleri üretmek için.
- **İvmeölçer / Lazer Vibrometre:** Titreşim genliği ve frekansının doğrulanması ve kalibrasyonu için.
- **Sıcaklık Kontrollü Hücre:** -20°C ile 80°C arasında ısıtma ve soğutma sağlamak için.
- **Elektrokimyasal Empedans Spektroskopisi (EIS) Sistemi:** İyon taşınımı ve kinetik parametreleri ölçmek için.
- **Elektrokimyasal Hücre + Elektrotlar:** İyonik ortamın test edilmesi için.
- **Veri Toplama Sistemi:** Tüm deneysel değişkenleri kaydetmek ve izlemek için.

Her test koşulunda, sabit bir iyonik çözelti elektrokimyasal hücreye yerleştirilecektir. Daha sonra kontrollü sıcaklık ve/veya titreşim uygulanırken EIS ölçümleri yapılacaktır. Sıcaklık ve titreşim parametreleri, farklı deneysel serilerde değiştirilecektir.

Yapılacak ölçüm ve hesaplamalar:

- **Difüzyon Katsayısı:** EIS verilerinden Warburg bölgesi analizi ile hesaplanacaktır.
- **Konvektif Hız:** Titreşim uygulanan sistemde deneysel olarak belirlenecek ve modele eklenecektir.
- **Reaksiyon Gecikmesi:** Butler–Volmer kinetiği ve modelleme yaklaşımları kullanılarak hesaplanacaktır.
- **İletkenlik:** EIS ölçümlerinden doğrudan belirlenecektir.

Elde edilen deneysel veriler, teorik model denklemleri ile karşılaştırılacak ve uygunluk analizi yapılacaktır. Her bir parametrenin sıcaklık ve titreşim ile değişimi değerlendirilerek model doğrulanacak ve gerektiğinde iyileştirilecektir.

4. Sonuçlar

Bu çalışma kapsamında, bataryalarda iyon taşınımını sıcaklık ve mekanik titreşim etkileri altında tanımlayan kapsamlı bir teorik model geliştirilmiştir. Model, Nernst–Planck–Poisson denklemlerinin yanı sıra sıcaklığa bağlı difüzyon katsayısı, titreşim kaynaklı konvektif taşınım ve Butler–Volmer kinetiğine dayalı reaksiyon gecikmesi terimlerini içermektedir. Pécelet sayısı tabanlı yaklaşım ile titreşim etkileri nicel olarak modele entegre edilmiştir.

Model doğrulaması amacıyla, sıcaklık kontrollü hücre, titreşim platformu ve EIS sistemini içeren ayrıntılı bir test protokolü tasarlanmıştır. Gelecek çalışmalarda bu protokol uygulanarak farklı sıcaklık ve titreşim koşullarında elde edilecek verilerle modelin geçerliliği değerlendirilecektir.

Elde edilen sonuçlar, mekanik titreşimlerin ve sıcaklığın iyon taşınım parametreleri üzerindeki etkilerinin daha iyi anlaşılmasına katkı sağlayacak, farklı sıvı elektrolit kimyalarına uyarlanabilen bu modelin, batarya tasarım ve performans optimizasyonu süreçlerinde kullanılmasının önünü açacaktır.

Kaynakça

- [1] Y. Mao, J. D. Bazemore, J. L. Thelen, and M. L. Sushko, “Understanding ionic transport in polymer electrolytes for batteries,” *J. Mater. Chem. B*, vol. 11, no. 3, pp. 529–550, 2023. Available: <https://pubs.rsc.org/en/content/articlelanding/2023/tb/d2tb02819k>
- [2] J. Xu, Y. Zhao, X. Zhang, et al., “Recent advances in solid - state electrolytes for all - solid - state lithium batteries,” *Front. Energy Res.*, vol. 11, 2023. Available: <https://pmc.ncbi.nlm.nih.gov/articles/PMC10550765>
- [3] Z. Wang, Z. Liu, Y. Qiu, et al., “Mechanical vibration effects on lithium - ion battery safety and performance,” *Batteries*, vol. 11, no. 2, p. 82, 2023. Available: <https://www.mdpi.com/2313-0105/11/2/82>
- [4] Newman, J., & Thomas-Alyea, K. E. (2012). *Electrochemical systems* (3rd ed.). Hoboken, NJ: Wiley-Interscience.
- [5] Bard, A. J., & Faulkner, L. R. (2001). *Electrochemical Methods: Fundamentals and Applications* (2nd ed.). New York, NY: Wiley.
- [6] Bazant, M. Z. (2004). Theory of chemical kinetics and charge transfer based on nonequilibrium thermodynamics. In B. E. Conway, J. O’M. Bockris, & R. E. White (Eds.), *Modern Aspects of Electrochemistry* (Vol. 39, pp. 1–67). New York, NY: Springer.
- [7] Atkins, P., & de Paula, J. (2010). *Physical Chemistry* (9th ed.). Oxford, UK: Oxford University Press.
- [8] Einstein, A. (1956). *Investigations on the Theory of the Brownian Movement* (R. Fürth, Ed.). New York, NY: Dover Publications. (Original work published 1905)
- [9] Dietrich, M., Brunnengraber, K., & Scholl, S. (2021). Editors’ choice: The enhancement of ion transport in an electrochemical cell using high-frequency vibration for the electropolishing of copper. *Chemical Engineering & Technology*, 44(4), 627–634. <https://doi.org/10.1002/ceat.202000464>

Gerçek Zamanlı DC Motor Pozisyon ve Hız Kontrolü İçin Uygulamalı Deney Seti Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi

Design and Implementation of an Applied Experiment Set for Real-Time DC Motor Position and Speed Control

Çağrı Hindistan^{1*}, Hüseyin Deniz Öztürk¹, Öykü Özge Korkmaz¹, Erman Selim^{1,2}, Enver Tatlıcioğlu¹

¹Elektrik & Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi, İzmir

cagri.hindistan@ege.edu.tr, huseyin.deniz.ozturk@ege.edu.tr, 05220000630@ogrenci.ege.edu.tr
erman.selim@ege.edu.tr, enver.tatlicioglu@ege.edu.tr

²Department of Mechanical and Mechatronics Engineering
University of Waterloo, Waterloo

erman.selim@uwaterloo.ca

Özetçe

Bu çalışmada, mühendislik öğrencilerinin temel denetleyici yapılarını gerçek donanım üzerinde uygulamalı olarak öğrenmelerine olanak sağlamak amacıyla, DC motor tabanlı bir pozisyon/hız kontrol deney seti tasarlanmış ve uygulanmıştır. Geliştirilen sistemde motor geri besleme verisi yüksek çözünürlüklü bir manyetik enkoder aracılığıyla elde edilmiş; PWM sinyalleri, mikrodenetleyici tabanlı donanımsal zamanlayıcılar vasıtasıyla üretilmiştir. Kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesi ve sistemin denetimi, MATLAB/Simulink ortamında modellenmiş ve mikrodenetleyici ile bütünleştirilmiştir. Deney seti, oransal (P), oransal-integral (PI) ve oransal-integral-türev (PID) kontrol algoritmalarının aynı fiziksel sistem üzerinde karşılaştırmalı olarak uygulanmasına ve performanslarının gözlemlenmesine imkân tanımaktadır. Mikrodenetleyici ile MATLAB arasında USB tabanlı kurulan çift yönlü iletişim sayesinde, kontrolör parametreleri gerçek zamanlı olarak ayarlanabilmekte ve sistem yanıtı eşzamanlı biçimde izlenebilmektedir. Bu deney düzeneği, yalnızca teorik analiz ve simülasyonlara dayalı geleneksel kontrol eğitiminin ötesine geçerek, öğrencilerin gerçek zamanlı sistem davranışlarını gözlemleyip analiz edebilecekleri etkileşimli bir öğrenme ortamı sunmaktadır. Ayrıca sistem, modüler yapısı sayesinde ileri seviye kontrol yöntemlerinin uygulanmasına ve farklı donanım bileşenlerinin entegrasyonuna olanak tanıyan esnek bir araştırma ve eğitim platformu niteliği taşımaktadır.

Abstract

In this study, a DC motor based position/speed control experiment set has been designed and implemented to enable engineering students to learn basic controller structures on real

hardware. In the developed system, motor feedback data is obtained through a high-resolution magnetic encoder and PWM signals are generated by microcontroller-based hardware timers. The implementation of the control algorithms and the control of the system were modeled in MATLAB/Simulink environment and integrated with the microcontroller. The experimental set allows for the comparative implementation of proportional (P), proportional-integral (PI) and proportional-integral-derivative (PID) control algorithms on the same physical system and to observe their performance. Thanks to the USB-based bidirectional communication between the microcontroller and MATLAB, the controller parameters can be adjusted in real time and the system response can be monitored simultaneously. This experimental setup goes beyond traditional control education based solely on theoretical analysis and simulations and provides an interactive learning environment where students can observe and analyze real-time system behavior. In addition, the system is a flexible research and education platform that allows the application of advanced control methods and the integration of different hardware components thanks to its modular structure.

1. Giriş

DC motorlar, hem endüstriyel uygulamalarda yaygın kullanımları hem de kontrol sistemleri açısından sade ama öğretici dinamik özellikleri sayesinde mühendislik eğitiminde sıkça tercih edilen bir araçtır [1]. Bu doğrultuda geliştirilen eğitim setleri, özellikle geri beslemeli kontrol yapılarının anlaşılması ve öğrenciler tarafından deneyimlenebilmesi adına önemli bir öğrenme ortamı sunmaktadır. Kontrol algoritmalarının doğrudan donanım üzerinde test edilmesi, öğrencilerin sistem dinamiklerini gözlemleyerek, deneysel yaklaşımlarla parametre optimizasyonu yapmalarına imkân tanır [2, 3].

Geleneksel laboratuvar ortamlarında, oransal-integral-türev

(PID) gibi klasik denetleyicilerin performansları çoğunlukla simülasyon ortamında analiz edilir. Ancak bu durum, gerçek zamanlı sistem tepkileri, fiziksel sınırlamalar ve haberleşme gecikmeleri gibi unsurların göz ardı edilmesine neden olur. Bu eksikliği gidermek amacıyla, çeşitli çalışmalarda mikrodenetleyici tabanlı deney setleri geliştirilmiş; öğrencilerin doğrudan gözlem yapabileceği ve parametreleri eş zamanlı olarak güncelleyebileceği sistemler önerilmiştir [4]. Özellikle MATLAB/Simulink gibi model tabanlı araçların mikrodenetleyicilerle birlikte çalışabilmesi, kontrol algoritmalarının gerçek zamanlı uygulanabilirliğini artırmıştır [5].

STM32 tabanlı sistemlerle yapılan çalışmalarda, PID denetleyicilerinin Simulink üzerinden gömülü sistemlere aktararak çalıştırıldığı örnekler yer almaktadır. [6] çalışmasında düşük maliyetli bir DC motor kontrol sistemi geliştirilmiş; sistemin gerçek zamanlı davranışı doğrudan masaüstü ortamına aktarılmıştır. Benzer biçimde, [7] ve [8] çalışmalarında da gerçek zamanlı veri alışverişi sağlayan sanal laboratuvar altyapıları tanıtılmıştır. USB tabanlı haberleşme yapıları ile kontrolör çıkışlarının ve sistem yanıtının canlı olarak izlenebildiği bu sistemler, klasik kontrol eğitiminin ötesinde etkileşimli bir öğrenme deneyimi sunmaktadır [9]. çalışmasında ise STM32 platformu kullanılarak fırçasız DC motorun hız kontrolü gerçekleştirilmiştir.

Bilimsel yazında ayrıca sadece oransal-integral (PI) denetleyicileri temel alan analog uygulamalar [10] veya uzaktan erişimli kontrol platformları da yer almaktadır [11]. [12] çalışmasında uzaktan erişim destekli kapalı çevrim bir hız kontrol sistemi geliştirmiş, Python gibi üst düzey programlama dilleriyle mikrodenetleyici kontrolü sağlamıştır. Ancak bu çalışmaların çoğu ya simülasyon tabanlı kalmakta ya da yalnızca belirli kontrol yapıları ile sınırlı kalmaktadır.

Bu noktada, kontrol sistemleri eğitiminin daha kapsamlı ve bütüncül şekilde deneyimlenebilmesi adına, yüksek çözünürlüklü, modüler yapıya sahip ve gerçek zamanlı geri besleme destekleyen donanımların kullanıldığı deney sistemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. [1] çalışmasında beş farklı deney senaryosu ile eğitim desteklenmiş, ancak donanımsal esneklik sınırlı kalmıştır. Bir diğer çalışmada ise çevrim içi erişimli platform ise PID parametrelerinin analizine olanak tanısa da, kullanıcı kontrolü doğrudan fiziksel donanım üzerinde değildir [4]. Düşük maliyetli sistemlere yönelik bazı çalışmalarda fiziksel testlerin ön planda tutulduğu, buna karşın arayüz etkileşiminin sınırlı kaldığı görülmektedir [2, 6]. PI denetleyici parametrelerinin optimizasyonuna odaklanan bir başka çalışmada da gerçek zamanlı etkileşim sınırlı düzeyde ele alınmıştır [13]. STM32 mikrodenetleyici ile gerçekleştirilen bir uygulama, gerçek zamanlı PID denetiminin mümkün olduğunu ortaya koyarken, işlem gücünün önemine dikkat çekmiş ancak kullanıcıya görsel bir arayüz sunmamıştır [5].

Bu çalışmada, söz konusu eksiklikleri gidermeyi amaçlayan, gerçek zamanlı pozisyon ve hız kontrolüne yönelik, etkileşimli ve modüler bir DC motor deney düzeneği geliştirilmiştir. Geliştirilen sistem; STM32F746ZG mikrodenetleyici, yüksek çözünürlüklü AS5047D manyetik enkoder, çift yönlü BTS7960 motor sürücü ve JGB37-3530 dişli DC motor kullanılarak oluşturulmuştur. Sistemde, MATLAB/Simulink ile STM32 arasında USB üzerinden çift yönlü haberleşme sağlanmış ve bu sayede kullanıcı tarafından tanımlanan denetleyici parametreleri gerçek

zamanlı olarak mikrodenetleyiciye aktarılmıştır.

Sistem, hem P, PI ve PID kontrolörlerinin karşılaştırmalı olarak uygulanmasına hem de kullanıcı tarafından parametre değişikliklerinin dinamik sistem yanıtına doğrudan etkisinin gözlemlenmesine olanak tanımaktadır. Ayrıca deney setinin modüler yapısı, farklı mikrodenetleyiciler, motor tipleri veya kontrol stratejileriyle genişletilebilir bir platform sunmaktadır. Öğrenciler, bu sistem aracılığıyla sadece denetleyici yapılarını değil, aynı zamanda gömülü sistem tasarımı, sensör entegrasyonu, sinyal işleme ve gerçek zamanlı haberleşme gibi çok disiplinli beceriler de kazanmaktadır.

Geliştirilen deney seti; çözünürlük, işlem gücü, kullanıcı etkileşimi, modülerlik ve esneklik açısından literatürdeki mevcut sistemlerle karşılaştırıldığında daha bütüncül bir öğrenme ortamı sunmaktadır. Hem temel kontrol yapılarının öğretilmesi hem de araştırma projelerinde ileri seviye denetleyici algoritmalarının test edilebilmesi açısından kullanıma uygundur.

Bu bildiride, geliştirilen sistemin donanımsal ve yazılımsal yapısı detaylı şekilde sunulmuş; uygulanan kontrol algoritmalarının gerçek zamanlı performansları aktarılmıştır. Ayrıca sistemin mühendislik eğitimi bağlamında sunduğu katkılar tartışılmış ve mevcut literatürle karşılaştırmalı değerlendirmeler yapılmıştır.

Çalışmanın geri kalanı şu şekilde yapılandırılmıştır. Bölüm 2’de üretilen deney düzeneğinin hem mekanik tasarımı hem de kullanılan elektronik aksamlar tanıtılmıştır. Bölüm 3 ile sistemin temel yazılımı ve denetleyici sistemi aktarılmıştır. Bölüm 4’de ise elde edilen sonuçlar aktarılmıştır.

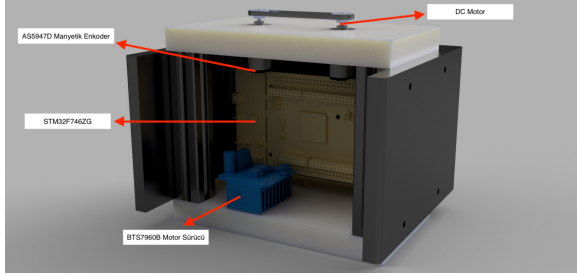
2. Sistem

Bu çalışmada, STM32F746ZG mikrodenetleyicisi kullanılarak PWM (Darbe Genişlik Modülasyonu) temelli bir doğru akım (DC) motoru pozisyon kontrol sistemi geliştirilmiştir. Motor pozisyonunun geri beslemesi, AS5047D manyetik enkoderden SPI (Seri Çevresel Arabirim) protokolü ile elde edilen açısız verilere dayalı olarak gerçekleştirilmiştir. PWM sinyalleri mikrodenetleyici tarafından üretilmiş, pozisyon ölçümleri ise her 1 ms’de bir SPI tabanlı haberleşme yoluyla gerçekleştirilmiştir. Kullanılan zamanlayıcıların 1 kHz frekansında çalışacak şekilde yapılandırılması, hem kontrol algoritmasının yeterli zaman çözünürlüğüyle çalışmasını hem de USB üzerinden MATLAB/Simulink ortamı ile gerçekleştirilen veri aktarımının zamanlama açısından senkron bir şekilde ilerlemesini mümkün kılmıştır. Motorun sürülmesi için BTS7960 motor sürücü entegresi kullanılmış; sistemin tamamı gerçek zamanlı olarak izlenebilir ve analiz edilebilir bir yapıya kavuşturulmuştur. STM32 tabanlı motor kontrol sistemlerine yönelik literatürdeki pek çok çalışmada olduğu gibi, bu çalışmada da kontrol algoritması MATLAB/Simulink ortamında tasarlanmış ve geliştirilen denetleyicinin gömülü sistem üzerindeki donanım uygulaması başarıyla gerçekleştirilmiştir.

2.1. Sistem Tasarımı

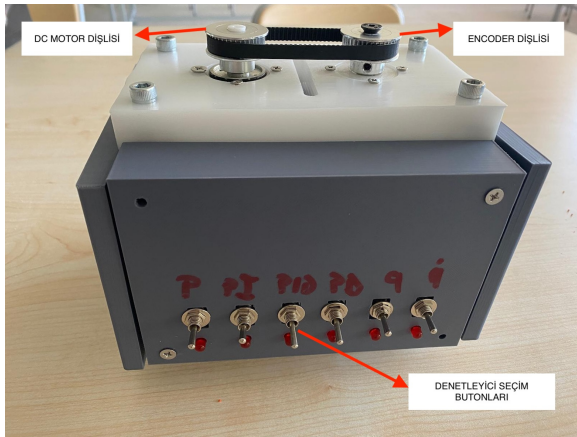
Tasarlanan deney düzeneğinde, ana kontrol birimi olarak STM32F746ZG geliştirme kartı tercih edilmiştir. Tahrik sistemi, JGB3-3530 model DC dişli motor ile sağlanırken, motor pozisyonunun ölçümü için yüksek hassasiyetli AS5047D man-

yetik enkoder kullanılmıştır. Motorun kontrolü ise çift yönlü ve yüksek akım kapasiteli BTS7960 motor sürücü kartı aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. Geliştirilen sistemin üç boyutlu mekanik tasarımı, Autodesk Fusion 360 yazılımı kullanılarak modellenmiş olup, Şekil 1’de sunulmaktadır.



Şekil 1: Tasarlanan DC motor deney düzeneği

Tasarlanan deney düzeneği, 3D yazıcı ve CNC makinesi kullanılarak üretilmiş olup, Şekil 2’de gösterilmektedir.



Şekil 2: Üretilen DC motor deney düzeneği

Arm Cortex-M7 mimarisine sahip STM32F746ZG mikrodeneleyicisi, 216 MHz saat frekansı ve SPI, zamanlayıcı, PWM, USB gibi kapsamlı çevresel donanım arabirimleri ile gerçek zamanlı kontrol uygulamaları için yüksek performanslı bir platform sunmaktadır. Bu çalışma kapsamında STM32F746ZG mikrodeneleyicisi; motor pozisyonunun kontrolü, PWM sinyallerinin üretilmesi, manyetik enkoderden elde edilen verilere dayalı olarak oransal (P), oransal-integral (PI) ve oransal-integral-türev (PID) denetleyici algoritmalarının yürütülmesi ile USB arayüzü üzerinden veri iletiminin gerçekleştirilmesi amacıyla kullanılmıştır. Mikrodeneleyicinin yüksek işlem kapasitesi ve donanıma entegre zamanlayıcı modülleri, sistemin hızlı, kararlı ve düşük gecikmeli bir geri besleme kontrolü gerçekleştirmesine olanak sağlamaktadır.

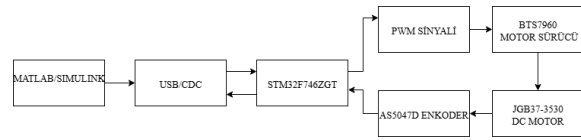
Motorun pozisyon bilgisinin elde edilmesinde AS5047D manyetik enkoder kullanılmıştır. Söz konusu enkoder, 14-bit çözünürlükte mutlak konum verisi sağlayarak yüksek hassasiyetli açısal ölçüm imkanı sunmaktadır. Elde edilen konum verileri, her örnekleme periyodunda konum farkı yöntemiyle işlene-

rek açısal hız bilgisi türetilmiştir. Ayrıca, enkoderin dinamik açı hatası telafisi (ing. Dynamic Angle Error Compensation) özelliği sayesinde yüksek devirli çalışmalarda meydana gelebilecek gecikmeye bağlı hatalar etkin biçimde azaltılmıştır. SPI tabanlı haberleşme arayüzü sayesinde enkoderden mikrodeneleyiciye yüksek hızda ve düşük gecikmeli veri aktarımı sağlanmış; böylece hassas ve kararlı bir hız geri besleme yapısı elde edilmiştir.

Geliştirilen sistemde, mekanik hareketi gerçekleştirmek ve denetleyicinin dinamik performanslarının incelemek amacıyla JGB37-3530 model DC motor tercih edilmiştir. Bu motorun sabit tork karakteristiğine sahip olması ve düşük devirlerde kararlı çalışabilme yeteneği, özellikle hassas hız/pozisyon kontrolü gerektiren uygulamalar açısından önemli bir avantaj sunmaktadır. Motor, düşük ve orta hız aralığında denetleyici tepkilerinin değerlendirilmesi amacıyla kullanılmış olup, bu yönüyle hem doğrusal hem de doğrusal olmayan kontrol yaklaşımlarının performans karşılaştırmalarına uygun bir test platformu sağlamaktadır.

3. Yazılım

Tasarlanan sistem iki katmanlı yazılım mimarisine sahiptir. İlk katman motorun hareketini sağlayan, motorun konumunun belirlendiği gömülü yazılım ile geliştirilen katmandır. İkinci katman P, PI ve PID denetleyicilerinin tasarlandığı ve uygulandığı Matlab/Simulink katmanıdır. İki katman arasındaki iletişim USB üzerinden sağlanması daha hızlı ve işlevsel bir haberleşme ağı oluşturulmasını sağlamaktadır. Sunulan sistemin blok diyagramı Şekil 3 ile gösterilmektedir.



Şekil 3: Sistem blok diyagramı

Motor hızı, denetleyici çıkışı ve diğer parametrelerin gerçek zamanlı olarak izlenebilmesi için USB CDC sınıfı sanal seri port kullanılmıştır. STM32F746ZG tarafından her 1 ms’de bir hazırlanan veri paketleri USB üzerinden bilgisayara aktarılmış ve MATLAB/Simulink ortamında canlı olarak görselleştirilmiştir. Simulink üzerinde denetleyici algoritmaları tasarlanıp simülasyon ile sistem yanıtı analiz edilmiştir. Böylece P, PI ve PID denetleyicilerin hız üzerindeki etkileri deneysel olarak incelenmiştir.

3.1. Gömülü Yazılım

Hazırlanan sistemde mikrodeneleyici saat yapısı, motor sürme ve geri besleme işlemlerini gerçek zamanlı ve kararlı şekilde yürütecek biçimde yapılandırılmıştır. Sistemde kullanılan zamanlayıcı modüller, hem PWM sinyali üretimi hem de ölçüm/haberleşme işlemleri için 1 kHz frekansta çalışacak şekilde ayarlanmıştır.

PWM sinyali üretimi için yapılandırılan TIM1, her 1 ms’de bir PWM sinyali üreterek motorun hızını kontrol etmektedir. Bu frekans, motorun kararlı bir şekilde sürülmesi ve kontrol sinyala-

linin yeterli çözünürlükte uygulanabilmesi için uygun bir denge sunmaktadır.

TIM2 ise yine 1 kHz frekansta çalışmakta ve her 1 ms'de bir kesme oluşturarak enkoder verisinin okunmasını ve USB üzerinden MATLAB'e veri aktarımını sağlamaktadır. Bu yapı sayesinde kontrol algoritmasıyla veri alışverişi senkronize bir biçimde, gecikme olmadan gerçekleşmektedir. Her iki zamanlayıcının aynı frekansta yapılandırılması; motorun sürülmesi, hız geri beslemesinin alınması ve kontrolör çıkışlarının MATLAB ortamına aktarılması işlemlerinin zaman uyumlu ve gerçek zamanlı olarak yürütülmesini sağlamıştır.

Üretilen PWM sinyalinin frekansı aşağıdaki şekilde hesaplanabilmektedir

$$f_{output} = \frac{f_{timer}}{(PSC + 1)(ARR + 1)} \quad (1)$$

burada PSC zamanlayıcı bölücü değerini (ing. Prescaler), ARR otomatik yeniden yükleme (ing. auto-reload) değerini vermektedir. Motorun hareketini sağlamak amacıyla, PWM sinyali TIM1 zamanlayıcısı kullanılarak 1kHz frekansında üretilmiştir. Bu frekans değeri, PSC ve ARR değerlerinin sırasıyla 71 ve 999 olarak seçilmesi ile elde edilmiştir. Motor hızının ölçümü için kullanılan AS5047D manyetik enkoder verileri, SPI1 arayüzü üzerinden alınmış ve SPI haberleşmesi her TIM2 kesmesinde tetiklenmiştir. SPI frekansı 4.5MHz olarak belirlenmiş, iletilen 16 bit verinin alt 14 biti açışal pozisyon bilgisini taşımıştır.

Motorun anlık hızı ve toplam açışal konumu, TIM2 zamanlayıcısı ile 1ms süreli aralıklarla hesaplanmıştır. TIM2 için 1MHz zamanlayıcı frekansı ve 1 kHz kesme frekansı yapılandırılmıştır. Her kesme periyodunda SPI üzerinden alınan pozisyon verisi kullanılarak delta açı hesaplanmış, çevrim aşımı durumları düzeltilmiş ve bu değer toplam açışal konuma eklenmiştir. Aynı delta açı üzerinden anlık açışal hız (RPM) da hesaplanarak kontrol algoritmalarına aktarılmıştır.

Sistem, hesaplanan hız ve denetleyici çıkışı gibi verileri MATLAB ortamına aktarmak için USB üzerinden haberleşme gerçekleştirmiştir. USB frekansı 48 MHz olarak ayarlanmış ve USB CDC sınıfı kullanılarak sanal seri port aracılığıyla veri iletimi sağlanmıştır. Mikrodenetleyici tarafında oluşturulan veri paketlerinde her parametre float veri formatında dört bayta bölünmüş ve bu baytlar USB çıkış buffer'ına yazılmıştır. Veri iletimi TIM2 kesme periyoduna senkron şekilde her 1 ms'de bir gerçekleştirilmiş ve bu paketler bilgisayar tarafında çalışan MATLAB Simulink modeli tarafından okunmuştur. Simulink modeli gelen bayt dizilerini float formatına dönüştürmüş ve zaman serisi şeklinde grafik ortamında sergilemiştir. Böylece kontrolörlerin dinamik tepkisi gerçek zamanlı olarak analiz edilmiştir.

Hazırlanan saat mimarisi ve zamanlayıcı yapılandırmaları sistemin 2 kHz PWM frekansı, 1 kHz ölçüm ve veri aktarım frekansı ile çalışmasını sağlamış, motor sürme ve geri besleme işlemlerinin yüksek doğrulukta ve kararlı bir şekilde gerçekleştirilmesine olanak tanımıştır. Gömülü sistemde, denetleyici algoritmalarının uygulanması ve UART/USB üzerinden masaüstü ortamına veri aktarımı çift yönlü bir yapı kurulmasına olanak tanımaktadır.

3.2. Matlab/Simulink

Bu çalışmada, denetleyici algoritmalarının uygulanması ve performanslarının değerlendirilmesi MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Mikrodenetleyici tarafından üretilen veriler USB protokolü üzerinden Simulink'e aktarılmış ve böylece mikrodenetleyici ile Simulink arasında gerçek zamanlı bir bağlantı kurulmuştur. Bu yapı sayesinde, kontrol algoritmaları Simulink ortamında çalıştırılmış ve sistem tepkileri anlık olarak izlenebilmiştir.

Simulink modelinde P, PI ve PID denetleyici tipleri için ayrı yapılandırılmış bloklar kullanılmıştır. Her bir denetleyici tipi için referans ve sistem çıkışı arasındaki hata sinyali işlenerek kontrol sinyali üretilmiş, bu sinyal kontrol sinyaline dönüştürülerek USB üzerinden mikrodenetleyiciye gönderilmiş ve motor kontrolü sağlanmıştır. Sistem yanıtı, anlık açışal konum ve hız bilgileri ile birlikte Simulink üzerinde görselleştirilmiştir.

P denetleyici tasarımı, referans sinyali $r(t)$ ile çıkış sinyali $y(t)$ arasındaki hata $e(t) = r(t) - y(t)$ hesaplanmakta ve bu hata, sabit bir oransal kazanç K_p ile çarpılarak denetleyici çıkışı elde edilmektedir:

$$u(t) = K_p e(t) \quad (2)$$

PI denetleyici uygulamasında ise denetim sinyali, hem oransal hem de hata sinyalinin zamanla integrali olan integral bileşenden oluşmaktadır. Simulink ortamında integral terim, yerleşik *integrator* bloğu aracılığıyla hesaplanmakta ve kontrol sinyali aşağıdaki şekilde elde edilmektedir:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (3)$$

PID denetleyici uygulamasında ise oransal ve integral terimlere ek olarak, hata sinyalinin zamana göre türevi de dikkate alınmakta ve bu üç bileşen uygun kazanç katsayıları ile ağırlıklandırılarak toplam kontrol sinyali oluşturulmaktadır.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4)$$

Bu yapı sayesinde, farklı denetleyicilerin sistem üzerindeki etkileri karşılaştırmalı olarak incelenebilmiş ve her bir denetleyici tipi için sistemin dinamik performansı değerlendirilebilmiştir.

Her denetleyici yapısında hesaplanan denetleyici sinyali sınırlanmış ve 0 – 100 arası bir yüzde değeri olarak görev döngüsüne dönüştürülmüştür. Bu görev döngüsü değeri USB üzerinden mikrodenetleyiciye geri gönderilmiş ve motor sürme işlemi gerçekleştirilmiştir. Simulink üzerinde denetleyici sinyalleri, anlık açışal konum ve hız bilgilerini görselleştirilmiş ve öğrencilerin denetleyici dinamiklerini görsel olarak takip etmeleri sağlanmıştır. Model üzerinde denetleyici tipinin seçimi kullanıcı tarafından parametre ayarı olarak yapılabilmüş ve P, PI, PID kontrolörler arasında geçiş sağlanmıştır. Her bir denetleyici tipi için sistemin yanıtı aynı giriş sinyali altında gözlemlenmiş ve karşılaştırılmıştır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, mühendislik öğrencilerinin kontrol sistemleri alanında gerçekleştirilen teorik eğitime destek olmak ve teorik

bilgiyi pratikte kullanarak kavramlara daha hakim olmasını sağlamak amacıyla DC motor pozisyon ve hız kontrol deney düzeneği tasarlanmış ve üretilmiştir. MATLAB/Simulink ile mikrodeneleyici arasında kurulan gerçek zamanlı iletişim, kullanıcıya sistem tepkilerini anlık olarak gözlemleme ve kontrol parametrelerini dinamik şekilde ayarlama imkânı sağlamıştır. Modüler yapısı sayesinde sistem, hem eğitim hem de araştırma amacıyla ileri seviye kontrol yaklaşımlarının denenebileceği esnek bir platform olarak değerlendirilebilir. İlerleyen çalışmalarda, sistemin ağ tabanlı uzaktan erişim ile entegre edilmesi ve bu yolla kullanıcıların fiziksel sınırlamalardan bağımsız olarak erişim sağlayabileceği esnek bir sanal sınıf ortamının geliştirilmesi planlanmaktadır.

5. Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK tarafından 124E256 numaralı proje ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

6. Kaynakça

- [1] António Paulo Moreira, Paulo Costa, José Gonçalves, and Brígida M Faria, "Dc motor educational kit: a teaching aid in control theory," in *CONTROLO 2016: Proceedings of the 12th Portuguese Conference on Automatic Control*. Springer, 2016, pp. 879–889.
- [2] Michael D Cook, Jennifer L Bonniwell, Luis A Rodriguez, Daniel W Williams, and Jacob Pribbernow, "Low-cost dc motor system for teaching automatic controls," in *2020 American Control Conference (ACC)*. IEEE, 2020, pp. 4283–4288.
- [3] Liqaa Saadi Mezher, "Speed control for servo dc motor with different tuning pid controller with labview," *Journal of Mechanical Engineering Research and Developments*, vol. 44, no. 1, pp. 294–303, 2021.
- [4] Sarko Baltayan, Christian Kreiter, and Andreas Pester, "An online dc-motor test bench for engineering education," in *2018 IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON)*. IEEE, 2018, pp. 1484–1488.
- [5] Nguyen Le Thai and Nguyen Thi Kieu, "Real-time pid controller for a dc motor using stm32f407," *Saudi J Eng Technol*, vol. 7, no. 8, pp. 472–478, 2022.
- [6] Manavaalan Gunasekaran and Ramprasad Potluri, "Low-cost undergraduate control systems experiments using microcontroller-based control of a dc motor," *IEEE Transactions on Education*, vol. 55, no. 4, pp. 508–516, 2012.
- [7] Heru Supriyono, Fedrik Fajar Alanro, and Agus Supardi, "Development of dc motor speed control using pid based on arduino and matlab for laboratory trainer," *Jurnal Nasional Teknik Elektro*, pp. 36–41, 2024.
- [8] Kolapo S Alli, "A labview-based online dc servomechanism control experiments incorporating pid controller for students' laboratory," *The International Journal of Electrical Engineering & Education*, vol. 60, no. 1, pp. 3–22, 2023.
- [9] Saumya Suman and Divyansh Gupta, "Closed loop speed control of brushless dc motor using stm32 microcontroller," .
- [10] Carlos Felgueiras, Kevin Serradeiro, Andre Fidalgo, and Ricardo Costa, "A demo platform to teach and learn the behaviour of a pi controller," in *2020 IEEE Global Engineering Education Conference (EDUCON)*. IEEE, 2020, pp. 26–27.
- [11] Serhat Küçükdermenci, "Real-time pid-based dc motor position control interface using labview and proteus co-simulation," in *1st International Conference on Pioneer and Academic Research*, 2025, pp. 274–281.
- [12] Debashish Mohapatra, Subhransu Padhee, Libor Pekar, and Petr Chalupa, "Performance evaluation of embedded speed control system for dc motor using remote closed-loop control system," in *2025 25th International Conference on Process Control (PC)*. IEEE, 2025, pp. 1–6.
- [13] Ahmet Top, "Optimization-based tuning of pi controller parameters for dc motor speed control," *Hittite Journal of Science and Engineering*, vol. 12, no. 2, pp. 81–90, 2025.

Otomatik Şanzımanda Kilitleme Kavramasının Kontrolü

Lock-up Clutch Control in Automatic Transmissions

Mirsad Bucak¹, Zeynel Dinler¹, Burak Ardic¹, Batu Gürses¹

¹AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik
İstanbul, Türkiye

{mirsad.bucak, zeynel.dinler, burak.ardic, batu.gurses}@avl.com.tr

Özetçe

Otomatik şanzımanlarda kilitleme kavraması, tork konverterindeki verimi yükseltmek ve yakıt tüketimini iyileştirmek için geliştirilmiş olan bir mekanizmadır. Fakat, kavrama kilidinin devreye alınması esnasında, özellikle düşük hızlarda istenmeyen seviyede bir titreşim ve yüksek gürültü meydana gelmektedir. Hem bu titreşim ve gürültüyü azaltmak hem de yakıt tüketimi gereksinimlerini karşılamak için kitleme kavramasının aktif bir şekilde kontrol edilmesi gerekmektedir. Ayrıca, düşük hız ve torklarda tork konvertörünün tork çarpanı etkisi kalkış için araca avantaj sağlar fakat bu tork çarpanı etkisi aynı zamanda enerjiden kayıpta demektir. Bundan dolayı yüksek hız ve torklara eriştiğimizde bu tork çarpanı etkisinin avantajı kaybolmakta ve gereksiz enerji kaybına sebep olmaktadır. Bu çalışmada, öncelikli olarak, sistemi oluşturan bileşenlerden olan motor, tork konvertörü ve kilitleme kavraması matematiksel modeli elde edilmiştir. Sonrasında, bu model üzerinden kilitleme kavraması kontrolü için gerekli olan kontrol stratejisi geliştirilmiştir. Geliştirilmiş olan model ve kontrol stratejisi benzetim ortamında entegre edilerek test edilmiş ve tasarımın uygulanabilirliği gösterilmiştir.

Abstract

In automatic transmissions, the lock-up clutch is a mechanism developed to improve torque converter efficiency and reduce fuel consumption. However, during the engagement of the lock-up clutch—particularly at low vehicle speeds, undesirable levels of vibration and noise can occur. To minimize these effects while meeting fuel efficiency requirements, active control of the lock-up clutch is essential. In addition, at low speeds and torque levels, the torque multiplication effect of the torque converter provides a benefit for vehicle launch. However, this torque multiplication also means energy loss. Therefore, once higher speeds and torque levels are reached, the benefit of this multiplication effect diminishes, leading to unnecessary energy loss. In this study, mathematical models of the key components of the system, namely the engine, torque converter, and lock-up clutch, were first derived. Based on these models, an appropriate control strategy for the lock-up clutch was then developed. The proposed model and control strategy were integrated within a simulation environment and validated through extensive testing, demonstrating the feasibility of the overall design.

1. Giriş

Otomatik şanzımanlar, sundukları konfor ve performans avantajları sayesinde günümüzde en yaygın şanzıman türlerinden biri haline gelmiştir. Bu sistemlerin temel bileşenlerinden biri olan tork konvertörü; aracın durması sırasında motorun çalışmasını sürdürmesi, kalkışta yüksek tork sağlaması ve titreşimleri azaltması gibi işlevleriyle önemli bir rol oynar. Impeller, stator ve türbinden oluşan bu hidrolik sistemde, motor gücü impeller aracılığıyla türbine iletilir ve şanzımana aktarılır. Stator, tek yönlü kavrama mekanizmasıyla sıvı akışını yönlendirerek torku artırır ve verimlilik sağlar. Şekil.1’de bir tork konvertörü ve onu oluşturan bileşenleri görülmektedir.



Şekil 1: Tork Konvertörü Diyagramı

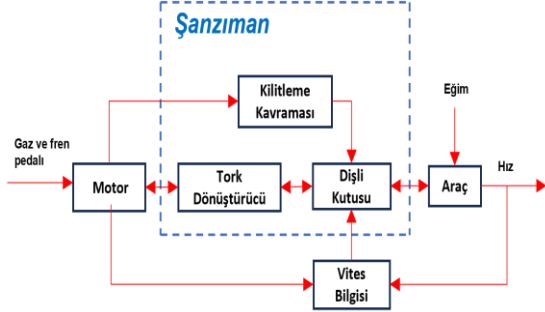
Ancak bu yapı, sıvı sürtünmeleri ve impeller-türbin arasındaki hız farkı nedeniyle slip’e yol açarak özellikle yüksek hızlarda enerji kayıplarına neden olur. Bu kayıpları azaltmak amacıyla geliştirilen kilitleme kavraması (“lock-up clutch”), belirli bir hızdan sonra impeller ile türbini mekanik olarak bağlayarak verimliliği artırır.

Bu kavramanın verimli çalışabilmesi için doğru zamanda devreye girip çıkması gerekir. Kontrol yöntemleri, tek parametre (örneğin türbin veya araç hızı) ya da iki parametre (örneğin hız oranı ve gaz keleşliği açıklığı) temelli olarak tasarlanmaktadır. Literatürde bu kontrol stratejilerine ilişkin birçok yaklaşım sunulmuştur. Örneğin, iki serbestlik derecesine sahip denetleyiciler ve hibrit kontrol yapıları ile slip hızı hassas şekilde kontrol edilmiştir [1–3].

Bu çalışmada, motor, tork konvertörü ve kilitleme kavramasından oluşan sistemin matematiksel modeli oluşturulmuş, ardından yakıt tüketimini azaltmaya yönelik bir kilitleme kavraması kontrol stratejisi geliştirilmiş ve bu stratejinin benzetim ortamında uygulanabilirliği ile yakıt tüketimine etkisi değerlendirilmiştir.

2. Sistemin Modellenmesi

Sistem modeli motor, şanzıman, araç ve vites bilgisinin hesaplandığı 4 ana modelden oluşmaktadır. Sistemlerin entegrasyonu Simulink ortamında yapılmıştır. Burada, gaz pedalı ve fren pedalı basma oranı ve vites seçici bilgisi model girdileridir. Sistemi gösteren diyagram Şekil.2'deki gibidir.



Şekil 2: Sistem Blok Diyagramı

2.1. Motor Modeli

Motor modeli aşağıdaki denklemde verilmiştir. Burada motor torku, gaz pedalına basma oranı ve motor devrine bağlı bir harita ile hesaplanmıştır.

$$\omega_e = \frac{1}{J_e} \int (T_e - T_p) dt \quad (1)$$

Yukarıdaki (1) denklemde ω_e motor devrini, T_e motor torkunu ve T_p impeller torkunu temsil etmektedir.

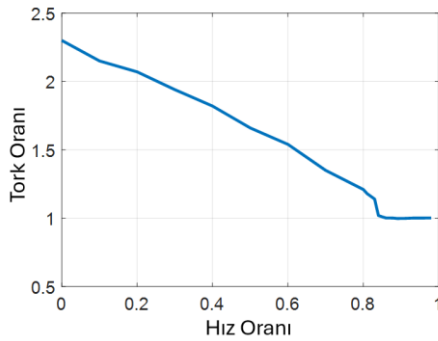
2.2. Şanzıman Modeli

Şanzıman ana modeli, tork konvertörü ve dişli kutusu çıkış torkunun hesaplandığı iki modelden oluşmaktadır. Tork konvertör dinamik modeli (2,3)'de verilmiştir.

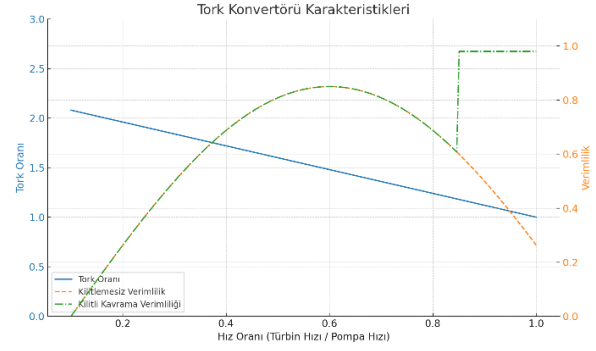
$$T_p = \frac{\omega_e^2}{K_i^2} \quad (2)$$

$$T_t = T_p \cdot k_{tc} \quad (3)$$

Denklem 2'de, K_i , K faktörünü temsil etmektedir. Denklem 3'te ise T_t , türbin torku, k_{tc} ise tork katsayısıdır. Hız ve tork oranı arasındaki ilişki Şekil.3 ve Şekil.4'te gösterilmiştir.



Şekil 3: Tork ve Araç Hızı Oranı



Şekil 4: Araç Hız Oranı ve Verimlilik (Kilitleme Kavramasına Bağlı olarak)

Grafikte, tork konvertörünün hız oranına bağlı olarak tork oranı ve verimlilik değişimi gösterilmektedir. Hız oranı arttıkça tork oranı azalırken, kilitlenmesiz durumda verimlilik önce artıp sonra düşmektedir. Kilitleme kavraması devreye girdiğinde verimlilik yükselir ve %100'e yükselir. Bu durum, mekanik bağlantı sayesinde enerji kayıplarının ortadan kalktığını gösterir.

Dişli kutusu çıkış şaftındaki tork hesabı ise o anki vites bilgisine karşılık gelen oran ile türbin torku çarpımdan elde edilmektedir. Vites bilgisine dair oran bilgisi Tablo.1'de verilmiştir. Aşağıdaki denklemde, T_g , dişli kutusu çıkış torkunu temsil etmektedir.

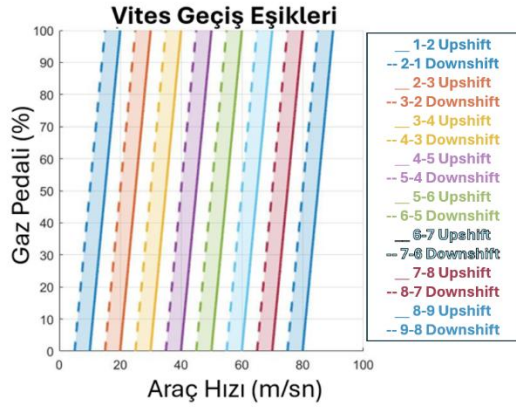
$$T_g = T_t \cdot i_x \quad (4)$$

Tablo 1: Vites ve Oran Tablosu

Vites	Oran
1	4.7001
2	2.8419
3	1.904
4	1.3818
5	1
6	0.8081
7	0.6995
8	0.5802
9	0.4792

2.3. Vites Geçiş Algoritması

Vites geçiş algoritması ile amaçlanan, araç hızı ve gaza basma oranına bağlı olarak o anki vites bilgisinin elde edilmesidir. Bu algoritma, her bir vites için gaz pedalına bağlı vites yükseltme ya da düşürme hızlarını hesaplamaktadır. Sonrasında, bu eşik değerleri o anki araç hızı ile karşılaştırılıp vites bilgisine dair çıktı üretilmektedir. Şanzıman modelinde bahsedildiği üzere, elde edilen vites bilgisine karşılık gelen oran belirlenerek dişli kutusu çıkış torku farklı viteslerde hesaplanabilmektedir. Şekil.5'te Vites geçiş eğrisi paylaşılmıştır. Bu eğride, düz çizgiler her bir vites için bir üst vites geçiş eğrisini temsil ederken, kesikli çizgiler ise bir alt vites için geçiş eğrisini temsil etmektedir.



Şekil 5: Vites Geçiş Eğrisi

2.4. Araç Modeli

Araç modeli, araca etki eden net kuvvet üzerinden araç hızının tespiti amacıyla geliştirilmiştir. Çekiş kuvveti (F_g), denklemi aşağıdaki gibidir.

$$F_g = \frac{T_g \cdot i_o}{r_w} \quad (5)$$

Burada, r_w tekerlek yarıçapını i_o ise son dişli oranını temsil etmektedir. Araç üzerine etki eden dönme direnci F_r , denklem (6) ve (7)'de verilmiştir.

$$F_r = m_v \cdot g \cdot \cos(a) \cdot f \quad (6)$$

$$a = \arctan\left(\frac{s}{100}\right) \quad (7)$$

Yukarıdaki denklemde, f dönme direncine ait katsayıyı gösterirken, s ise yol eğimini temsil etmektedir. Son olarak, aerodinamik ve yol eğiminden kaynaklı oluşan dirençler de aşağıdaki gibidir.

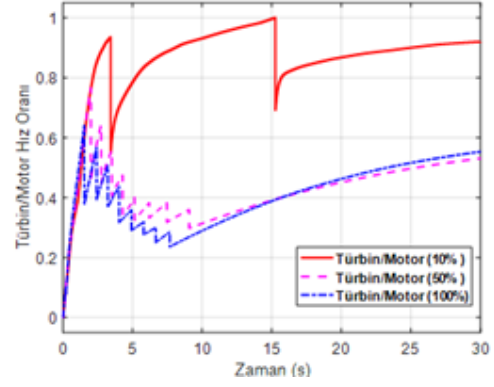
$$F_a = 1/2 \cdot C_d \cdot A \cdot V^2 \cdot \rho \quad (8)$$

$$F_s = m_v \cdot g \cdot \sin(a) \quad (9)$$

Burada, C_d aerodinamik katsayıyı, A araç ön cephe alanı ve ρ ise hava yoğunluğunu temsil etmektedir.

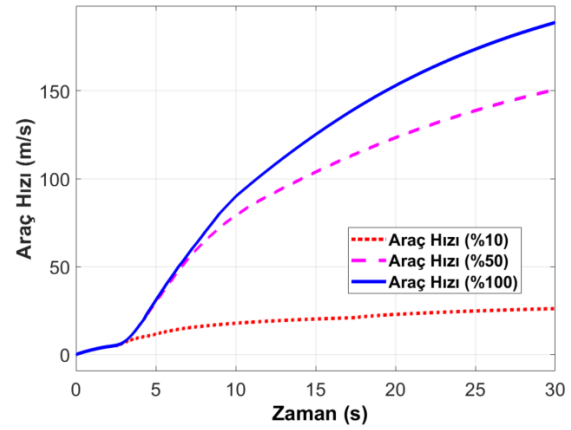
2.5. Araç Modelinin Simülasyonu

Bu kısımda, farklı gaza basma oranlarına bağlı olarak türbin hızı ile motor hızı arasındaki oranın nasıl değişti gözlemlenmiştir. Gaza basma oranları sırasıyla %10, %50 ve %100 olarak belirlenmiştir. Şekil.6'da bu oranlara karşılık gelen türbin ve motor hız oranları paylaşılmıştır.



Şekil 6: Türbin/Motor hız oranları

Ayrıca, bu oranlara karşılık gelen araç hızları da Şekil.7'de verilmiştir.

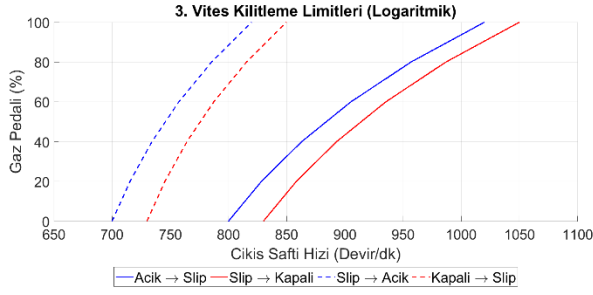


Şekil 7: Gaz pedal oranı ve Araç Hızı

3. Kilitleme Kavraması Kontrol Stratejisinin Geliştirilmesi

3.1. Kilitleme Kavraması Kontrolüne Giriş

Kilitleme kavramasının kontrolü, bazı koşullara bağlı olarak üç farklı durumda gerçekleştirilmektedir. Bunlar, kilitleme kavramasının slip kontrolü, kilitleme kavramasının kapanması neticesinde türbin ile impeller arasındaki mekanik bağlantının gerçekleştirildiği durum ve hidrolik aktarmanın gerçekleştirildiği kavrama kilidinin devrede olmadığı durum olarak özetlenebilir. Kilitleme kavramasının kapandığı durumda motordan gelen güç direk aktarılmaktadır fakat hidrolik aktarmanın devre dışı olması, motor torkunun dalgalanması neticesinde oluşan titreşimlerin sönümlenememesine sebep olmaktadır ve bu da hem gürültü hem de araçta titreşime sebebiyet vermektedir. Kavrama slip kontrolü ise kilitleme kavramasını düşük bir slipte tutarak hem hidrolik hem de mekanik aktarmanın birlikte çalışmasına olanak sağlamaktadır. Bu yöntem, şanzımandaki gürültü ve titreşimin büyük oranda düşürülmesine neden olacaktır. Ayrıca, slip düşük bir hızda tutulduğu için de sürtünme az olacak ve bu da kavrama kilidinin performansının artıracaktır.

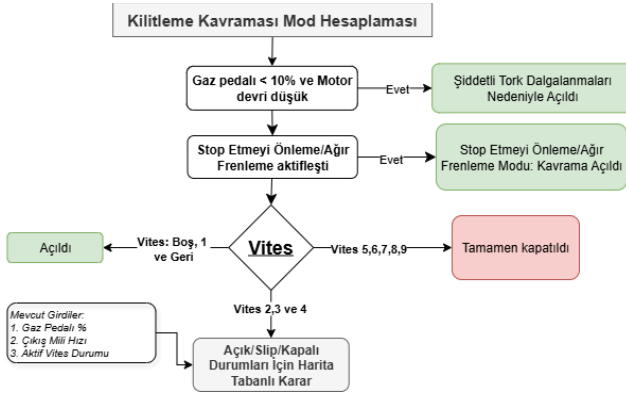


Şekil 8: 3. Vites için Kavrama Kontrolü Eşikleri

Şekil.8’de örnek olarak 3.vites için kavrama kontrolündeki faz geçişleri için kullanılan eşikler verilmiştir. Kontrol girdileri gaz pedalı ve çıkış şaft hızı olarak seçilmiştir [4].

3.1. Kilitleme Kavraması Kontrol Stratejisi

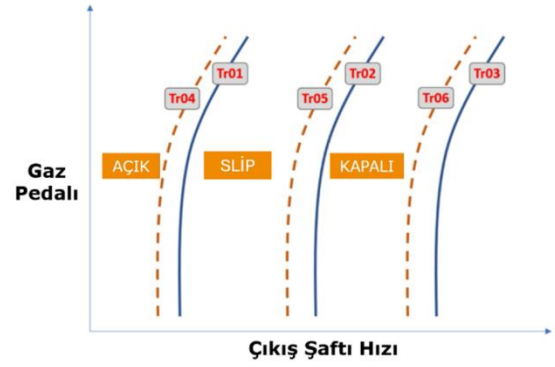
Kilitleme kavramasına ait kontrol stratejisine Şekil.9’dan ulaşılabilir. Bu strateji ile kilitleme kavramasının hangi durumda olduğunun tespiti yapılmıştır.



Şekil 9: Kilitleme Kavraması Kontrolü

Durum hesabı öncelikle 1. Global koşul -yani vites durumundan bağımsız koşul- olan Gaz pedalı ve düşük motor devri (1000 devir/dk) kontrolü ile başlamaktadır. Şiddetli tork dalgalanmalarının şanzımana hasar vermemesi adına kavrama doğrudan açılmaktadır. Sonrasında 2. Koşul olan ekstrem durumlarda sistemi korumak adına uygulanan motor stopu önleme ve ani frenleme bulunmaktadır. Eğer motor stop etme veya ani frenleme tespit edilirse sistem doğrudan kavramayı açmaktadır ki bu şekilde mekanik bağlantı ile şanzımana hasar verilmesi önlenecektir. Global koşullardan sonra vites bazlı yaklaşım devreye girmektedir. Daima açık olduğu durum Boş, 1 ve Geri vitesleri için olup; daima kapalı olduğu durum ise 5 ve üzeri viteslerde uygulanmıştır çünkü yüksek viteslerde kayıpların önüne geçmek için kilitleme kavramasının kapanması gerekmektedir. Vites bilgisinin 2, 3 ve 4 olduğu durumlarda ise her bir vites için araç hızı ve gaz pedalına bağlı olarak bir eşik fonksiyonu belirlenmiştir. Fonksiyonun temel aldığı girdiler ise: Gaz pedalı [%], çıkış şaft hızı [devir/dk] ve aktif vites durumudur. Söz konusu fonksiyon modele uygun bir şekilde kalibre edilmiştir (Şekil.10). Bu grafikte, mavi ve turuncu ile gösterilen çizgiler bir durumdan diğerine geçerken kullanılan geçiş koşullarını temsil etmektedir. Mavi çizgiler soldan sağa doğru giderken durum değişimi için kullanılmakta

olup kesikli turuncu çizgiler ise sağdan sola şeklinde kullanılmaktadır. Yani mavi çizgiler Açık => Kapalı turuncular ise Kapalı => Açık yönünü ifade etmektedir. Çizgiler çift halinde olup aralarında fark olma sebebi histerezis yaratmaktadır yani çıkış şaftı hızı geçiş noktaları etrafında bulunduğu anda geçiş koşullarının sürekli tetiklenmesini engellemektir.



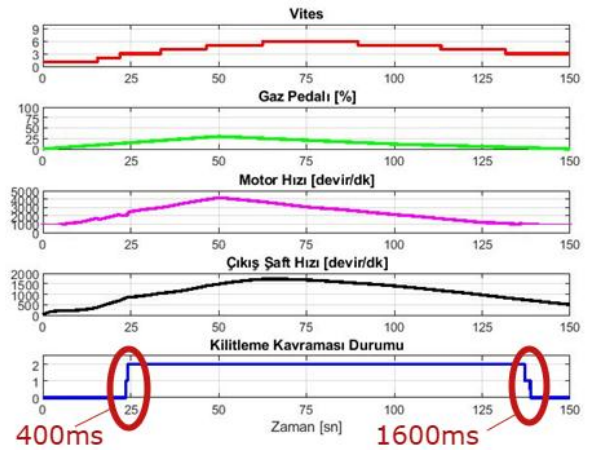
Şekil 10: Kontrol Stratejisi Kalibrasyon Yaklaşımı

4. Simülasyon Sonuçları

Simülasyon sonuçları şu şekilde gruplandırılmıştır:

- Senaryo tabanlı kilitleme kavraması mod hesaplama
- Aynı senaryo için tork konvertör verimini kilitleme kavraması varlığına göre hesaplama
- Uzun sürüş çevrimine göre yakıt tüketimi hesaplama

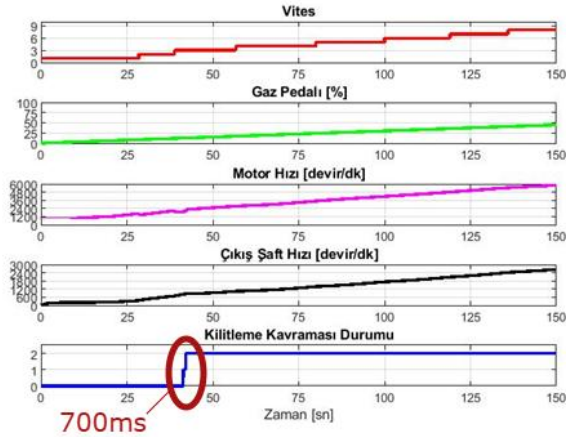
Şekil.11, 12 ve 13’te senaryo bazlı değerlendirme yapılmış olup devamındaki Şekil 14 ve 15’te verim değerlendirmesi yapılmıştır. Son kısımda ise kilitleme kavramasının yakıt tüketimine etkisi uzun süreli bir sürüş çevrimi kullanılarak incelenmiştir (Tablo.2).



Şekil 11: Kilitleme Kavraması Kontrolü Senaryo 1: Hızlanıp Yavaşlama (Fren %10)

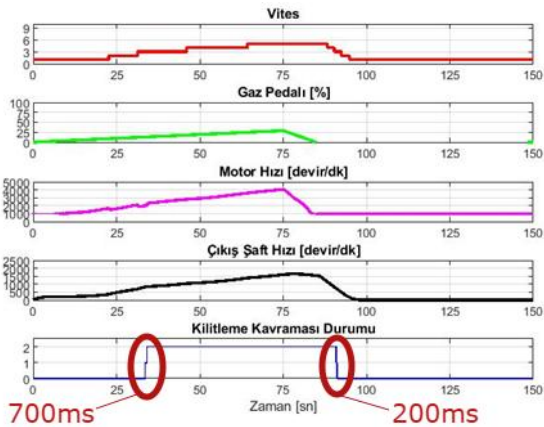
Şekil.11’de araç 50 sn’ye kadar hızlandıktan sonra 150 sn’ye kadar yavaşlamıştır. 5. grafikte 0: Açık, 1: Slip ve 2: Kapalı anlamındadır ve sonradan gelecek grafiklerde de bu şekilde kullanılacaktır. Kilitleme kavraması kontrol mantığına

göre 2, 3 ve 4. viteslerdeyken Açık => Kapalı geçişini 3. vitede 24 sn civarlarında gerçekleştirmiştir; bu şekilde hidrolik kavramadan mekanik kavrama moduna geçmiştir. Mekanik kavrama hem yakıt verimini arttırmak ve kayıpları sıfıra yaklaştırmak için önemlidir. Beklenti aracın doğrusal hızlanırken genelde 3. Vitesteyken Açık => Kapalı geçişini tamamlamasıdır. Slip modunda geçen süre hızlanma aşamasında yaklaşık 400ms olup yavaşlama aşamasında 1.6 sn şeklindedir. Yaklaşık 138 sn'de kilitleme kavraması Açık hale getirilmiştir; bu sayede yavaşlamış olan araçta tork dalgalanmaları şanzımana iletilmeden ivmelenme için gerekli olan tork çarpımı modu sağlanmıştır. Mekanik bağlantının devamlılığı düşük viteslerde ve hızlarda stop etme ihtimali taşımaktadır.



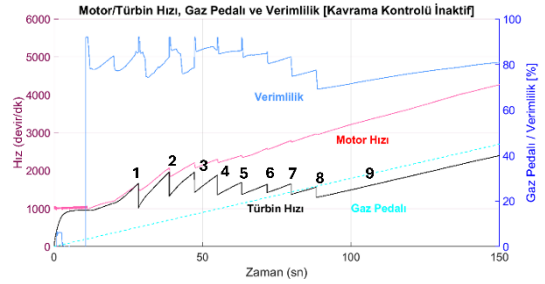
Şekil 12: Kilitleme Kavraması Kontrolü Senaryo 2: Devamlı Hızlanma

Şekil.12'de ise araç devamlı hızlanacak şekilde hareket etmiştir. Bu senaryoda hızlanan aracın Slip moduna girişi 3.vitede gerçekleşmiştir. Gözlemlenen slip kontrol süresi ise yaklaşık 700ms'dir. 3.vites itibariyle tork çarpımı moduna ihtiyaç kalmadığı için ivme moduna geçilmiştir. Yani artık yüksek viteslerde kilitleme kavraması Kapalı modda kalarak yakıt verimini arttırmaya ve motor güç aktarımındaki kayıpları önlemeye yardımcı olmuştur.

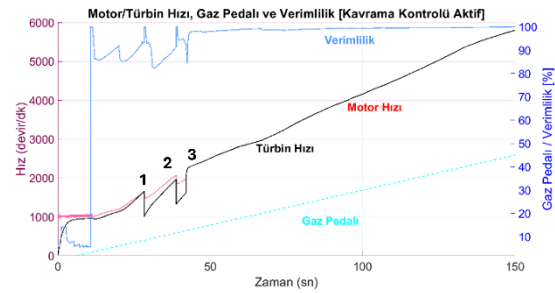


Şekil 13: Kilitleme Kavraması Kontrolü Senaryo 3: Hızlanıp Yavaşlama (Fren %10)

Şekil.13'te ise sürüş çevriminin ortalarında %10'luk bir fren girdisi verilmiştir. Buna göre incelenecek olursa kilitleme kavraması ilk senaryoya kıyasla daha kısa süre Kapalı kalmıştır. Hızlanmadaki Slip geçişi 700ms sürerken frenle yavaşlamadaki Slip geçişi 200ms sürmüştür. İlk senaryodakinin aksine yavaşlama aşaması daha ivmeli olduğu için yavaşlama sırasındaki slip daha kısa süren olmuştur. Frenleme sırasında kilitleme kavramasının Kapalı kalması motoru stop ettirme riski taşımaktadır ve/veya şiddetli sarsıntı oluşabilir. Bu durumda grafiklere göre kavrama Slip => Açık hale getirilmiştir ki beklenen davranış da budur.



Şekil 14: Kavrama Kontrolü İnaktifken Devamlı Hızlanma Senaryosunda Sistem Cevabı



Şekil 15: Kavrama Kontrolü Aktifken Devamlı Hızlanma Senaryosunda Sistem Cevabı

Şekil 14 ve 15'te aynı gaz pedalı girdisi verilmiştir. Yani sistemin tüm girdileri aynı olup araç devamlı hızlanma davranışı izlemiştir. Tek fark kilitleme kavramasının kullanılıp kullanılmamasıdır. Aktif olmadığı durumda (Şekil.14) yani araç tamamen tork konvertörün hidrolik kavraması aracılığıyla şanzımana güç aktarımı yaptığında görüldüğü üzere motor hızı ve türbin hızı yakınsama göstermemiştir. Bu da aradaki slip miktarının varlığını koruduğunu yani hidrolik kayıpların sistemde olduğunu ifade etmektedir. Dolayısıyla da verimlilik düşmüştür. Ancak kontrolün aktif olduğu durumdaysa (Şekil.15) türbin hızı motor hızına eşitlenmiştir. Bunu da sağlayan Slip modudur. Eşitlendikleri anda ise verimlilik %10-15'lik bir artış göstermiştir; bu da benzer çalışmalarla paralellik göstermektedir (Sistemdeki ikincil/minör kayıplar ihmal edilmiştir).

Simülasyon sürecinin son aşaması olan yakıt tüketim analizinde şu senaryo gerçekleştirilmiştir: Simülasyon süresi 1000 sn olup %0-30 gaz pedalı girdileriyle düşük ivmeli hızlanma ve yavaşlama içeren bir sürüş çevrimi. Aynı sürüş çevrimi için hem aktif hem de inaktif kilitleme kavraması performansı gözlemlenmiştir. Yakıt tüketimi analizi için benzin alt ısı değeri 43.44 MJ/kg dikkate alınmıştır. Motor tarafından harcanan yakıtın debisi ise [5]'den alınan benzinli 4-silindir

1.9L motor bir aracın dinamometre verisine göre uyarlanmıştır. Sonrasında ise Fren Özgöl Yakıt Tüketimi (BSFC: “Brake Specific Fuel Consumption”) hesaplanarak tüm çevrim boyunca toplam yakıt tüketimine ulaşılmıştır. Bu hesaplamada tork konvertör verimi kullanılmıştır:

$$\Delta_{Yakit} = \int \left[\frac{P_{Motor}}{\eta_{TK}} * BSFC \right] * dt \quad (10)$$

Burada η_{TK} tork konvertör verimi olup motor gücüne göre sürüş çevrimindeki yakıt tüketimi Litre olarak hesaplanmaktadır. Bu formül baz alınarak elde edilen sonuçlar Tablo.2’de verilmiştir.

Tablo 2: Ortalama 7.3KM Yolculukta Benzin Tüketimleri

Kilitleme Kavraması Devredışı	Yakıt Tüketimi: 0.81L
Kilitleme Kavraması Devrede	Yakıt Tüketimi: 0.74L

1000 sn’lik simülasyon için araç hızı ortalama 26.5km/saat olarak hesaplanmıştır. Sonuçlar kilitleme kavraması sayesinde yakıt tüketiminde %8.83’lük bir azalma göstermektedir. Gerçekleşen azalma Şekil 4 incelendiğinde beklenene (%10-15) yakın bir değerdir. Bu da kilitleme kavraması sayesinde kayda değer bir yakıt tasarrufu sağlandığını kanıtlamaktadır.

5. Sonuç

Kilitleme kavramasının aktif kontrolü sayesinde düşük hızlarda tork konvertörün tork çarpanı etkisi aktif şekilde kullanılabilindi, ayrıca tork konvertörünün sönümleyici etkisi sayesinde yüksek titreşim ve tork dalgalanmaları araçta hissedilmedi. Tork konvertörünün yüksek hızlarda verimliliği artırmak adına kilitleme kavraması tarafından mekanik bağlı hale getirilmiştir böylece yüksek hızlardaki verim problemi çözülmüştür. Ayrıca ani/sert fren ve motor durdurma önleme fonksiyonları sayesinde acil durumlara kilitleme mekanizması açılmış ve tork konvertörün motor ve şanzıman arasında bir sönümleyici olarak kullanılabilinmiştir. Gelecek çalışmaları olarak da vites geçişi sıralarında mikro devir kaybı (“microslip”) kontrol algoritmaları geliştirilerek vites geçişleri sırasında sınırlı bir etkide olsa da sönümleme özelliği kullanılabilir bu da bize daha konforlu ve titreşimsiz vites geçişleri sağlar. Ayrıca devir kayma (slip) farkı aktif bir şekilde kullanılarak slip durumundan kapalı duruma daha yumuşak ve titreşimsiz bir geçiş sağlanabilir.

Kaynakça

- [1] N. Yang, L. Qian ve D. Wu, “Lock-up Control Simulation of Torque Converter with Lock-up Clutch,” Proc. of the 2nd Int. Conf. on Future Computer and Communication (ICFCC), Volume 1, IEEE, Wuhan, China, s:V1-290–V1-292, 2010.
- [2] A. Higashimata, K. Adachi, S. Segawa, N. Kurogo ve H. Waki, “Development of a Slip Control System for a Lock-Up Clutch,” SAE Technical Paper 2004-01-1227, Nissan Motor Co., Ltd. ve Jatco Co., Ltd., 2004.
- [3] B. Gao, H. Chen, Q. Liu ve K. Sanada, “Clutch Slip Control of Automatic Transmissions: A Nonlinear Feedforward-Feedback Design,” Proc. of the 2010 IEEE Int. Conf. on Control Applications (CCA), part of the 2010 IEEE Multi-Conference on Systems and Control, Yokohama, Japan, 2010.
- [4] Q. Lijun, Y. Nianjiong ve D. Wu, “Simulation of Clutch Slipping Control of Automatic Transmission,” Proc. Of the 2010 2nd Int. Conf. on Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics, IEEE, Nanning, China, s:235–238, 2010.
- [5] Brake Specific Fuel Consumption (BSFC),” x-engineer.org, Available, <https://x-engineer.org/brake-specific-fuel-consumption-bsfc/>

Akıllı Tahminciler: Otonom Sürüş için Pekiştirmeli Öğrenme ile Optimize Edilmiş Unscented Kalman Filtresi

Intelligent Estimators: Reinforcement Learning Enhanced Unscented Kalman Filter for Autonomous Driving

Duygu Kaytan^{1,2}

^{1,2}Akıllı Ulaşım Sistemleri Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
duygu.kaytan@std.yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, kara taşıtlarının konum ve yönelim kestiriminde doğruluğu artırmak amacıyla bir durum tahmin yapısı geliştirilmiştir. Doğrusal olmayan Tek İz Modeli temel alınarak oluşturulan sistemde, pekiştirmeli öğrenme algoritması ile optimize edilen bir tahmin mekanizması tasarlanmıştır. Yöntem olarak Unscented Kalman Filtresi kullanılmış ve filtre parametreleri bir yapay zeka ajanı tarafından güncellenmiştir. Uygulama, MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiş ve klasik filtreleme yapılarıyla karşılaştırmalı analiz yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen yapının kestirim doğruluğunu geliştirme potansiyeline sahip olduğunu göstermektedir.

Abstract

In this study, a state estimation framework is developed to increase the accuracy of position and orientation estimation for ground vehicles. Based on the Nonlinear Single Track Model, a reinforcement learning-optimized estimation mechanism is designed. The Unscented Kalman Filter is used as the method, and the filter parameters are updated by an artificial intelligence agent. The implementation is implemented in the MATLAB Simulink environment, and a comparative analysis is conducted with classical filtering frameworks. The results demonstrate that the proposed framework has the potential to improve estimation accuracy.

1. Giriş

Otonom kara araçlarının artan yaygınlığı, bu sistemlerin çevre algılaması ve durum kestirimi konularında yüksek doğruluk ve dayanıklılık gerekliliğini ortaya koymuştur [1]. Bu bağlamda, sensör verilerinin belirsizlik içeren doğası ve ani çevresel değişimlerin etkisi altında güvenilir pozisyon ve yönelim tahmini yapmak, otonom sistemlerin başarımı açısından kritik öneme sahiptir [2][3]. Bu ihtiyaca yönelik olarak, Kalman filtreleme teknikleri geçmişte pek çok farklı uygulama alanında başarıyla kullanılmıştır [4][5]. Özellikle doğrusal olmayan sistemler için Unscented Kalman Filter (UKF) yöntemi [6][7], yüksek doğruluk sağlaması ve sistem dinamiklerini doğrudan lineerleştirme ihtiyacını ortadan kaldırması nedeniyle öne çıkmaktadır [8][9]. Ancak UKF

algoritması, hiperparametre seçimleri ve belirsiz senaryolarda kararlılık açısından çeşitli sınırlılıklara sahiptir [10]. Örneğin; ani manevralar, kaygan zemin veya yüksek sensör gürültüsü gibi durumlar, filtre performansını olumsuz yönde etkileyebilir [11][12].

Son yıllarda yapay zekâ ve pekiştirmeli öğrenme (Reinforcement Learning - RL) yaklaşımlarının kontrol ve kestirim sistemlerine entegrasyonu [13][14], bu tip klasik yöntemlerin adaptif kapasitesini artırma potansiyeli sunmaktadır [15][16]. Bu projede, klasik UKF algoritması, bir RL ajanı ile optimize edilerek sistemin daha kararlı ve doğru tahminler yapması hedeflenmiştir. Geliştirilen bu yaklaşımda, RL ajanı filtre parametrelerini dinamik olarak ayarlamakta, böylece filtreleme performansı değişen çevresel koşullara göre iyileştirilmektedir. Literatürde bu yönde çalışmalar [17][18] sınırlı sayıda olsa da, benzer şekilde Kalman filtresi ile öğrenme algoritmalarının birleşimi üzerine yapılan bazı araştırmalar bu yöntemin etkili olduğunu göstermektedir [19][20].

Bu çalışmada, otonom bir kara aracının durum kestirimi için klasik Unscented Kalman Filtresi (UKF) algoritması ile pekiştirmeli öğrenme temelli bir kontrol yapısı entegre edilerek hibrit bir yaklaşım geliştirilmiştir. Araç modeli olarak dinamik davranışları yeterli hassasiyetle temsil edebilen Doğrusal Olmayan Tek İzli (Nonlinear Single Track) model tercih edilmiştir. Geliştirilen sistemde, UKF algoritmasının sigma noktaları üzerinden yaptığı tahminler bir pekiştirmeli öğrenme ajanı tarafından sürekli olarak izlenmiş, filtre parametreleri çevresel koşullara bağlı olarak adaptif şekilde güncellenmiştir. Bu sayede, klasik UKF algoritmasının ani manevralar, sensör gürültüsü veya model belirsizlikleri gibi durumlarda yaşadığı kararsızlık problemlerinin minimize edilmesi hedeflenmiştir. Sistem MATLAB/Simulink ortamında simüle edilmiş ve önerilen yöntem, yalnızca klasik UKF ile çalışan sisteme kıyasla doğruluk ve kararlılık açısından kapsamlı olarak değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, RL destekli hibrit filtrenin, özellikle karmaşık sürüş koşullarında daha yüksek kestirim başarımı ve filtre kararlılığı sunduğunu göstermiştir. Bu yönüyle çalışma, klasik filtreleme yaklaşımlarına yapay zekâ tabanlı uyarılama mekanizmaları entegre edilerek daha dayanıklı otonom sistemler geliştirilebileceğini ortaya koymaktadır.

2. Yöntem

Bu çalışmada, otonom bir kara aracının pozisyon, yönelim ve hız gibi durumlarının doğru biçimde tahmin edilmesi amacıyla üç ana yapıdan oluşan bir sistem geliştirilmiştir: Nonlinear Single Track Model, Unscented Kalman Filtresi (UKF) tabanlı sensör füzyonu, ve Pekiştirmeli Öğrenme (Reinforcement Learning) algoritması ile sistem optimizasyonu. Geliştirilen sistem MATLAB/Simulink ortamında modellenmiş, IMU ve GPS sensörlerinden alınan veriler ile doğrusal olmayan sistem davranışları gerçeğe uygun şekilde simüle edilmiştir. Sistemin genel mimarisi Şekil 4'te gösterildiği gibi Kalman tabanlı tahmin ve RL tabanlı kontrol yapılarının birleşimiyle oluşturulmuştur.

2.1. Kinematik Model Tasarımı

Bu bölümde, aracın hareketini temsil eden matematiksel model olarak nonlinear Single Track modeli kullanılmıştır. Bu model, aracın ön ve arka tekerleklerini tek bir düzlem üzerinde temsil ederek, sistemin karmaşıklığını azaltırken yeterli fiziksel gerçekliği sağlamaktadır. Model, aracın yönelimini, konumunu ve hızlanmasını temel durum değişkenleri üzerinden Şekil 1'deki gibi ifade etmektedir. Geliştirilen modelde kullanılan giriş ve durum vektörü şu şekildedir:

$$u = [\delta_f F_x]$$

$$Q = [x \ y \ v \ \psi \ a]^T \quad (1)$$

Burada L, aracın dingil mesafesi ve δ_f ön tekerleğin direksiyon açısıdır. Ayrıca, x ve y, aracın dünya koordinat sistemine göre konumunu; v, aracın gövde yönünde olan hızını; ψ , aracın yön açısını; ve a, hızın zamana göre değişimi olan doğrusal ivmeyi ifade etmektedir. Bu modelde, hızın doğrudan ölçülmesi yerine ivme bilgisi üzerinden güncellenmesi hedeflenmiş ve bu sayede özellikle düşük hızlarda ivme verisinin etkili şekilde değerlendirilmesi sağlanmıştır. Modelin kinematik denklemleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

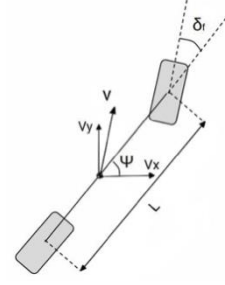
$$\dot{x} = v \cdot \cos(\psi) - \frac{L}{2} \dot{\psi} \sin(\psi)$$

$$\dot{y} = v \cdot \sin(\psi) - \frac{L}{2} \dot{\psi} \cos(\psi)$$

$$\dot{v} = a$$

$$\dot{\psi} = \frac{v}{L} \cdot \tan(\delta_f) \quad (2)$$

Bu modelin amacı, aracın pozisyon, hız ve yön değişimini gerçek zamanlı olarak tahmin edebilmek ve bu tahminlerin sensör verileriyle entegre edilerek filtreleme sürecine temel oluşturmasını sağlamaktır. Özellikle, ivmenin doğrudan modelde durum değişkeni olarak kullanılması, filtreleme sırasında ani hızlanma ve yavaşlamaların etkili şekilde modellenmesine imkân tanımaktadır. Bu matematiksel yapı, MATLAB/Simulink ortamında blok diyagramları şeklinde modellenmiştir.



Şekil 1: Geliştirilen modelde kullanılan durum değişkenlerinin yönleriyle birlikte şematik gösterimi.

2.2. Kalman Filtresi İmplementasyonu

Bu bölümde, doğrusal olmayan sistemlerin durum kestirimini gerçekleştirmek amacıyla Unscented Kalman Filtresi (UKF) algoritması kullanılmıştır. Geleneksel Kalman filtresi yalnızca doğrusal sistemlerde etkili sonuçlar verirken, UKF doğrusal olmayan dinamik ve ölçüm modelleri için daha yüksek doğrulukta kestirim sağlamaktadır. UKF, tahmin ve güncelleme adımlarında sigma noktaları adı verilen özel örnekleme noktalarını kullanarak doğrusal olmayan dönüşümleri yaklaşık olarak ifade eder. Bu çalışmada kullanılan kinematik model, klasik doğrusal modellerin ötesinde açısal dönüşüm içeren doğrusal olmayan yapıları sahip olduğundan, durum kestirimi için UKF tercih edilmiştir. Bu sayede sensör füzyonundan elde edilen verilerin filtrelenmesiyle aracın gerçek konum, hız ve yönelme bilgisi daha güvenilir biçimde tahmin edilmiştir. UKF algoritması temel olarak üç ana adımdan oluşur:

2.2.1. Sigma Noktalarının Oluşturulması

UKF, öncelikle mevcut durum vektörü $\hat{x} \in \mathbb{R}^n$ ve kovaryans matrisine $P \in \mathbb{R}^{n \times n}$ dayanarak $2n + 1$ adet sigma noktası üretir:

$$\chi_0 = \hat{x}$$

$$\chi_i = \hat{x} + \left(\sqrt{(n + \lambda)P} \right)_i, \quad i = 1, \dots, n$$

$$\chi^{i+n} = \hat{x} - \left(\sqrt{(n + \lambda)P} \right)_i, \quad i = 1, \dots, n. \quad (3)$$

Burada $\lambda = \alpha^2(n + \kappa) - n$ parametresi yayılım oranını belirlerken, α ve κ UKF'nin ayar sabitleridir.

2.2.2. Tahmin Adımı

Her sigma noktası sistem dinamik fonksiyonu $f(\cdot)$ ile ilerletilir:

$$\chi_i^- = f(\chi_i, u)$$

$$u = [F_x, \delta_f] \quad (4)$$

Burada, i sigma noktası ve χ_i sistemin bir durum vektörünü, u ise sistemin giriş vektörünü temsil eder. F_x , boylamasına (longitudinal) kuvvet (hızlanma) ve δ_f , ön teker direksiyon açısını ifade eder. Ardından tahmini durum (\hat{x}^-) ve kovaryans (P^-) aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\hat{x}^- = \sum_{i=0}^{2n} W_i^m \chi_i^-$$

$$P^- = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\chi_i^- - \hat{x}^-)(\chi_i^- - \hat{x}^-)^T + Q \quad (5)$$

Burada W_i^m ve W_i^c , sigma noktalarının ağırlıklarıdır ve Q sistem gürültü kovaryans matrisidir.

2.2.3. Güncelleme Adımı

Ölçüm fonksiyonu $h(\cdot)$ ile sigma noktaları ölçüm uzayına projeksiyon edilir:

$$\gamma_i = h(\chi_i^-) \quad (6)$$

Tahmini ölçüm (\hat{z}) ve inovasyon kovaryansı (S) hesaplanır:

$$\hat{z} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^m \gamma_i$$

$$S = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\gamma_i - \hat{z})(\gamma_i - \hat{z})^T + R \quad (7)$$

Giriş-çıkış kovaryansı (P_{xz}) ve Kalman kazancı (K) aşağıdaki şekilde bulunur:

$$P_{xz} = \sum_{i=0}^{2n} W_i^c (\chi_i^- - \hat{x})(\gamma_i - \hat{z})^T$$

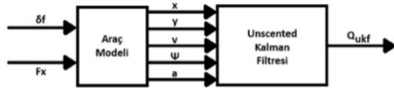
$$K = P_{xz} S^{-1} \quad (8)$$

Son olarak durum vektörü (\hat{x}) ve kovaryans matrisi (P) güncellenir:

$$\hat{x} = \hat{x}^- + K(z - \hat{z})$$

$$P = P^- - K S K^T \quad (9)$$

Bu yapı MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş ve sensör verileri (GPS ve IMU) ile aracın hareket modeli gerçek zamanlı olarak birleştirilmiştir. Filtre, her zaman adımında sensörlerden alınan ölçümleri kullanarak doğrulukla tahmin yapılmasına olanak sağlamıştır. Sistemin Simulink ortamındaki blok diyagramı Şekil 2’de gösterilmiştir. Bu diyagramda, sensör verileriyle beslenen UKF yapısının sistem modeli ile nasıl bütünleştiği açıkça görülmektedir.



Şekil 2: UKF tabanlı sensör füzyonu yapısının Simulink blok diyagramı.

Bu aşamada, sistemin hem tahmini hem de ölçülen değerleri sensör füzyonu aracılığıyla birleştirilerek Unscented Kalman Filtresi’ne giriş olarak sunulmuştur. UKF algoritması, ölçümlerden kaynaklanan gürültüyü minimize ederken, sistemin doğrusal olmayan dinamiklerini de göz önünde bulundurarak durum vektörünün daha kararlı bir şekilde tahmin edilmesini sağlamıştır. Gerçekleştirilen sensör füzyonu ve UKF entegrasyonu sonucunda elde edilen çıkış vektörü aşağıda verilmiştir:

$$Q_{ukf} = [x_k \ y_k \ v_k \ \psi_k \ a_k] \quad (10)$$

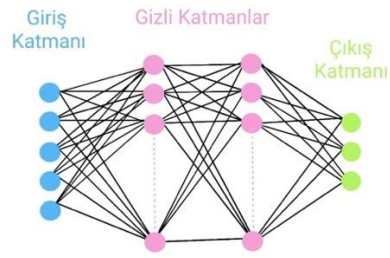
Burada x_k ve y_k aracın global koordinatlardaki tahmini konumunu, v_k birleşik hız büyüklüğünü, ψ_k yön açısını ve a_k ise hızlanma miktarını temsil etmektedir. Bu tahmini durum vektörü, bir sonraki aşamada pekiştirmeli öğrenme algoritması tarafından kullanılmak üzere RL modülüne aktarılmıştır (Şekil 4’te gösterildiği üzere).

2.2.3. Pekiştirmeli Öğrenme Optimizasyonu

Bu bölümde, UKF ile filtrelenen durum vektörünün daha hassas ve uyarlanabilir şekilde değerlendirilmesi amacıyla

Derin Takviyeli Öğrenme (Deep Reinforcement Learning – DRL) algoritması kullanılmıştır. Öğrenme ajanı olarak, literatürde çevrimiçi kontrol problemlerinde başarıyla uygulanan Deep Q-Network (DQN) yöntemi tercih edilmiştir. DQN algoritması, Q-değerlerini öğrenmek için sinir ağı yapısını kullanır ve bu değerler aracılığıyla ajan, belirli bir durumda hangi aksiyonu almasının beklenen ödülünü maksimize edeceğini öğrenir. Kurulan yapay sinir ağı modeli, Şekil 3’te de görüldüğü gibi, bir giriş katmanı, iki gizli katman ve bir çıkış katmanından oluşmaktadır. Giriş katmanında, Kalman filtresinden elde edilen beş boyutlu durum vektörü, $Q_{ukf} = [x_k \ y_k \ v_k \ \psi_k \ a_k]$ doğrudan kullanılmaktadır. Bu vektör sistemin anlık konumunu, hızını, yönelim açısını ve ivmesini temsil etmektedir. İlk iki gizli katman her biri 32 nörondan oluşmakta olup, aktivasyon fonksiyonu olarak doğrultusal olmayan ReLU (Rectified Linear Unit) fonksiyonu kullanılmaktadır:

$$f(z) = \max(0, z) \quad (11)$$



Şekil 3: Yapay sinir ağı tasarımı.

Sinir ağının çıkış katmanı, DQN ajanının durum vektörüne karşılık hangi eylemi seçeceğine karar vermek için yapılandırılmıştır. Bu çalışmada ajan, Tablo 1’de gösterildiği gibi üç olası eylemden birini seçmektedir:

Tablo 1: Aksiyon olasılıkları

Aksiyon	Değer	Açıklama
a	-1	Fren Yap (negatif ivme)
a	0	Müdahale Etme (sabit hız)
a	+1	Gaz Ver (pozitif ivme)

Bu ayrık eylemler, kontrol kararlarını sadeleştirmek amacıyla üç çıkış nöronuna karşılık gelecek şekilde modellenmiştir. Çıkış katmanında aktivasyon fonksiyonu tercih edilmemiştir, sebebiyse Q değerlerinin (- inf, + inf) aralığında geniş olasılıklara sahip olabilmesidir. Çıkış katmanındaki eylem seçimi ise, bu olasılıkların maksimumuna karşılık gelen nöron üzerinden yapılmaktadır:

$$a_k = \operatorname{argmax}_i \sigma(z_i). \quad (12)$$

Burada $\sigma(z_i)$, i’nci çıkış nöronunun çıktısını ifade eder. Bu fonksiyon çıkış değerleri arasında maksimum sonuca ulaşan aksiyonun seçilmesini sağlar böylece eylemleri sınıflandırma açısından daha esnek ve uyarlanabilir hale gelmektedir. Eğitim süreci boyunca ajan, belirli bir eylemin sonucunda aldığı ödüle göre ağ parametrelerini güncellemektedir. Q-değer tahmini, Bellman denkleminde dayalı olarak yapılmakta ve kayıp fonksiyonu olarak ortalama karesel hata (Mean Squared Error - MSE) kullanılmaktadır:

$$L(\theta) = E_{s,a,r,s'}[(y - Q(s,a;\theta))^2]$$

$$y = r + \gamma \max_{a'} Q(s',a';\theta^-). \quad (13)$$

Burada L kayıp fonksiyonu, y hedef Q değerini, s ve s’ sırasıyla mevcut ve bir sonraki durumu, a ve a’ alınan ve potansiyel eylemleri, r ödülü, γ ise iskonto oranını temsil eder. θ ve θ^- ise

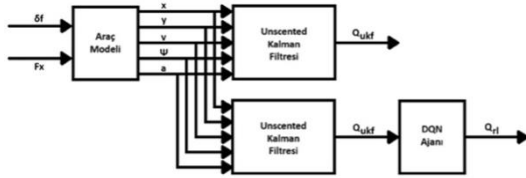
sırasıyla mevcut ve hedef ağırlıklıdır. Bu yapı, Q-değerlerinin istikrarlı öğrenilmesini sağlar. Ajanın eğitiminde kullanılan ödül fonksiyonu da bu çalışmada özel olarak yapılandırılmıştır. Amaç, aracın hedef rotaya mümkün olduğunca az sapmayla ve güvenli bir şekilde ulaşmasını sağlamaktır. Ödül fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$R_t = - \sum_i w_i (Q_{i,rl} - Q_{i,ref})^2 \quad (14)$$

Burada $Q_{i,rl}$, RL-UKF'nin durum vektörünü; $Q_{i,ref}$, araç modelinden gelen referans durum vektörünü; w_i ise, ağırlık katsayılarını temsil etmektedir. Ajan bu hataları minimize edecek şekilde eğitilmektedir. Bu yapı sayesinde sistem, ani ve dengesiz manevralardan kaçınmakta, düzgün yönelim ve yanal kararlılığı sağlamaktadır. Eğitim süreci boyunca, DQN ajanı binlerce epizod boyunca farklı senaryolarda eğitilmiştir. Eğitim tamamlandığında, ajan herhangi bir durumda optimum aksiyonu belirleyebilme yetisine ulaşmıştır. Böylece, sistemin kontrolü öğrenilmiş politika fonksiyonu aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. Eğitilmiş ajan tarafından tahmin edilen ve kontrol sistemine iletilen çıkış vektörü şu şekildedir:

$$Q_{rl} = [x_{RL} \ y_{RL} \ v_{RL} \ \psi_{RL} \ a_{RL}]^T \quad (15)$$

Bu vektör, optimize edilmiş araç durumu bilgilerini temsil eder. RL ajanı sayesinde Şekil 4'te gösterilen sistem, klasik UKF modele kıyasla daha kararlı, dengeli ve hedef rotaya daha hızlı ulaşabilen bir yapıya kavuşmuştur.



Şekil 4: RL optimize edilmiş blok diyagramı.

Eğitim tamamlandığında, DQN ajanı öğrenilen politika fonksiyonunu kullanarak her bir durumda optimum aksiyonu başarılı bir şekilde seçebilmekte ve aracı istikrarlı şekilde yönlendirebilmektedir. Böylece, filtrelenmiş durum vektöründen elde edilen bilgilerle, RL ajanı tarafından kontrol edilen sistem daha kararlı ve çevik hale gelmiştir.

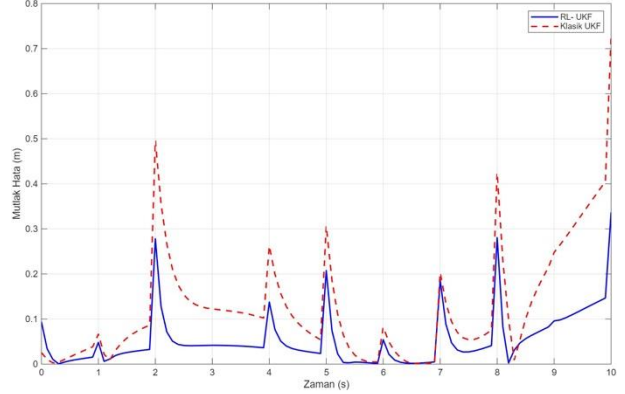
3. Simülasyon Sonuçları

Bu bölümde, sabit direksiyon girdisi ve doğrusal hız senaryosu altında gerçekleştirilen simülasyon çalışmaları sunulmaktadır. Çalışma kapsamında, doğrusal olmayan tek izli bisiklet modeli kullanılarak bir aracın durum kestirimi gerçekleştirilmiştir. Sisteme ait sensör verileri, GPS ve IMU sensörlerinden alınarak oluşturulmuştur. Bu sensör verileri, hem klasik Unscented Kalman Filtresi (UKF) hem de Derin Q-Ağları (DQN) ile eğitilmiş pekiştirmeli öğrenme temelli UKF (RL-UKF) yapısına ayrı ayrı giriş olarak verilmiştir. Her iki algoritma da aynı referans verilerle beslendikten sonra, sistemin durumu hakkında tahminlerde bulunmuştur. Buradaki amaç, RL-UKF ile klasik UKF'nin kestirim performanslarını karşılaştırmak ve gürültülü sensör verilerine hangi algoritmanın daha doğru yanıt verdiğini belirlemektir. Değerlendirmeler; x pozisyonu, y pozisyonu, hız (velocity), yön açısı (yaw angle) ve ivme (acceleration) olmak üzere beş temel parametre üzerinden gerçekleştirilmiştir. Her bir parametre için referans sinyali ile her iki filtre yapısının tahminleri karşılaştırılmış; kestirim hataları mutlak hata yöntemi ile görselleştirilmiştir. Son olarak, RL-UKF'nin klasik

UKF'ye göre ne oranda iyileştirme sağladığı yüzde cinsinden hesaplanmış ve tablolar halinde sunulmuştur.

3.1 X Pozisyonu Kestirim Sonuçları

Şekil 5'te, hem klasik UKF'nin hem de RL-UKF'nin referans değere göre yaptığı mutlak hata zamanla karşılaştırılmıştır. Kırmızı kesikli çizgi klasik UKF'nin mutlak hatasını, mavi düz çizgi ise RL-UKF'nin mutlak hatasını göstermektedir. Grafik genelinde, RL-UKF'nin hatalarının daha düşük seviyelerde seyrettiği ve anlık pozisyon değişimlerine daha hızlı adapte olabildiği gözlemlenmektedir. Özellikle ani yön değişimlerinin yaşandığı zaman aralıklarında klasik UKF'de ciddi hata artışları gözlenirken, RL-UKF daha istikrarlı bir performans sergilemektedir.

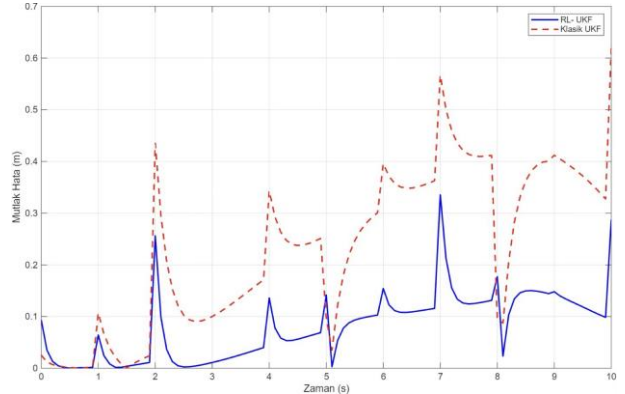


Şekil 5: X pozisyonu için mutlak hata vs zaman grafiği.

Yapılan bu görsel ve sayısal analiz sonucu Tablo 2'de gösterilmiş olup, sayısal olarak, ortalama mutlak hata değeri klasik UKF için 0.126 m, RL-UKF için ise yalnızca 0.054 m olarak hesaplanmıştır. Bu da RL tabanlı yaklaşımın yaklaşık %57.38 oranında iyileştirme sağladığını göstermektedir.

3.2 Y Pozisyonu Kestirim Sonuçları

Şekil 6'da, bu farklar daha net bir şekilde ortaya konmuştur. Burada, her iki tahmin metodunun referansa göre zamana bağlı mutlak hata değerleri karşılaştırılmıştır. RL-UKF'nin mavi çizgisi, klasik UKF'nin kırmızı kesikli çizgisine kıyasla çok daha düşük hata seviyelerinde seyretilmektedir. Bu, RL ile optimize edilmiş UKF modelinin, y pozisyon kestiriminde daha yüksek doğruluk sağladığını ortaya koymaktadır.



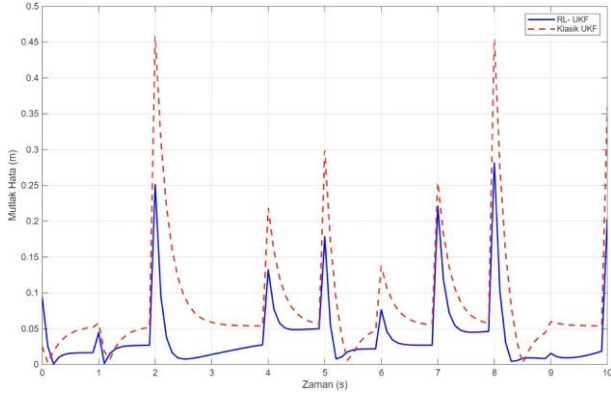
Şekil 6: Y pozisyonu için mutlak hata vs zaman grafiği.

Yapılan bu görsel ve sayısal analiz sonucu Tablo 2'de gösterilmiş olup, sayısal olarak, ortalama mutlak hata değeri

klasik UKF için 0.231 m, RL-UKF için ise yalnızca 0.080 m olarak hesaplanmıştır. Bu da RL tabanlı yaklaşımın yaklaşık %65.30 oranında iyileştirme sağladığını göstermektedir.

3.3 Hız Kestirim Sonuçları

Şekil 7’de, her iki yöntem için mutlak hata değerleri zaman ekseninde gösterilmiştir. RL-UKF yöntemi (mavi düz çizgi), klasik UKF yöntemine (kırmızı kesikli çizgi) kıyasla hemen her noktada daha düşük hata üretmiştir. Bu durum, RL-UKF’in daha isabetli ve daha kararlı bir kestirim performansı sunduğunu açıkça ortaya koymaktadır.

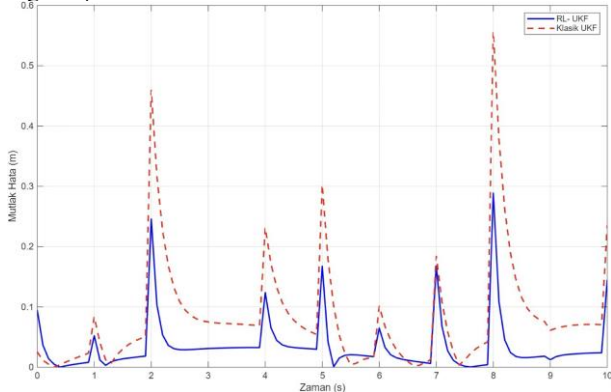


Şekil 7: Hız için mutlak hata vs zaman grafiği.

Yapılan bu görsel ve sayısal analiz sonucu Tablo 2’de gösterilmiş olup, sayısal olarak, ortalama mutlak hata değeri klasik UKF için 0.085 m, RL-UKF için ise yalnızca 0.040 m olarak hesaplanmıştır. Bu da RL tabanlı yaklaşımın yaklaşık %53.44 oranında iyileştirme sağladığını göstermektedir.

3.4 Yön Açısı Kestirim Sonuçları

Şekil 8 incelendiğinde, RL-UKF’in klasik UKF’e kıyasla hata büyüklüğünü önemli ölçüde azalttığı görülmektedir. Özellikle keskin yön değişimlerinin yaşandığı 2., 5. ve 8. saniyeler civarında RL-UKF’in referansa daha yakın sonuçlar ürettiği açıkça fark edilmektedir. Kırmızı kesikli çizgi klasik UKF’e ait hatayı temsil ederken, mavi çizgi RL-UKF’e aittir. RL-UKF, bu alanlarda daha stabil bir kestirim başarısı sağlamıştır.



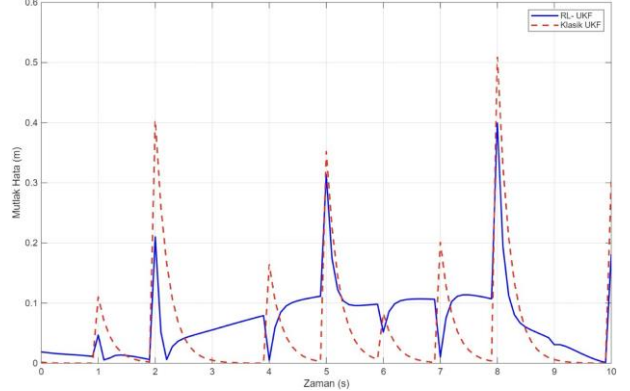
Şekil 8: Yön açısı için mutlak hata vs zaman grafiği.

Yapılan bu görsel ve sayısal analiz sonucu Tablo 2’de gösterilmiş olup, sayısal olarak, ortalama mutlak hata değeri klasik UKF için 0.085 m, RL-UKF için ise yalnızca 0.040 m

olarak hesaplanmıştır. Bu da RL tabanlı yaklaşımın yaklaşık %53.44 oranında iyileştirme sağladığını göstermektedir.

3.5 İvme Kestirim Sonuçları

Şekil 9’da, RL-UKF ve klasik UKF için zamanla değişen mutlak hata eğrileri gösterilmiştir. RL-UKF, öğrenme süreci boyunca bu ani sıçramalara yeterince adapte olamayıp, ivme gibi hızlı değişen türetilmiş sinyallerde daha yumuşak bir kestirim yapma eğilimindedir. Bu durum bazı anlarda kestirimin referansa daha yakın görünmesini sağlasa da, ani değişimlerin gerektiği durumlarda sistemin yetersiz tepki vermesine neden olmaktadır. Öte yandan klasik UKF modeli, ivme değişimlerine daha sert tepkiler vererek ani değişimleri daha doğru şekilde yakalayabilmektedir.



Şekil 9: İvme için mutlak hata vs zaman grafiği.

Yapılan bu görsel ve sayısal analiz sonucu Tablo 2’de gösterilmiş olup, sayısal olarak, ortalama mutlak hata değeri klasik UKF için 0.053 m, RL-UKF için ise yalnızca 0.071 m olarak hesaplanmıştır. Bu da RL tabanlı yaklaşımın yaklaşık %32.65 oranında daha düşük performans göstermektedir. RL-UKF modeli birçok durumda genel sistem performansını iyileştirse de, ivme gibi doğrudan gözlemlenemeyen ve yüksek türev hassasiyetine sahip parametrelerde klasik UKF’ye göre daha zayıf sonuçlar verebilmektedir. Bu sonuç, RL-UKF’in ivme gibi türetilmiş sinyallerde ilave optimizasyonlara ihtiyaç duyabileceğini ortaya koymaktadır.

Tablo 2: Mutlak hata vs zaman sonuçları

Parametre	RL MAE	UKF MAE	RL Başarısı
X Pozisyonu	0.054	0.126	57.38%
Y Pozisyonu	0.080	0.231	65.30%
Hız	0.040	0.085	53.44%
Yön Açısı	0.035	0.084	58.72%
İvme	0.071	0.053	-32.65%
Toplam	0.056	0.116	51.90%

Sonuç olarak, elde edilen tüm simülasyon grafiklerinden çıkarılan sayısal verilere dayanarak oluşturulan karşılaştırma tablosunda, pozisyon (x, y), hız ve yön açısı gibi temel parametrelerde RL-UKF algoritmasının klasik UKF’e kıyasla belirgin şekilde daha düşük hata değerleri ürettiği görülmüştür. Her bir parametre için ayrı ayrı hesaplanan mutlak hata değerlerine göre yapılan genel değerlendirmede, RL destekli UKF algoritması, klasik UKF’ye kıyasla ortalama olarak %51.90 oranında bir iyileştirme sağlamıştır. Bu başarı oranı,

ivme parametresinde negatif yönde elde edilen sonuca rağmen genel performansın tatmin edici düzeyde olduğunu göstermektedir.

4. Genel Değerlendirme

Bu çalışmada, klasik Unscented Kalman Filtresi (UKF) algoritmasının tahmin performansını iyileştirmek amacıyla, Deep Q-Network (DQN) tabanlı bir Reinforcement Learning (RL) ajanı ile desteklenen yeni bir kestirim yapısı tasarlanmıştır. Geliştirilen bu yapı, özellikle otonom kara araçları gibi mobil sistemlerin sensör verilerine dayalı konum, hız ve yön tahminlerinin daha doğru ve kararlı bir şekilde elde edilmesini hedeflemektedir.

Sistem, araç üzerindeki GPS ve IMU sensörlerinden elde edilen verilerin birleştirilmesi yoluyla, sensör füzyonu tabanlı bir tahmin süreci gerçekleştirmektedir. Bu kapsamda klasik UKF algoritmasıyla çalışan bir temel yapı ile, aynı algoritmanın RL ajanı tarafından optimize edilen versiyonu karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Simülasyonlar, sabit ivmeli doğrusal hızlanma senaryosu altında gerçekleştirilmiş ve her iki yapının performansı temel dinamik parametreler üzerinden analiz edilmiştir. Elde edilen sonuçlar, RL ajanı ile desteklenen yapının genel kestirim başarımını artırdığını ortaya koymuştur. Geliştirilen yaklaşımın, yalnızca kestirim doğruluğunu artırmakla kalmayıp, aynı zamanda farklı yol ve hareket senaryolarına adaptasyon potansiyeli taşıdığı değerlendirilmiştir.

Gelecekte bu çalışma, mevcut kestirim yapısına bir kontrolcü entegre edilerek daha ileri bir seviyeye taşınabilir. Özellikle yol takibi gibi görevlerde, RL ile optimize edilmiş bir kontrolcü ile birlikte çalışan akıllı kestirim sistemlerinin, otonom araçların çevreye daha duyarlı ve esnek bir şekilde tepki verebilmesine olanak sağlayacağı öngörülmektedir. Bu bağlamda, önerilen sistemin hem kestirim hem de kontrol alanlarında entegre çözümler sunabilecek şekilde genişletilmesi planlanmaktadır.

Kaynakça

- [1] S. Thrun, W. Burgard, and D. Fox, Probabilistic Robotics. Cambridge, MA, USA: MIT Press, 2005.
- [2] E. A. Wan and R. van der Merwe, "The unscented Kalman filter," in Kalman Filtering and Neural Networks, S. Haykin, Ed. New York, NY, USA: Wiley, 2001, pp. 221–280.
- [3] S. J. Julier and J. K. Uhlmann, "Unscented Filtering and Nonlinear Estimation", Proceedings of the IEEE, Vol. 92, No. 3, pp. 401–422, March 2004. doi: 10.1109/JPROC.2003.823141.
- [4] A. R. Mahmood, H. van Hasselt, and R. S. Sutton, "Weighted importance sampling for off-policy learning with linear function approximation," in Proc. 30th Int. Conf. Mach. Learn. (ICML), Atlanta, GA, USA, Jun. 2013, pp. 173–181.
- [5] F. Deng, H.-L. Yang, and L.-J. Wang, "Adaptive unscented Kalman filter based estimation and filtering for dynamic positioning with model uncertainties," Int. J. Control Autom. Syst., vol. 17, no. 1, pp. 129–139, Feb. 2019, doi: 10.1007/s12555-018-9503-4.
- [6] K. P. B. Chandra and D.-W. Gu, "Nonlinear Filtering: Methods and Applications," Springer, Cham, 2019, pp. 221–224, doi: 10.1007/978-3-030-01797-2.
- [7] D. Simon, "Optimal State Estimation: Kalman, H^∞ , and Nonlinear Approaches. Hoboken", NJ, USA: John Wiley & Sons, 2006, pp. 455–457.
- [8] Y. Bar-Shalom, X. R. Li, and T. Kirubarajan, "Estimation with Applications to Tracking and Navigation", New York: Wiley, 2001, pp. 304–306.
- [9] T. D. Gillespie, "Fundamentals of Vehicle Dynamics". Warrendale, PA, USA: SAE Int., 1992, pp. 202–205.
- [10] K. Nielsen, "UKF Parameter Tuning for Local Variation Smoothing," Proc. R&D Automation, Epiroc Rock Drills AB and Dept. Electrical Engineering, Linköping University, Sweden, 2021. Available: <https://liu.diva-portal.org/smash/get/diva2:1641373/FULLTEXT01.pdf>
- [11] R. van der Merwe, "Sigma-Point Kalman Filters for Probabilistic Inference in Dynamic State-Space Models," Ph.D. dissertation, OGI School of Science & Engineering, Oregon Health & Science University, 2004, doi: 10.6083/M4Z60KZ5.
- [12] W. A. Farag, "Kalman-filter-based sensor fusion applied to road-objects detection and tracking for autonomous vehicles," Proc. Inst. Mech. Eng. Part I: J. Syst. Control Eng., vol. 234, no. 12, pp. 1364–1376, Dec. 2020, doi: 10.1177/0959651820975532.
- [13] V. Mnih et al., "Human-level control through deep reinforcement learning," Nature, vol. 518, no. 7540, pp. 529–533, 2015, doi: 10.1038/nature14236.
- [14] X. Gao, H. Luo, B. Ning, F. Zhao, L. Bao, Y. Gong, Y. Xiao, and J. Jiang, "RL-AKF: An Adaptive Kalman Filter Navigation Algorithm Based on Reinforcement Learning for Ground Vehicles," Remote Sens., vol. 12, no. 11, art. 1704, 2020, doi: 10.3390/rs12111704.
- [15] C. Chen, J. Yu, and S. Qian, "An enhanced deep Q network algorithm for localized obstacle avoidance in indoor robot path planning," Appl. Sci., vol. 14, no. 23, p. 11195, Nov. 2024, doi: 10.3390/app142311195.
- [16] C. M. Bishop, "Neural Networks for Pattern Recognition," Oxford University Press, Oxford, 1995, pp. 116–117.
- [17] I. Goodfellow, Y. Bengio, and A. Courville, "Deep Learning," MIT Press, Cambridge, MA, 2016, pp. 72–73.
- [18] W. Koch, R. Mancuso, R. West, and A. Bestavros, "Reinforcement Learning for UAV Attitude Control," ACM Trans. Cyber-Phys. Syst., vol. 3, no. 2, pp. 1–21, Apr. 2018, doi: 10.1145/3301273.
- [19] M. Lopenberg, S. Yuwono, M. R. Diprasetya, and A. Schwung, "Dynamic robot routing optimization: State-space decomposition for operations research-informed reinforcement learning," Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, vol. 90, p. 102812, Dec. 2024. doi: 10.1016/j.rcim.2024.102812
- [20] M. Tejer, R. Szczepanski, and T. Tarczewski, "Robust and efficient task scheduling for robotics applications with reinforcement learning," Engineering Applications of Artificial Intelligence, vol. 127, no. Part A, p. 107300, Jan. 2024. doi: 10.1016/j.engappai.2023.107300

İnsansız Hava Araçlarında Pekiştirmeli Öğrenme Tabanlı Kayan Kipli Kontrol Yaklaşımıyla Engel Duyarlı Yörünge Oluşturma ve Takip Sistemi

Obstacle-Aware Trajectory Generation and Tracking System for Unmanned Aerial Vehicles Using a Reinforcement Learning-Based Sliding Mode Control Approach

Ceyda Depeharman¹, Hatice Doğanözü², Seda Özçelik³, Levent Uçun⁴

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

¹ceyda.depeharman@std.yildiz.edu.tr

²hatice.doganozu@std.yildiz.edu.tr

³seda.ozcelik@std.yildiz.edu.tr

⁴lucun@yildiz.edu.tr

Özetçe

Günümüzde insansız hava araçları (İHA), keşif, gözetim, lojistik ve afet yönetimi gibi pek çok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak İHA'ların karmaşık ve değişken çevre koşullarında tam otonom görevler icra edebilmesi için engel algılama, rota planlama ve kontrol süreçlerinin yüksek güvenilirlikte çalışması gerekmektedir. Özellikle zayıf yapıli veya düşük görünürlüğe sahip nesnelerin algılanmasındaki yetersizlikler ve klasik kontrol algoritmalarının dış bozucular karşısındaki kırılgan yapısı, sistem performansını sınırlamaktadır. Bu çalışmada, söz konusu sınırlamaları aşmak amacıyla iki aşamalı bir yapı geliştirilmiştir. İlk aşamada, çoklu görüntü füzyonu ile çalışan bir engel algılama sistemi tasarlanarak düşük kontrastlı nesnelerin tespiti sağlanmıştır. Kontrol yapısında ise, klasik Kayan Kipli Kontrol (SMC) algoritması, Derin Deterministik Politika Gradyanı (DDPG) tabanlı bir pekiştirmeli öğrenme ajanı ile birleştirilmiştir. Bu sayede kontrol kazançları adaptif olarak optimize edilmiş ve sistemin hem dış bozuculara karşı kararlılığı hem de referans yörünge takip performansı önemli ölçüde artırılmıştır.

Abstract

Today, unmanned aerial vehicles (UAVs) are widely used in various fields such as reconnaissance, surveillance, logistics, and disaster management. However, performing fully autonomous missions in complex and dynamic environments requires highly reliable obstacle detection, path planning, and control systems. In particular, limitations in detecting low-visibility or structurally subtle obstacles, along with the vulnerability of classical control algorithms against external disturbances, significantly constrain overall system performance. In this study, a two-stage architecture is proposed to overcome these limitations. First, an obstacle detection system based on multi-view image fusion is developed to enable the detection of low-contrast objects. On the control side, the classical Sliding Mode

Control (SMC) approach is enhanced by integrating it with a Deep Deterministic Policy Gradient (DDPG)-based reinforcement learning agent. This hybrid structure allows for adaptive optimization of control gains, thereby improving system robustness against external disturbances and enhancing reference trajectory tracking performance.

1. Giriş

Son yıllarda özellikle dört rotorlu İHA'lar, yüksek manevra kabiliyeti ve görev çeşitliliği sayesinde hem sivil hem de askeri alanlarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Gözetim, keşif, arama-kurtarma, sınır güvenliği ve lojistik gibi kritik görevlerde bu sistemlerin; değişken çevre koşulları ve sistem parametre değişimlerine karşı çevrim içi uyum sağlayabilen güvenilir yapılara sahip olması gerekmektedir [1,2].

Bu doğrultuda literatürde, hedef tespiti, sınıflandırma ve takip görevlerine yönelik pek çok yöntem önerilmiştir. Örneğin, derin öğrenme tabanlı nesne algılama ile hareketli hedef tespiti [3], YOLO mimarisiyle gerçek zamanlı hedef tespiti [4] gibi yöntemler önerilmiştir. Ancak bu çalışmaların çoğunda kullanılan klasik kontrolcüler, ani bozucular veya karmaşık çevresel koşullarda kararlı takip sağlamakta yetersiz kalmıştır. Bu nedenle, pekiştirmeli öğrenme algoritmalarının dayanıklı kontrol yöntemleriyle hibrit kullanımı ön plana çıkmıştır.

Lillicrap ve arkadaşları [5], sürekli kontrol problemleri için DDPG algoritmasını önermiştir. Bu algoritmanın SMC ile birlikte kullanımı, çatırtı probleminin azaltılması ve bozucu etkiler altında kararlı kontrolün sağlanmasında etkili olmuştur [6]. Ayrıca, Kuang ve Chen [7], giriş doyumu ve dış bozucular altında dört rotorlu İHA'lar için uyarlamalı SMC tasarlayarak dayanıklı takip performansını geliştirmiştir. Öte yandan, SMC yöntemleri hızlı yakınsama ve kararlılık sağlasa da, kontrol sinyalindeki çatırtı (chattering) problemi nedeniyle uygulamalarda sınırlamalarla karşılaşmaktadır [8]. Bu nedenle, DDPG ile SMC kazançlarının çevrim içi optimize edilmesi literatürde öne çıkan etkili çözümlerden biri olmuştur [6].

Bu çalışmada, literatürdeki çalışmalardan farklı olarak, uçuş sırasında otomatik engel tespiti ve hedefe yönelim kontrolü eşzamanlı olarak gerçekleştirilmiştir. Derin öğrenme tabanlı nesne algılama algoritması ile hedef konumu belirlenmiş, ardından bu hedef yönelimi için DDPG tabanlı adaptif SMC kontrolü tasarlanmıştır. Geliştirilen yapı, klasik SMC'nin yüksek kazanç ihtiyacını azaltmakta ve referans takibini DDPG ile optimize etmektedir. Sistem, değişken çevre koşullarına karşı adaptif çalışmaktadır.

Kontrol algoritmaları, doğrusal olmayan bir dört rotorlu İHA modeline MATLAB/Simulink ortamında entegre edilerek kapsamlı benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen yöntemin hem engel tespiti hem de kararlı takip açısından yüksek başarı gösterdiğini ortaya koymaktadır. Bu yönüyle çalışma, uçuş sırasında eşzamanlı görüntü işleme, çevrim içi kontrol ve öğrenme süreçlerini bir araya getirerek literatüre katkı sağlamaktadır.

2. Dört Rotorlu İHA Sisteminin Matematiksel Modellemesi

Dört rotorlu insansız hava aracı (İHA) sistemleri, dört adet motor ve pervane ile çalışan hava araçlarıdır. Bu motorlar genellikle artı (+) veya çarpı (×) konfigürasyonlarında yerleştirilir [9]. Dört rotorlu sistemlerde iki rotor saat yönünde, diğer iki rotor ise saat yönünün tersine dönecek şekilde yerleştirilir. Bu karşılıklı dönüş prensibi sayesinde tork dengesi sağlanır ve İHA, temel uçuş manevralarını gerçekleştirebilir [9].

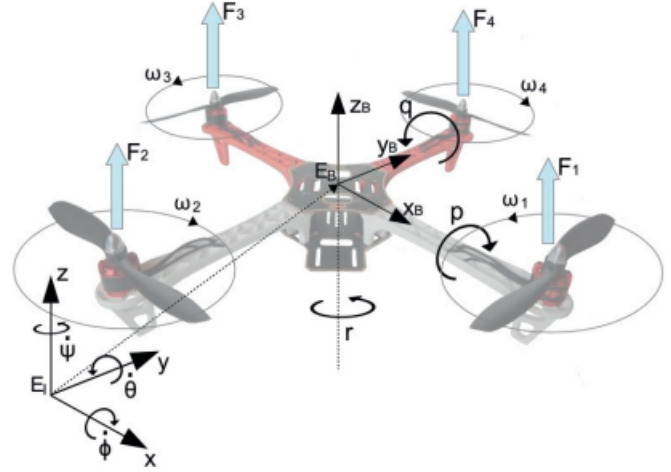
Yükselme, alçalma, yatış (roll), yunuslama (pitch) ve sapma (yaw) hareketleri; dört motorun hızlarının birbirine göre değiştirilmesiyle sağlanır. Örneğin, tüm motorlar aynı hızda döndüğünde araç dikey olarak yükselir veya alçalır. Yatış ve yunuslama hareketleri için sağ-sol veya ön-arka rotor çiftleri arasında hız farkı oluşturulur. Sapma hareketi ise zıt yönlerde dönen rotorların oluşturduğu tork farkı ile gerçekleştirilir.

Dört rotorlu İHA'nın dinamik modeli, 12 durum değişkeninden oluşan bir vektör ile tanımlanır. Bu değişkenler sırasıyla $x, y, z, \phi, \theta, \psi, u, v, w, p, q$ ve r şeklindedir. Burada x, y, z konum bileşenlerini; ϕ, θ, ψ Euler açıları cinsinden yönelimi; u, v, w gövde eksen takımındaki doğrusal hız bileşenlerini ve p, q, r ise açısal hız bileşenlerini ifade eder [10].

2.1. Koordinat Sistemleri ve Yönelim Dönüşümleri

Dört rotorlu İHA'nın konum ve yönelimi, genellikle yer (inertial) ve gövde (body-fixed) koordinat sistemleri kullanılarak tanımlanır. Yer koordinat sistemi, Dünya'ya sabit olup genellikle Kuzey-Doğu-Aşağı (NED) yönelimindedir. Gövde koordinat sistemi ise İHA'nın kütle merkezine sabitlenmiş olup aracın hareketiyle birlikte değişir [10].

İHA'nın uzaydaki yönelimi, Euler açıları olan yatış (ϕ), yunuslama (θ) ve sapma (ψ) ile ifade edilir. Yer ve gövde koordinat sistemleri arasındaki dönüşüm, bu açıları kullanan yönelim matrisi (Rotation Matrix) aracılığıyla sağlanır. Ayrıca, gövde eksenindeki açısal hızlar (p, q, r) ile Euler açıları türevleri ($\dot{\phi}, \dot{\theta}, \dot{\psi}$) arasındaki ilişki Denklem (1)'de tanımlanmıştır.



Şekil 1: Dört Rotorlu İHA'nın Gövde Koordinat Sistemine Göre Eksen Gösterimi [11]

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{\theta} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \sin \phi \tan \theta & \cos \phi \tan \theta \\ 0 & \cos \phi & -\sin \phi \\ 0 & \sin \phi / \cos \theta & \cos \phi / \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} \quad (1)$$

Bu dönüşüm matrisi, İHA'nın açısal hızlarını Euler açıları üzerinden tanımlayarak yönelim dinamiklerinin modellenmesini sağlar.

2.2. Kuvvet ve Moment Denklemleri

Dört rotorlu İHA'nın dinamik davranışları, Newton-Euler formülasyonuna dayalı olarak modellenmiştir. Bu model, aracın üç boyutlu konum ve yönelim hareketlerini tanımlayan toplam 12 durum değişkeninden oluşur. Sistem; yer koordinat sisteminde ifade edilen translasyonel hareketler ile gövde koordinat sistemindeki rotasyonel hareketleri ayrı olarak ele alır.

İHA'ya etki eden toplam kuvvet ve momentler; motor itki-leri, yerçekimi ve varsa aerodinamik direnç kuvvetlerinin süperpozisyonundan oluşur. Bu kapsamda sistem dinamikleri; translasyonel hareket denklemleri ve rotasyonel hareket denklemleri (2) ve (3)'de verilmiştir..

$$m\ddot{\mathbf{r}} = R(\phi, \theta, \psi) \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -F_T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ mg \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{I}\dot{\boldsymbol{\omega}} + \boldsymbol{\omega} \times (\mathbf{I}\boldsymbol{\omega}) = \boldsymbol{\tau} \quad (3)$$

Burada $\mathbf{r} = [x, y, z]^T$ konum vektörünü, $\boldsymbol{\omega} = [p, q, r]^T$ açısal hız vektörünü, $R(\phi, \theta, \psi)$ yönelim dönüşüm matrisini, F_T toplam itkiyi ve $\boldsymbol{\tau}$ moment vektörünü temsil eder. Bu denklemler, dört motorun ürettiği kuvvet ve momentlerin İHA'nın hareketlerine nasıl etki ettiğini açıklar. Motorlardan elde edilen toplam itki ve momentler aşağıdaki denklemlerle ifade edilir [12].

$$F_T = b(\omega_1^2 + \omega_2^2 + \omega_3^2 + \omega_4^2) \quad (4)$$

$$\tau_\phi = l \cdot b(\omega_2^2 - \omega_4^2) \quad (5)$$

$$\tau_\theta = l \cdot b(\omega_3^2 - \omega_1^2) \quad (6)$$

$$\tau_\psi = d(\omega_1^2 - \omega_2^2 + \omega_3^2 - \omega_4^2) \quad (7)$$

Burada b itki katsayısını, d moment katsayısını ve l motor ile İHA kütle merkezi arasındaki uzaklığı temsil eder. Bu ifadeler yardımıyla İHA'nın kontrol yüzeyleri yerine rotor hızları üzerinden yönlendirilmesi sağlanır.

3. Kontrolcü Tasarımı

Geliştirilen dört rotorlu İHA'nın, çevresel engelleri algılayarak oluşturulan yol haritasına uygun şekilde referans takibi yapabilmesi amacıyla kontrolcü tasarımları yapılmıştır. Tasarlanan bu kontrol yapısı, İHA'nın konum ve yönelim kontrolünü gerçekleştirerek birlikte; dış bozululara ve sistem parametrelerindeki belirsizliklere karşı da dayanıklı olacak şekilde planlanmıştır [13].

Bu doğrultuda, klasik Kayan Kipli Kontrol ve Pekiştirmeli Öğrenme (RL) tabanlı DDPG-SMC olmak üzere iki farklı kontrol yöntemi uygulanmıştır. Her iki yöntemde de temel hedef, İHA'nın belirlenen referans yörüngesi minimum hata ile takip etmesini sağlamak ve sistemin kararlılık ile dayanıklılık özelliklerini artırmaktır.

3.1. Klasik Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

Kontrolcü tasarımının ilk aşamasında, dış bozululara ve model belirsizliklerine karşı yüksek dayanıklılık sağlamak amacıyla Kayan Kipli Kontrol (SMC) yöntemi tercih edilmiştir. SMC, sistemin referans yörüngesi hızlı ve kararlı biçimde ulaşmasını sağlarken, aynı zamanda dış bozululara karşı dirençli bir kontrol stratejisi sunar. Özellikle doğrusal olmayan dinamiklere sahip hava araçlarında, SMC yönteminin başarıyla uygulanmış olması bu yöntemi tercih sebebi yapmaktadır [12].

Tasarlanan kontrol yapısında, dört rotorlu İHA'nın konum ve yönelim kontrolü birbirinden ayrılarak hiyerarşik olarak ele alınmıştır. Bu amaçla sistem, yönelim (açısal) ve konum (çizgisel) olmak üzere iki alt sisteme ayrılmıştır. Yönelim alt sistemi, Euler açıları ve açısal hızları içerirken; konum alt sistemi, İHA'nın uzaydaki konumunu ve doğrusal hız bileşenlerini kapsar. Denklem (8)'de bu sistem yapısı verilmiştir.

Ayrıca kurulan kontrol mimarisi Şekil 2'de verilmiş olup, konum kontrolü ile elde edilen kontrol sinyalleri yönelim referans açılarına dönüştürülerek yönelim kontrolcüsüne giriş olarak sağlanmıştır.

$$\begin{bmatrix} U_2 \\ U_3 \\ U_4 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \phi \\ \dot{\phi} \\ \theta \\ \dot{\theta} \\ \psi \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} \xrightarrow{U_1} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ y \\ \dot{y} \\ z \\ \dot{z} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Her bir durum değişkeni için tanımlanan kayma yüzeyleri Denklem (9)'da verilmiştir [14].

$$\begin{aligned} s_x &= (\dot{x} - \dot{x}_d) + \lambda_x(x - x_d) \\ s_y &= (\dot{y} - \dot{y}_d) + \lambda_y(y - y_d) \\ s_z &= (\dot{z} - \dot{z}_d) + \lambda_z(z - z_d) \\ s_\phi &= (\dot{\phi} - \dot{\phi}_d) + \lambda_\phi(\phi - \phi_d) \\ s_\theta &= (\dot{\theta} - \dot{\theta}_d) + \lambda_\theta(\theta - \theta_d) \\ s_\psi &= (\dot{\psi} - \dot{\psi}_d) + \lambda_\psi(\psi - \psi_d) \end{aligned} \quad (9)$$

Burada λ_i pozitif kazanç parametreleri olup, sistemin yakınsama hızını belirlemektedir. Kayma yüzeylerine ulaşım koşulu ise Denklem (10)'da verilmiştir [15].

$$\dot{s}_i = -\lambda_i s_i - K_i \cdot \text{sign}(s_i) \quad (10)$$

Bu denklemde K_i , sistemin dış bozululara ve model belirsizliklerine karşı dayanıklılığını artıran kontrol kazancıdır.

Pozisyon kontrolü sonucunda elde edilen w_1, w_2, w_3, w_4 sinyalleri yönelim referanslarına dönüştürülür.

$$\theta_d = \sin^{-1}(\text{sat}(w_2)), \quad \phi_d = \sin^{-1}(\text{sat}(w_1)) \quad (11)$$

Burada $\text{sat}(\cdot)$ fonksiyonu, fiziksel sınırlara uyum sağlamak amacıyla kullanılan saturasyon fonksiyonudur.

Son aşamada, elde edilen kontrol sinyalleri rotor bazlı motor girişlerine dönüştürülür. Bu kontrol dağılımı matrisi aşağıdaki Denklem (12)'de verilmiştir.

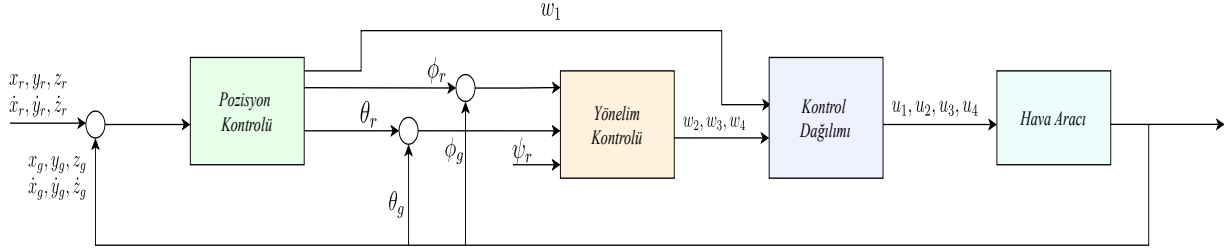
$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & -l & 0 & l \\ -l & 0 & l & 0 \\ d & -d & d & -d \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \\ w_3 \\ w_4 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Bu dönüşüm ile her bir motor için gerekli olan itki kuvvetleri u_1, u_2, u_3, u_4 olarak elde edilmektedir.

3.2. DDPG Tabanlı Adaptif Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı

Klasik SMC yapısı, doğrusal olmayan sistemlerde Lyapunov kararlılığı sağlayarak sistemin referans yörüngesi kararlı bir şekilde yakınsamasını garanti eder. Ancak, sabit kazançlı SMC kontrolörlerde dış bozuluların değişken etkilerine karşı yeterli esneklik sağlanamaz ve bu durum referans takibi performansında sınırlamalara yol açar. Bu çalışmada, klasik SMC yapısına Derin Pekiştirmeli Öğrenme tabanlı bir yaklaşım entegre edilerek kontrol performansının artırılması hedeflenmiştir. Bu amaçla, Derin Deterministik Politika Gradyanı (DDPG) algoritması ile desteklenen bir kontrol yapısı önerilmiştir. Belirli SMC kazanç parametrelerinin ajan tarafından çevrim içi ve adaptif biçimde ayarlanması sağlanmıştır.

Derin Sinir Ağları (DNN), doğrusal olmayan karmaşık ilişkileri temsil edebilme yetenekleri nedeniyle, kontrol problemlerinde sıklıkla tercih edilmektedir. Bu yapılar, ortamın dinamiklerini açıkça modellemeye gerek kalmadan doğrudan deneyimlere dayalı politika öğrenme kapasitesi sunar. Sürekli aksiyon uzaylarında çalışan DDPG algoritması, aktör-eleştirmen



Şekil 2: Kayan Kipli Kontrolcü Blok Diyagramı

mimarisiyle politikayı ve değer fonksiyonunu ayrı ağlar üzerinden öğrenir. Bu yapıda, eleştirmen ağı Denklem (13)'de verilen Bellman hata fonksiyonu ile optimize edilir [6].

$$L(\phi) = \mathbb{E}_{s,a,r,s'} \left[(Q_\phi(s,a) - (r + \gamma Q_{\phi'}(s', \pi_{\theta'}(s'))))^2 \right] \quad (13)$$

Aktör ağı ise, politika performansını iyileştirmek amacıyla Denklem (14)'da verilen deterministik politika gradyanı teoremi kullanılarak güncellenir [6].

$$\nabla_{\theta} J(\theta) = \mathbb{E}_{s \sim \mathcal{D}} \left[\nabla_a Q_\phi(s,a) \Big|_{a=\pi_\theta(s)} \nabla_{\theta} \pi_\theta(s) \right] \quad (14)$$

Bu yapı, kontrol sisteminde adaptif kazanç üretimini hem kararlı hem de verimli bir şekilde gerçekleştirmeye olanak tanır.

Bu çalışmada kullanılan eleştirmen ağı (critic), ajan tarafından gerçekleştirilen eylemlerin durum-aksiyon değerini (Q-değeri) tahmin etmek amacıyla yapılandırılmıştır. Giriş olarak gözlem vektörü ve ajan tarafından seçilen aksiyon verilir. Gözlem vektörü iki tam bağlantılı katmandan (sırasıyla 128 ve 200 nöron) geçirilir ve her katmandan sonra ReLU aktivasyonu uygulanır. Aksiyon girişi de benzer şekilde tam bağlantılı bir katmandan geçerek ReLU ile etkinleştirilir. Bu iki ayrı işlem hattı, toplama katmanında birleştirilerek ortak bir yol izler ve ardından ReLU katmanından geçirilerek son Q değeri üretilir.

Aktör ağı (actor), sistemin mevcut gözleminden sürekli değerlendirilen eylemler (K_x, K_y, K_z gibi kazançlar) üretmek üzere yapılandırılmıştır. Girdi olarak dokuz boyutlu bir gözlem vektörü alır ve sırasıyla 128 ve 200 nöronlu tam bağlantılı katmanlardan geçirir; her katmanda ReLU aktivasyonu kullanılır. Çıkış katmanı üç boyutludur ve $\tanh(\cdot)$ aktivasyonu ile çıktılar $[-1, 1]$ aralığına sıkıştırılır. Elde edilen çıktılar, önceden belirlenmiş minimum-maksimum kazanç sınırlarına doğrusal olarak ölçeklenerek SMC denetleyicisine geçici referans kazançları olarak

aktarılır. Ölçekleme aşağıda verilen Denklem (15)'de verilmiştir [6].

$$K_i = K_{i,\min} + \frac{a_i + 1}{2} (K_{i,\max} - K_{i,\min}), \quad i \in \{x, y, z\}. \quad (15)$$

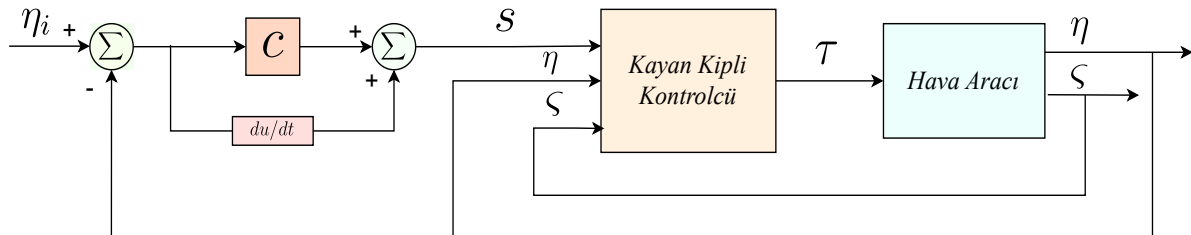
Bu denklemde $a_i \in [-1, 1]$ aktör ağının normalize çıkışıdır.

Klasik SMC kontrolörün sabit kazançlarla çalışmasının sınırlı performans sergilemesi nedeniyle, bu yapı içerisine DDPG tabanlı bir ajan entegre edilmiş ve ajan, sistemin anlık dinamiklerine göre uygun K kazançlarını ayarlamıştır. Eğitim süreci tamamlandıktan sonra DDPG ajanı, kontrol yapısına bir parametre düzenleyici olarak entegre edilmiştir. Böylece kazançların, referans takibi sırasında değişen sistem koşullarına dinamik olarak uyarlanması sağlanmıştır. DDPG tabanlı SMC kontrolcü yapısının blok diyagramı Şekil 3'te sunulmuştur [6].

Bu yöntem sayesinde, klasik SMC kontrolcüsüne kıyasla hedef referanslara daha hızlı ve daha düşük hata ile ulaşılabilmiş; ayrıca yüksek doğruluklu ve kararlı bir yörünge takibi performansı elde edilmiştir. Gerçekleştirilen benzetimler, DDPG destekli adaptif SMC yapısının, klasik SMC yapısına göre hedef takibi ve bozulalara karşı dayanıklılık açısından üstün sonuçlar verdiğini göstermiştir.

4. Engel Algılama ve Rota Planlama

Bu bölüm, İHA'nın dinamik ve karmaşık ortamlarda güvenli bir biçimde seyrini sağlamak üzere geliştirilen *engel algılama* ve *rota planlama* modüllerinin tasarım ayrıntılarını sunar. Önerilen yapı üç temel bileşenden oluşmaktadır: Derinlik haritası üretimi, küresel (global) rota planlaması ve senaryo değişiklikleriyle tetiklenen yerel (lokal) rota güncellenmesi. Böylece İHA, çevresindeki engelleri doğru konumlandırabilmekte, optimum



Şekil 3: DDPG tabanlı Kayan Kipli Kontrolcü mimarisi [6]

rotayı seçebilmekte ve anlık engellere dinamik olarak tepki verebilmektedir.

Derinlik haritaları, İHA'nın çevresini 3B olarak modelleyip engel konumlarını algılaması için temel veri kaynağıdır. Çalışmada, *Solid-State Flash ToF LiDAR* sensörü kullanılmıştır. Bu sensör, görüş alanının tamamına eşzamanlı kızılötesi lazer darbeleri gönderir ve yansıyan fotonların pikosaniye mertebesindeki uçuş süresini ölçerek derinlik bilgisini üretir. SPAD matrisleri sayesinde tek foton hassasiyetinde ölçüm yapılmakta, zaman histogramlama ile gürültü ve çoklu yansımalar bastırılmaktadır. Tüm düzeltmeler uygulandığında, iPhone-tabanlı LiDAR modülü 256×192 çözünürlükte 60 fps derinlik çıktısı sağlamaktadır [16].

LiDAR verisinin düşük açısal çözünürlüğü, *Prompt Depth Anything (PromptDA)* modeli ile giderilmiştir. PromptDA; RGB görüntüden çıkarılan öznitelikleri seyrek LiDAR istem bilgisiyle çok-ölçekli dikkat bloklarında birleştirerek metrik doğrulukta, yüksek çözünürlüklü derinlik haritaları oluşturur. Model; (i) Swin-ViT kodlayıcısı, (ii) LiDAR-RGB istek füzyon bloğu ve (iii) art arda üst-örnekleme çözücüsünden oluşur; böylece kenar detayları korunarak eksiksiz derinlik üretimi mümkün olur [17].

4.1. Küresel Rota Planlaması

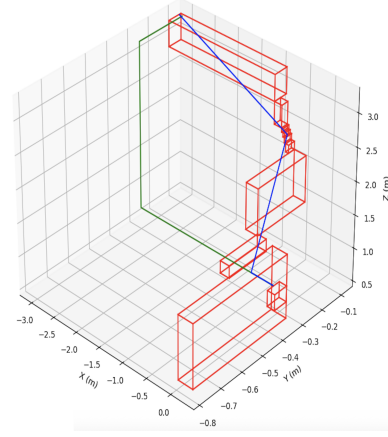
LiDAR nokta bulutları, odometri ve IMU verileriyle dünya koordinat sistemine dönüştürülerek birleşik bir küresel harita oluşturulur. Harita, sabit kenar uzunluklu vöksel ızgaraya bölünür; nokta yoğunluğu belirli bir eşiğin üzerinde kalan vökseller *yasak bölge* olarak işaretlenir. Bağlantılı kümeleme ile çıkar engeller kırmızı ızgaralar ile temsil edilir ve serbest vöksel uzayında 6-komşuluk tabanlı A* araması yapılır [18]. Başlangıç ve hedef noktalar, Manhattan sezgiseli (heuristic) kullanılarak en kısa güvenli yol üzerinde birleştirilir. A* sonuç dizisi grid merkezlerine geri projekte edilerek küresel referans rotası $\{p_0, \dots, p_L\}$ Şekil 4'teki gibi elde edilir.

4.2. Lokal Rota Güncellenmesi

Kamera veya çevre şartlarındaki değişiklikler küresel rotanın optimizasyonunu bozabileceğinden, *lokal planlayıcı* değişiklik anlarında tetiklenerek global rotadaki gerekli güncellemeleri rota üzerine uygular. YOLOv5-n tabanlı nesne algılama ve Farneback yoğun optik akışı birlikte kullanılarak sahne değişimleri tespit edilir [19, 20]. Kamera titreşimi düşükken nesne kaybı süresi eşiği aşarsa yeni sahne segmenti başlatılır. Her segmentteki nokta bulutları tekrar dünya koordinatına dönüştürülür, yerel yasak vöksel haritası oluşturulur ve A* ile yeni bir alt-yol P_{lokal} üretilir. Alt-yol uzunluğu L_{lokal} , orijinal parçadan kısaysa ya da mevcut parça engel bölgesiyle çıkışıyorsa, küresel rota ilgili bölümler değiştirilir. Bu güncellenmenin küresel rotaya etkisi Şekil 4'te karşılaştırmalı olarak verilmektedir.

Flash ToF LiDAR + PromptDA tabanlı derinlik haritaları, zayıf kontrastlı veya ince engelleri dahi algılayarak; A* + vöksel ızgara yapısı güvenli küresel rota üretmektedir. Sahne temelli lokal güncelleme ise YOLO ve optik akış verilerini kullanarak rota parçalarını yeniden planlayıp toplam uçuş mesafesini %15'e varan oranda kısaltmıştır¹. Böylece kontrol katmanına iletilen referans yörünge hem enerji verimli hem de çarpışma-

sız uçuş güvenliği sunmaktadır.



Şekil 4: Küresel ve Güncellenmiş A* tabanlı Hedef Yörüngeleri (Küresel Yörünge: Yeşil, Güncellenmiş Yörünge: Mavi)

5. Benzetim Çalışmaları

Bu çalışmada, dört rotorlu bir İHA'nın referans yörünge takibi için gerçekleştirilen benzetim çalışmalarında klasik SMC ve DDPG destekli adaptif SMC kontrol yapıları karşılaştırılmıştır. Her iki yöntemde de önceden planlanmış üç boyutlu referans yörünge kullanılmış; klasik SMC yapısında sabit kazançlar ($\lambda_x = \lambda_y = 1.25$, $\lambda_z = 1$, $\lambda_\theta = 5$; $K_x = K_y = 0.05$, $K_z = 1$, $K_\phi = K_\theta = 0.2$) ile çalışılmıştır. DDPG tabanlı yapıda ise öğrenme ajanı, 0.995 ödül indirgeme katsayısı, 128 mini yığın boyutu ve 0.02 s örnekleme süresi gibi parametrelerle eğitilmiştir.

Her iki kontrol yöntemine ait x, y, z pozisyon takip hataları Şekil 5, 6 ve 7'de verilmiştir. Grafikler, sistemin referans takibi başarımını ve genel kararlılığını görsel olarak değerlendirmeye imkân sağlamaktadır.

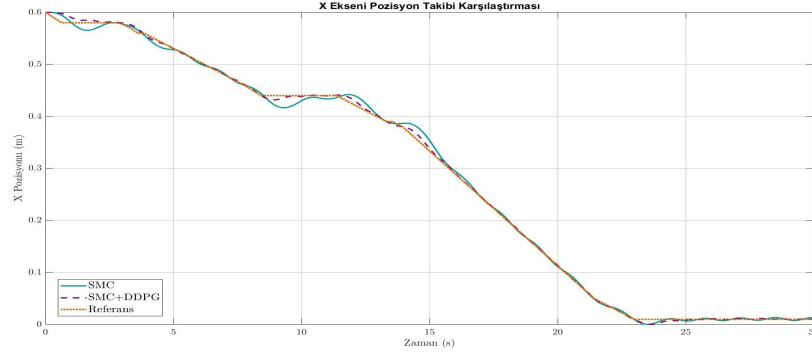
Gerçekleştirilen karşılaştırmalı analizler sonucunda, DDPG destekli adaptif SMC kontrol yapısının tüm eksenlerde klasik yapıya göre daha düşük konum hataları ve kararlı geçici rejim davranışı sergilediği gözlemlenmiştir.

Ayrıca, Tablo 1'de elde edilen ISE (Integral Square Error) değerleri incelendiğinde, DDPG-SMC yapısının klasik SMC'ye kıyasla daha yüksek izleme doğruluğu ve daha düşük toplam hata ile çalıştığı görülmüştür. Bu bağlamda, öğrenme tabanlı kazanç uyarlamasının, özellikle çevresel değişkenliğin yüksek olduğu senaryolarda sistem performansını anlamlı düzeyde artırdığı sonucuna varılmıştır.

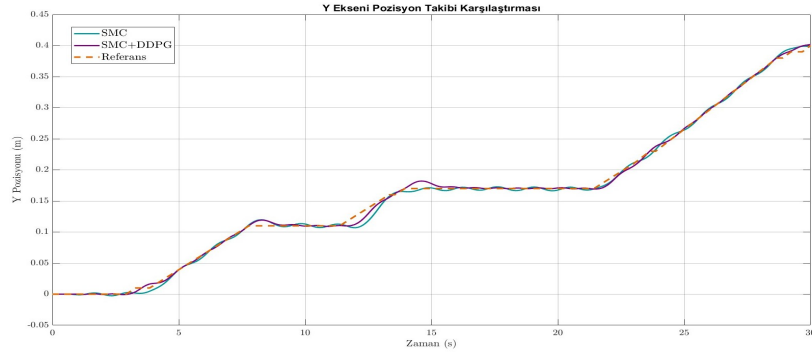
Tablo 1: SMC ve SMC+DDPG Karşılaştırmalı ISE Tablosu

Pozisyon Ekseni	Klasik SMC	SMC+DDPG
x	0.0018	0.0005
y	0.0008	0.0004
z	0.0013	0.0007

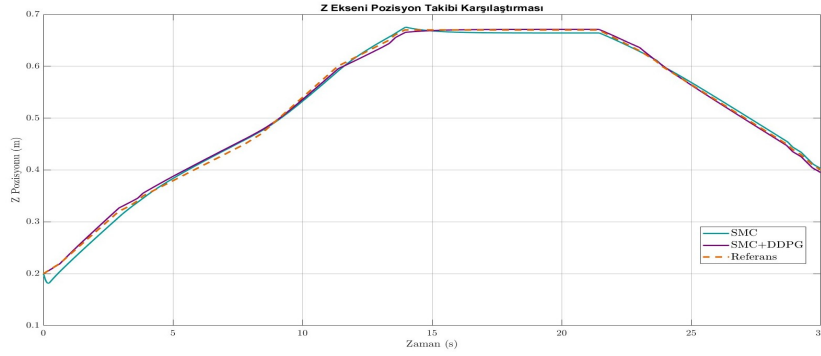
¹Bu oran, örnek senaryoda $L_{\text{global}} = 5,580$ m ve $L_{\text{nihai}} = 4,711$ m olarak ölçülmüştür.



Şekil 5: x ekseninde SMC ve DDPG tabanlı SMC kontrolcülerin hata sinyalleri karşılaştırması



Şekil 6: y ekseninde SMC ve DDPG tabanlı SMC kontrolcülerin pozisyon takibi karşılaştırması



Şekil 7: z ekseninde SMC ve DDPG tabanlı SMC kontrolcülerin pozisyon takibi karşılaştırması

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, dört rotorlu bir insansız hava aracının referans yörünge takibi için klasik SMC ile DDPG tabanlı SMC yöntemleri karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, DDPG destekli yapının tüm eksenlerde daha düşük konum hataları, daha kararlı geçici rejim davranışı ve daha yüksek izleme doğruluğu sunduğunu ortaya koymuştur. Özellikle Tablo 1'de sunulan ISE değerleri incelendiğinde, öğrenme tabanlı kazanç uyarlamasının sabit kazançlı klasik SMC'ye kıyasla hatayı anlamlı ölçüde azalttığı ve sistemin dış bozulmalara karşı dayanıklılığını artırdığı açıkça görülmektedir. Bu bulgu, önerilen yaklaşımın, dinamik çevre koşulları altında daha güvenilir bir kontrol yapısı sunduğunu göstermektedir.

Önerilen kontrol mimarisi, değişken çevre koşullarına uyum sağlayabilme özelliği sayesinde yalnızca doğruluk ve kararlılığı artırmakla kalmamış, aynı zamanda güvenli uçuş için gerekli gereksinimleri de karşılamıştır. Bununla birlikte, derin öğrenme tabanlı engel algılama ve rota planlama modüllerinin sisteme entegre edilmesi, İHA'nın otonomi seviyesini yükseltmiş ve karmaşık senaryolarda çarpışmasız, güvenli görev icrasına imkân tanımıştır.

Sonuç olarak, bu çalışma literatüre üç temel katkı sağlamaktadır: (i) DDPG ile SMC'nin birleştirilerek adaptif kazanç üretiminin sağlanması, (ii) görüntü işleme tabanlı engel algılama ve rota planlama süreçlerinin kontrol yapısıyla eşzamanlı çalıştırılması, (iii) benzetim sonuçlarıyla desteklenen yüksek doğruluklu ve kararlı bir yörünge takip performansının elde

edilmesi. Gelecek çalışmalarda ise Terminal Kayan Kipli Kontrol (TSM) yapısının kullanılması ve λ parametrelerinin eniyilemesi hedeflenmektedir. Bu sayede, daha hızlı yakınsama, gelişmiş doğruluk ve yüksek dayanıklılık elde edilerek İHA kontrol performansının daha ileri seviyelere taşınması amaçlanmaktadır.

7. Teşekkür

Bu çalışma 2209-B – Üniversite Öğrencileri Sanayiye Yönelik Araştırma Projeleri Desteği Programı kapsamında TÜBİTAK ve Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri (BAP) tarafından desteklenmektedir.

8. Kaynakça

- [1] M. Achtelik, A. Bachrach, R. He, and N. Roy, "Autonomous flight and exploration of unknown indoor environments," *Journal of Field Robotics*, vol. 29, no. 4, pp. 637–659, 2012. Erişim: <https://doi.org/10.1002/rob.20401>
- [2] K. P. Valavanis and G. J. Vachtsevanos, Eds., *Handbook of Unmanned Aerial Vehicles*. Springer, 2015. Erişim: <https://doi.org/10.1007/978-90-481-9707-1>
- [3] Z. Zhang, Y. Chen, J. Li, and M. Wang, "Moving Target Detection Technology Based on UAV Vision," *Journal of Physics: Conference Series*, vol. 2010, no. 1, p. 012139, 2021. Erişim: <https://doi.org/10.1088/1742-6596/2010/1/012139>
- [4] J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick, and A. Farhadi, "You Only Look Once: Unified, real-time object detection," in *Proc. IEEE Conf. Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, 2016, pp. 779–788. Erişim: <https://arxiv.org/abs/1506.02640>
- [5] T. P. Lillicrap, J. J. Hunt, A. Pritzel, N. Heess, T. Erez, Y. Tassa, D. Silver, and D. Wierstra, "Continuous control with deep reinforcement learning," *Int. Conf. Learning Representations (ICLR)*, 2016. Erişim: <https://arxiv.org/abs/1509.02971>
- [6] W. Hu, Y. Yang, and Z. Liu, "Deep Deterministic Policy Gradient (DDPG) Agent-Based Sliding Mode Control for Quadrotor Attitudes," *Drones*, vol. 8, no. 3, p. 95, 2024. Erişim: <https://doi.org/10.3390/drones8030095>
- [7] J. Kuang and M. Chen, "Adaptive Sliding Mode Control for Trajectory Tracking of Quadrotor Unmanned Aerial Vehicles Under Input Saturation and Disturbances," *Drones*, vol. 8, no. 11, p. 614, 2024. Erişim: <https://doi.org/10.3390/drones8110614>
- [8] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 40, no. 1, pp. 23–36, 1993. Erişim: <https://doi.org/10.1109/41.184818>
- [9] X. L. X. Zhang, "Dört rotorlu robotların modellenmesi ve tanımlanmasına yönelik bir derleme," *Abstract and Applied Analysis*, 2014. Erişim: <https://doi.org/10.1155/2014/320526>
- [10] M. Ryll, H. H. Bühlhoff, P. R. Giordano, "Modeling and control of a quadrotor UAV with tilting propellers," *Proc. IEEE Int. Conf. on Robotics and Automation (ICRA)*, RiverCentre, Saint Paul, Minnesota, USA, pp. 4606–4613, 2012.
- [11] A. Chovancová, T. Fico, L. Chovanec and P. Hubinský, "Mathematical Modelling and Parameter Identification of Quadrotor (a survey)," *Procedia Engineering*, vol. 96, pp. 172–181, 2014, doi:10.1016/j.proeng.2014.12.139.
- [12] F. Sabatino, *Quadrotor Control: Modeling, Nonlinear Control Design, and Simulation*, Master's Thesis, KTH Royal Institute of Technology, Stockholm, 2015.
- [13] J. Yu, Q. Xu and Y. Zhi, "A TSM control scheme of integrated guidance/autopilot design for UAV," in *Proc. 3rd Int. Conf. Computer Research and Development*, 2011.
- [14] Özhan Bingöl, *Askıda Yük Taşıyan Dört Rotorlu İHA Sistemlerinin Modellenmesi ve Sonlu/Sabit Zamanlı Adaptif Kayan Kipli Kontrolcü Tasarımı*, Doktora Tezi, Erzurum Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Erzurum, Türkiye, 2023.
- [15] Mehmet Yılmaz, *Motion Control of Quadrotor System with Sliding-Mode Control (SMC)*, Master's Thesis, Bursa Technical University, Bursa, Turkey, January 2015.
- [16] A. Inc., «Introducing the LiDAR Scanner on iPhone 12 Pro and iPad Pro,» Apple Developer Documentation, 2020.
- [17] H. Lin, S. Peng, J. Chen, *et al.*, "Prompting Depth Anything for 4K Resolution Accurate Metric Depth Estimation," *arXiv preprint arXiv:2412.14015*, 2025.
- [18] P. E. Hart, N. J. Nilsson and B. Raphael, "A Formal Basis for the Heuristic Determination of Minimum Cost Paths," in *IEEE Transactions on Systems Science and Cybernetics*, vol. 4, no. 2, pp. 100–107, July 1968, doi: 10.1109/TSSC.1968.300136. keywords: Costs;Mathematical programming;Minimization methods;Functional programming;Automatic control;Minimax techniques;Gradient methods;Chemical technology;Automatic programming;Instruction sets,
- [19] G. Jocher, A. Stoken, A. Chaurasia, J. Borovec, *et al.*, "ultralytics/yolov5: v6.0 - YOLOv5n 'Nano' models, Roboflow integration, TensorFlow export, OpenCV DNN support," Zenodo, 2021, doi: 10.5281/zenodo.5563715.
- [20] G. Farnebäck, "Two-Frame Motion Estimation Based on Polynomial Expansion," in *Proc. Image Analysis (SCIA 2003)*, LNCS, vol. 2749, pp. 363–370, Gothenburg, Sweden, 2003.

Kristal Yapı Algoritması ile Sinyalize Kavşaklarda Gecikme Süresi Optimizasyonu

Delay Optimization at Signalized Intersections with Crystal Structure Algorithm

Zülal Hilal YILDIZ BUDAK¹, Akif DURDU²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Konya Teknik Üniversitesi, Konya
zhybudak@ktun.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Konya Teknik Üniversitesi, Konya
adurdu@ktun.edu.tr

Özetçe

Kentsel trafik sistemlerinde verimliliğin artırılması ve araç gecikmelerinin azaltılması, etkili bir ulaşım yönetimi için kritik öneme sahiptir. Bu çalışmada, sinyalize kavşaklardaki araç başına ortalama kontrol gecikmesini en aza indirmek amacıyla, yeni nesil bir meta-sezgisel yöntem olan Kristal Yapı Algoritması (KYA) uygulanmıştır. KYA'nın performansı, yaygın olarak kullanılan Genetik Algoritma (GA) ve Parçacık Sürü Optimizasyonu (PSO) ile karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Optimizasyon sürecinde, Karayolu Kapasite Kılavuzu (HCM-2000) esas alınarak gecikme modellemesi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, KYA'nın daha düşük gecikme süresiyle trafik sinyal zamanlamasında GA ve PSO'ya kıyasla daha verimli bir performans sergilediğini göstermektedir.

Abstract

Improving efficiency and reducing vehicle delays in urban traffic systems are critical for effective transportation management. In this study, a new-generation metaheuristic method, the Crystal Structure Algorithm (CSA), was applied to minimize the average control delay per vehicle at signalized intersections. The performance of CSA was evaluated comparatively with the widely used Genetic Algorithm (GA) and Particle Swarm Optimization (PSO). During the optimization process, delay modeling was performed based on the Highway Capacity Manual (HCM-2000). The obtained results show that CSA performs more efficiently in traffic signal timing compared to GA and PSO, with lower latency.

1. Giriş

Son yıllarda dünya genelinde yaşanan hızlı kentleşme ve sanayileşmeye paralel olarak şehir nüfuslarında ciddi artışlar yaşanmakta, bu durum ulaşım altyapısı üzerinde baskı oluşturmaktadır. Artan nüfusla birlikte özel araç sayısındaki artış da gözle görülür düzeyde yükselmiş ve şehir içi ulaşım sistemleri mevcut talebi karşılamakta zorlanır hale gelmiştir. Bu durum, özellikle yoğun saatlerde ciddi trafik

sıkışıklıklarına, zaman kayıplarına ve ulaşım sistemlerinin verimliliğinde düşüşe yol açmaktadır [1].

Trafik yoğunluğunun en belirgin şekilde hissedildiği noktalar kavşaklardır. Kavşaklar, birden fazla yolun kesiştiği kritik noktalar olup, burada yaşanan çakışmalar trafik akışını önemli ölçüde yavaşlatmakta ve tıkanıklıklara neden olmaktadır. Bu nedenle, kavşaklardaki trafik sinyalizasyonunun etkin bir şekilde kontrol edilmesi hem trafik akışının iyileştirilmesi hem de şehir içi ulaşım performansının artırılması açısından büyük önem taşımaktadır [2].

Trafik sıkışıklığı yalnızca ulaşım sistemlerinin teknik bir sorunu olarak kalmamakta, aynı zamanda sağlık, çevre ve ekonomi üzerinde de çok yönlü etkiler yaratmaktadır. Uzun süreli beklemeler, bireylerde stres, yorgunluk ve solunum problemleri gibi sağlık sorunlarına yol açarken; araçlardan salınan kirleticiler hava kalitesini düşürerek ekolojik tahribata neden olmaktadır [3-7]. Gürültü kirliliği ve enerji tüketimindeki artış ise çevresel etkilerin diğer önemli boyutlarını oluşturmaktadır. Bununla birlikte, trafik sıkışıklığı yalnızca çevresel ve sağlıkla ilgili sonuçlar doğurmakla kalmaz, aynı zamanda ekonomik açıdan da ciddi etkiler yaratır. Artan yakıt tüketimi, taşıma sürelerindeki uzamalar, iş gücü verimliliğindeki azalma ve üretim kayıpları gibi unsurlar, özellikle büyükşehirlerde ekonomik kaynaklar üzerinde doğrudan bir baskı oluşturmaktadır. Bu nedenle, trafik yoğunluğunun azaltılmasına yönelik geliştirilecek stratejiler, yalnızca teknik değil, aynı zamanda ekonomik sürdürülebilirlik perspektifiyle de ele alınması gereken kritik bir gereklilik hâline gelmiştir.

Bu kapsamda, özellikle sinyalize kavşakların yönetimi trafik kontrol stratejilerinde önemli bir yer tutmaktadır. Kavşaklardaki faz sürelerinin doğru ve etkili biçimde belirlenmesi, araç gecikmelerinin azaltılması ve trafik akışının iyileştirilmesi açısından kritik öneme sahiptir. Ancak trafik hacmindeki düzensizlik ve dalgalanmalar ile faz sürelerinin optimizasyonunun çok değişkenli, doğrusal olmayan bir

problem yapısına sahip olması, klasik çözüm yöntemlerinin bu alanda yetersiz kalmasına neden olmaktadır.

Söz konusu zorlukların üstesinden gelmek amacıyla sezgisel optimizasyon algoritmaları, son yıllarda önemli çözüm alternatifleri olarak öne çıkmıştır. Literatürde, genetik algoritma (GA) ve parçacık sürü optimizasyonu (PSO) gibi yöntemlerin sinyalizasyon kavşaklarında araç gecikmelerini azaltmaya yönelik çalışmalarda etkili sonuçlar verdiği gösterilmiştir [8-10]. Bu çalışmalar, trafik kontrol sistemlerinde doğru sinyal zamanlaması belirlemek amacıyla sezgisel yaklaşımların uygulanabilirliğini ortaya koymaktadır.

Bu çalışmada, farklı mühendislik alanlarında başarılı biçimde uygulandığı bilinen Kristal Yapı Algoritması (KYA) sinyalizasyon kavşaklarındaki ortalama kontrol gecikmesini test etmek amacıyla uygulanmıştır. KYA'nın yüksek düzeydeki arama yetkinliği ve küresel optimuma ulaşmadaki başarısı, bu algoritmayı karmaşık ve çok değişkenli sinyal süresi optimizasyon problemleri için yenilikçi ve etkili bir çözüm yöntemi haline getirmektedir. Çalışma kapsamında, KYA'nın performansı, literatürde yaygın olarak kullanılan GA ve PSO yöntemleriyle karşılaştırılmış ve elde edilen sonuçlar, KYA'nın ortalama kontrol gecikme süresini azaltma açısından üstün bir performans ortaya koyduğunu göstermiştir.

2. Kristal Yapı Algoritması

KYA, doğada bulunan kristal yapıların düzenli ve simetrik organizasyonundan esinlenmiş bir meta-sezgisel optimizasyon yöntemidir. Kristaller; atom, molekül veya iyon gibi temel bileşenlerin üç boyutlu uzayda periyodik ve düzenli biçimde dizilmesiyle oluşan katı maddelerdir. Bu yapıların sahip olduğu yüksek düzeydeki simetri ve düzen, kristalleri fiziksel ve matematiksel açılarından oldukça cazip hâle getirmiştir. Kristalin genel yapısı, kafes (lattice) ve temel (basis) bileşenlerinin bir araya gelmesiyle oluşmaktadır. Kafes, kristal içerisindeki periyodik nokta dizilimlerini ifade ederken, temel ise bu noktalara yerleştirilen atom veya moleküllerin konumlarını ifade eder. Bravais modeli, kristal yapıların matematiksel olarak temsil edilmesinde yaygın olarak kullanılan bir yapıdır. Bu modelde, periyodik kristal düzeni, sonsuz sayıda tekrar eden bir kafes yapısıyla tanımlanır ve her bir kafes noktası, belirli kristalografik yönlerdeki temel vektörlerin tam sayı katlarıyla elde edilen bir konum vektörü ile ifade edilir. Bu tanıma göre, herhangi bir kafes noktasının konumu aşağıdaki şekilde vektörel olarak gösterilir [11,12].

$$r = \sum n_i a_i \quad (1)$$

Burada; n_i bir tam sayı, a_i başlıca kristalografik yönler boyunca uzanan en kısa vektör, i ise kristal köşelerinin sayısını göstermektedir. Bu vektörel ifade, KYA başlangıç adımında kullanılan aday çözümlerin rastgele oluşturulması sürecinin matematiksel temelini oluşturmaktadır [11,12].

$$Cr = \begin{bmatrix} Cr_1 \\ Cr_2 \\ \vdots \\ Cr_i \\ \vdots \\ Cr_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_1^2 & \dots & x_1^j & \dots & x_1^d \\ x_2^1 & x_2^2 & \dots & x_2^j & \dots & x_2^d \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_i^1 & x_i^2 & \dots & x_i^j & \dots & x_i^d \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_n^1 & x_n^2 & \dots & x_n^j & \dots & x_n^d \end{bmatrix}, \begin{cases} i = 1, 2, \dots, n \\ j = 1, 2, \dots, d \end{cases} \quad (2)$$

$$x_i^j(0) = x_{i,\min}^j + \xi(x_{i,\max}^j - x_{i,\min}^j), \quad \begin{cases} i = 1, 2, \dots, n \\ j = 1, 2, \dots, d \end{cases} \quad (3)$$

Burada; n başlangıçtaki aday çözümlerin sayısını, d problemin boyutunu, $x_i^j(0)$ kristallerin başlangıç konumunu, $x_{i,\min}^j$ ve $x_{i,\max}^j$ sırasıyla kristalin minimum ve maksimum sınır değerlerini, ξ $[0,1]$ aralığında rastgele üretilen bir sayıyı, Cr_{temel} köşe noktaları temsil eden ana kristali, Cr_b en iyi uygunluk değerine sahip olan kristali, F_c rasgele seçilen kristallerin çözümlerine ilişkin ortalamayı, Cr_{yeni} yeni kristal çözümünü, Cr_{eski} eski kristal çözümünü ve r , r_1 , r_2 , r_3 $[-1,1]$ aralığında rastgele oluşturulan değerleri ifade etmektedir. Kristal yapı için, temel ve kafes prensiplerinin kullanıldığı konum güncelleme süreci aşağıdaki denklemlerde verilmiştir [11-13].

Basit kübik:

$$Cr_{\text{yeni}} = Cr_{\text{eski}} + rCr_{\text{temel}} \quad (4)$$

En iyi kristale göre kübik:

$$Cr_{\text{yeni}} = Cr_{\text{eski}} + r_1Cr_{\text{temel}} + r_2Cr_b \quad (5)$$

Ortalama kristallere göre kübik:

$$Cr_{\text{yeni}} = Cr_{\text{eski}} + r_1Cr_{\text{temel}} + r_2F_c \quad (6)$$

En iyi kristal ve ortalama kristallere göre kübik:

$$Cr_{\text{yeni}} = Cr_{\text{eski}} + r_1Cr_{\text{temel}} + r_2Cr_b + r_3F_c \quad (7)$$

Burada, (4)-(7) denklemleri ile hem yerel hem de küresel aramalar eş zamanlı olarak gerçekleştirilmektedir. Böylece meta-sezgisel yöntemlerin iki kritik özelliği olan keşif ve sömürü arası en iyi durum eldesi amaçlanmaktadır.

Kapasite Kılavuzu (HCM-2000) Gecikme Hesaplaması

Bu çalışmadaki hesaplamalar, Karayolu Kapasite Kılavuzu (HCM-2000) temel alınarak gerçekleştirilmiştir [8,14]. Ortalama kontrol gecikmesinin belirlenmesinde Denklem 8 kullanılmıştır.

$$d = d_1(PF) + d_2 + d_3 \quad (8)$$

Burada;

d = Kontrol gecikmesi (sn/araç),

d_1 = Düzenli gecikme (sn/araç),

PF = İlerleme ayar faktörü,

d_2 = Artımlı gecikme (sn/araç),

d_3 = Başlangıç kuyruk gecikmesi (sn/araç).

3.1. İlerleme Ayar Faktörü

İlerleme durumu öncelikli olarak düzenli gecikme bileşenini etkilediğinden, ayarlama yalnızca d_1 üzerine uygulanmaktadır. Bu kapsamda, ilerleme faktörü (PF) değeri Denklem 9 kullanılarak hesaplanmaktadır.

$$PF = \frac{(1 - P)f_{PA}}{1 - \frac{g}{c}} \quad (9)$$

PF = İlerleme ayar faktörü,

P = Yeşil ışıktaki gelen tüm araçların yüzdesi,

g/c = Etkin yeşil zaman oranı,

f_{PA} = Ek ayar katsayısı.

Bir şerit grubu için düzgün gecikme, hacim/kapasite oranı yani x ile temsil edilmektedir. Denklem 10, düzenli araç varışları ve sabit akım koşulları altında kontrol gecikmesini hesaplamak amacıyla kullanılmaktadır. Burada, d_1 hesaplanırken, 1'den büyük x değerleri dikkate alınmaz [8].

$$d_1 = \frac{0,5c \left(1 - \frac{g}{c}\right)^2}{1 - \left[\frac{\min(1, x)g}{c}\right]} \quad (10)$$

Burada;

d_1 = Düzenli gecikme (sn/araç),

x = Hacim/kapasite (v/c) oranı,

c = Döngü süresi (sn),

g = Etkin yeşil süre (sn).

3.2. Artımlı Gecikme

Trafik akışındaki düzensizlikler, sinyal döngüsünün yetersiz kaldığı durumlar ve kavşakta uzun süre devam eden aşırı doyumluk koşullarının neden olduğu ek gecikmeleri hesaplamak amacıyla Denklem 11 kullanılmaktadır. Burada, analiz edilen önceki dönemde tüm talep akışının karşılandığı ve başlangıçta bir kuyruk oluşmadığı varsayılmaktadır. Bu nedenle, d_3 sıfır olarak kabul edilmektedir.

Denklem 11'de yer alan k katsayısı, denetleyicinin gecikme üzerindeki etkisi ile ilişkili olduğundan, önceden zamanlanmış kavşaklar için 0,5 olarak alınmıştır. Akış yukarı sinyallerden kaynaklanan artımlı gecikme katsayısı izole bir kavşak için $I = 1$ uygulanmaktadır [8].

$$d_2 = 900T \left[(x - 1) + \sqrt{(x - 1)^2 + \frac{8kIx}{CT}} \right] \quad (11)$$

Burada;

d_2 = Artımlı gecikme (sn/araç),

C = Şerit grubunun kapasitesi (araç/sa),

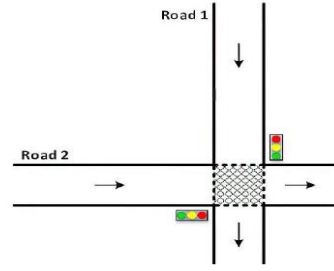
k = Uyarımlı kontrol için artımlı gecikme ayarı,

I = Akış yukarı sinyallerden kaynaklanan artımlı gecikme katsayısı,

x = Hacim/kapasite oranı,

T = Analiz periyot süresi (sa).

Önerilen algoritmanın etkinliğini değerlendirmek amacıyla, Şekil 1'de gösterilen, dört koldan ve iki yönlü sanal kavşak modeli esas alınmıştır [8]. Referans değer olarak, belirtilen minimum ve maksimum çevrim süresi sınırları dikkate alınarak, bu aralıkta yer alan tüm tamsayı çevrim süreleri için her fazın optimum yeşil süresi, HCM-2000'de tanımlanan kontrol gecikmesi modeli kullanılarak hesaplanmıştır. Önerilen KYA, aynı sınır değerleri gözetilerek optimum yeşil süreleri elde etmek üzere uygulanmıştır. KYA algoritmasının girdilerini, akımların saatlik trafik hacimleri oluşturmakta olup, uygunluk fonksiyonu olarak HCM-2000 kontrol gecikmesi formülü esas alınmıştır. Bu kapsamda, her faz için minimum yeşil süresi 6 saniye, maksimum yeşil süresi 134 saniye, çevrim süresi ise en fazla 150 saniye olacak şekilde sınırlandırılmıştır. Faz geçişleri arasındaki kayıp süre sabit olarak 10 saniye (5+5) alınmıştır. V1 ve V2, kavşağın birinci ve ikinci kolları için saatlik trafik hacimleri sırasıyla 400 araç/saat ve 800 araç/saat alınmıştır. T1 ve T2 ise ilgili akışlar için saniye cinsinden yeşil faz sürelerini ifade etmektedir.



Şekil 1: Dört kollu, iki yönlü sanal kavşak modeli [8].

Bu çalışmada kullanılan sınır değerler, GA ve PSO algoritmalarının karşılaştırmalı olarak uygulandığı çalışmadaki sınır koşulları ile örtüşmektedir [8]. Bu durum, önerilen KYA'nın, araç başına ortalama kontrol gecikmesi açısından GA ve PSO algoritmalarıyla karşılaştırılmasına olanak sağlamaktadır.

Deneyisel sonuçlara göre, KYA 50 popülasyon büyüklüğü ve 100 iterasyon sayısı ile çalıştırıldığında, ortalama kontrol gecikmesi süresi 14.004 saniye olarak hesaplanmıştır. Aynı sınır değerleri kullanılarak elde edilen gecikme süreleri, GA algoritması için 15.66 saniye, PSO algoritması için ise 15.68 saniye olarak raporlanmıştır [8]. Bu sonuçlar, KYA algoritmasının hem GA hem de PSO'ya kıyasla daha düşük kontrol gecikmeleri sağladığını ve trafik akış performansını daha verimli biçimde iyileştirdiğini ortaya koymaktadır.

Tablo 1: KYA, PSO, GA için optimum yeşil faz süreleri ve gecikme performansları

Algoritmalar	T1(sn)	T2 (sn)	Gecikme Süresi(sn)
GA [8]	7.99	12.00	15.66
PSO [8]	7.56	12.44	15.68
KYA	6.06	6.42	14.004

Tablo 1'de KYA, PSO ve GA elde edilen ortalama kontrol gecikmesi değerleri ile bu algoritmaların optimum yeşil faz süreleri (T1 ve T2) karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. GA algoritması için T1 = 7.99 saniye ve T2 = 12.00 saniye, PSO algoritması için T1 = 7.56 saniye ve T2 = 12.44 saniye olarak elde edilmiştir. KYA ise T1 = 6.06 saniye ve T2 = 6.42 saniye değerleriyle, daha kısa faz süreleri üzerinden optimum çözüme ulaşmış ve 14.004 saniye ile daha düşük gecikme süresi sağlamıştır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, sinyalizasyon kavşaklarında araç başına ortalama kontrol gecikme süresini en aza indirmek amacıyla KYA deneysel bir senaryo üzerinde değerlendirilmiştir. KYA, HCM-2000 modeline dayalı kontrol gecikmesinin en aza indirilmesi amacıyla uygulanmış ve yaygın olarak kullanılan meta-sezgisel yöntemler olan GA ve PSO ile karşılaştırılmıştır. KYA ile sağlanan 14,004 saniyelik ortalama gecikme süresinin, GA ve PSO algoritmalarına kıyasla belirgin bir üstünlük gösterdiğini ortaya koymuştur. Ayrıca, KYA'nın daha kısa çevrim süreleriyle çalışması, kavşak kapasitesinin daha etkin kullanılmasına olanak tanımaktadır. Sonuç olarak, KYA, gecikme süresini azaltarak trafik kontrolünde etkili ve uygulanabilir bir çözüm sunmaktadır.

Gelecek çalışmalarda, KYA'nın adaptif trafik sinyal sistemleri, çoklu kavşak koordinasyonu ve dinamik trafik koşulları gibi farklı trafik kontrol stratejilerine uygulanmasıyla algoritmanın etkinliği daha kapsamlı bir şekilde değerlendirilebilir.

Teşekkür

Yazarlar, bu çalışma için RAC-LAB' a (www.rac-lab.com) teşekkür eder.

Kaynakça

- [1] B. Wu and D. Wang, "Traffic signal networks control optimize with PSO algorithm," 2016 12th International Conference on Natural Computation, Fuzzy Systems and Knowledge Discovery (ICNC-FSKD), Changsha, China, 2016, pp. 230-234, doi: 10.1109/FSKD.2016.7603179.
- [2] S. A. Celtek, A. Durdu, and M. E. M. Ali, "Real-time traffic signal control with swarm optimization methods," *Measurement*, vol. 166, pp. 108206, 2020, doi: 10.1016/j.measurement.2020.108206.
- [3] T. Litman, *Transportation Cost and Benefit Analysis*, Victoria Transport Policy Institute, vol. 31, no. 1, p. 9, 2009.
- [4] A. Fyhri and G. M. Aasvang, "Noise, sleep and poor health: Modeling the relationship between road traffic noise and cardiovascular problems," *Science of The Total Environment*, vol. 408, no. 21, pp. 4935-4942, 2010, doi: 10.1016/j.scitotenv.2010.06.057.
- [5] S. Agarwal and B. L. Swami, "Road traffic noise, annoyance and community health survey – A case study for an Indian city," *Noise and Health*, vol. 13, no. 53, pp. 272-276, Jul.-Aug. 2011, doi: 10.4103/1463-1741.82959.
- [6] W. C. Howell, "Simulation optimization of traffic light signal timings via perturbation analysis," Ph.D. dissertation, University of Maryland, College Park, 2006.
- [7] S. S. S. M. Qadri, M. A. Gökçe, and E. Öner, "State-of-art review of traffic signal control methods: challenges and opportunities," *European Transport Research Review*, vol. 12, no. 55, 2020, doi: 10.1186/s12544-020-00439-1.
- [8] A. Karadağ and M. Ergün, "Comparison of optimization techniques for delay minimization in signalized intersections: PSO vs GA," *Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi*, no. 51, pp. 162-172, 2023, doi: 10.31590/ejosat.1270905.
- [9] A. P. Akgüngör, Ö. Yılmaz, E. Korkmaz, and E. Doğan, "Meta-sezgisel yöntemlerle sabit zamanlı sinyalize kavşaklar için optimum devre süresi modeli," *El-Cezeri Journal of Science and Engineering*, vol. 6, no. 2, pp. 259-269, 2019, doi: 10.31202/ecjse.496257.
- [10] Z. Çakıcı and Y. S. Murat, "Sinyalize dönel kavşaklarda diferansiyel gelişim algoritması ile sinyal süre optimizasyonu," *El-Cezeri Journal of Science and Engineering*, vol. 8, no. 2, pp. 635-651, 2021, doi: 10.31202/ecjse.861429.
- [11] S. Talatahari, M. Azizi, M. Tolouei, B. Talatahari and P. Sareh, "Crystal Structure Algorithm (CryStAl): A Metaheuristic Optimization Method," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 71244-71261, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3079161.
- [12] N. Khodadadi, M. Azizi, S. Talatahari and P. Sareh, "Multi-Objective Crystal Structure Algorithm (MOCryStAl): Introduction and Performance Evaluation," in *IEEE Access*, vol. 9, pp. 117795-117812, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3106487.
- [13] A. Ocal and H. Koyuncu, "Optimizing Hyperparameters of ResNet50 for 3t2FTS-based Tumor Grading," 2024 8th International Conference on System Reliability and Safety (ICSRS), Sicily, Italy, 2024, pp. 656-661, doi: 10.1109/ICSRS63046.2024.10927513.
- [14] Manual, H. C. (2000). *Highway capacity manual*. Washington, DC, 2(1), 1.

Otonom Araçlarda Eğrilik Tabanlı Yörünge Oluşturma ve Takibi için Model Öngörülü Kontrol Tasarımı

Model Predictive Control Design for Curvature-Based Trajectory Generation and Tracking in Autonomous Vehicles

Muzaffer Temelli¹, Klaus Werner Schmidt¹

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara, Türkiye

muzaffer.temelli@metu.edu.tr, schmidt@metu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, otonom araçların yörünge takibi için özgün bir model öngörülü kontrol (MPC) tasarımı sunmaktadır. Önerilen yöntem, boylamasına ve yanal dinamikleri altı durumlu ve iki girdili birleşik bir araç modeli içerisinde bütünleştirmektedir. Ayrıca, denetleyici; hız ve ivme üzerindeki fiziksel kısıtları dikkate alarak dinamik olarak uygulanabilir, eğrilığe dayalı hız profilleri hesaplayan bir yörünge oluşturma algoritması ile entegre edilmiştir. MPC problemi, her örnekleme adımında denetim eylemlerini eniyilemek amacıyla kısıtlı ikinci dereceden programlama yöntemi ile çözülmektedir. Klasik denetleyiciler ile karşılaştırmalı benzetim sonuçları, önerilen yöntemin üstün izleme doğruluğu ve geliştirilmiş kısıt sağlama yeteneği sunduğunu göstermektedir. Kısa hesaplama sürelerinin desteklenmesi ise yöntemin gerçek zamanlı otonom sürüş uygulamaları için uygunluğunu daha da öne çıkarmaktadır.

Abstract

This study presents a novel model predictive control (MPC) design for autonomous vehicle trajectory tracking. The method integrates both longitudinal and lateral dynamics within a unified six-state, two-input vehicle model. It also couples the controller with a trajectory generation algorithm that computes dynamically feasible, curvature-based speed profiles while enforcing physical constraints on velocity and acceleration. The MPC problem is solved via constrained quadratic programming to optimize control actions at each sampling step. Simulation results, compared against classical controllers, demonstrate superior tracking accuracy and improved constraint handling. Supporting short computation times further highlights the approach's suitability for real-time autonomous driving.

1. Giriş

Otonom araç sistemlerindeki gelişmeler, dinamik trafik koşullarında güvenli ve hassas kontrol algoritmalarına olan ihtiyacı

artırmaktadır [1,2]. Bu bağlamda, yörünge takibi, aracın belirlenen bir referans yolu izlerken araç dinamiklerine uyum sağlamasını gerektiren temel bir kontrol problemidir [3]. Geleneksel kontrol yöntemleri basit senaryolarda etkili olsa da çoklu kısıtlar ve değişken koşullar altında yetersiz kalabilmektedir. Buna karşın, model öngörülü kontrol, giriş ve durum kısıtlarını doğrudan hesaba katabilmesi sayesinde güçlü bir yaklaşım sunmaktadır [4].

Literatürde model öngörülü kontrolün araç kontrolündeki etkinliği [5, 6] ve klasik yöntemlerle karşılaştırmaları [7, 8] kapsamlı olarak incelenmiştir. Yanal ve boylamsal kontrolün birleşik olarak ele alındığı çalışmalar [9, 10] ve uyarlamalı model öngörülü kontrol yaklaşımları [11, 12] özellikle dikkat çekmektedir. Ayrıca, eğrilik tabanlı hız profillemesi [13] ve dinamik bisiklet modeli [14] yüksek hızlarda güvenli ve gerçekçi kontrol için kritik öneme sahiptir. Bunun yanında, yalnızca kinematik modeller kullanan çalışmalara da literatürde rastlanmaktadır [15, 16]. Bununla birlikte, model öngörülü kontrolün gerçek zamanlı uygulanabilirliği optimizasyon yükü nedeniyle önemli bir araştırma konusudur [17].

Bu çalışma, dinamik olarak uygulanabilir yörünge hesaplama ve takibini bütünleştiren bir model öngörülü kontrol (MPC) yöntemi geliştirmektedir. İlk temel katkı, mevcut yaklaşımlardan farklı olarak hem boylamasına hem de yanal hareketleri aynı anda temsil eden ayrıntılı altı durumlu bir araç modelinin kullanılmasıdır. Bu model, yörünge takibini doğru ve eşgüdümlü bir şekilde gerçekleştirebilme olanağı sağlamaktadır. İkinci temel katkı ise, sürülebilir klotoid tabanlı yollar üzerinden, hız ve ivme kısıtlarını dikkate alarak dinamik olarak uygulanabilir hız profilleri hesaplayan yeni bir yörünge oluşturma yöntemidir. Farklı yol profilleri ve değişken yol koşulları üzerinde, mevcut çeşitli yöntemlerle yapılan benzetim tabanlı karşılaştırmalar, önerilen yaklaşımın yüksek izleme doğruluğu ve kısıt sağlama başarımı ile birlikte kısa hesaplama süreleri sunduğunu göstermektedir.

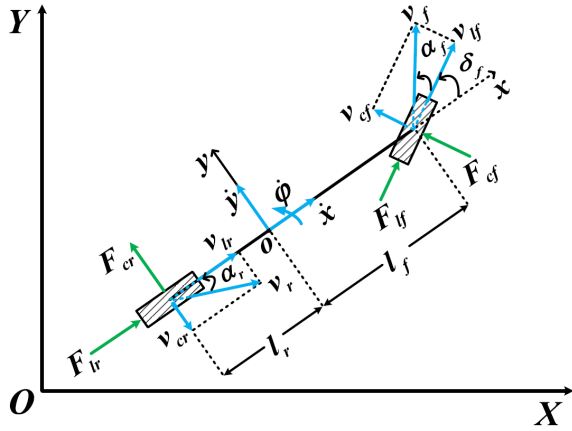
2. Arka Plan

Otonom araç uygulamalarının temel işlevlerinden birisi önceden belirlenmiş yörüngeyi takip edebilmesidir. Bu sistemlerin amacı, aracın mevcut şeritte güvenli ve doğru bir şekilde ilerle-

mesini sağlamaktır. Yörünge takibinin başarısı, algılama, planlama ve kontrol bileşenlerinin birbiriyle uyumlu çalışmasına bağlıdır. Bu bağlamda, referans güzergâh üretimi, araç modelleri ve kontrol yöntemleri sistemin genel performansını belirleyen kritik unsurlardır.

2.1. Araç Modeli

Bu çalışmada geliştirilen model öngörülü kontrol yöntemi, öngörü (İng. *prediction*) aşamasında sistemin hareketini temsil edebilecek bir araç modeline ihtiyaç duymaktadır. Bu amaçla, yanal ve boylamasına dinamikleri içeren altı durumlu ve iki girişli dinamik bisiklet modeli kullanılmıştır. Literatürde, bu modelin yanal hareket kontrolü ve kararlılık (İng. *stability*) analizinde gerekli araç dinamiklerini güvenilir şekilde yansıttığı gösterilmiştir [5]. Bu nedenlerle dinamik bisiklet modeli tercih edilmiştir. Araç dinamiği Şekil 1’de sunulmaktadır.



Şekil 1: Araç dinamik modeli. XY Küresel eksen takımı (İng. *Global coordinate frame*), xy ise gövdeye bağlı eksen takımı (İng. *Body coordinate frame*) göstermektedir [5].

Araç modeli durum değişkenleri, $\mathbf{x} = [v_x \ v_y \ \psi \ \omega \ X \ Y]^T$ olarak tanımlanmıştır. Burada v_x ve v_y gövdeye bağlı eksenlerdeki boyuna ve yanal hızları, ψ araç gövdesinin küresel referans sistemine göre yönünü ifade eden baş açısını, ω baş açısı hızını, X ve Y ise küresel koordinatlardaki konumu temsil etmektedir.

Kontrol girişleri $\mathbf{u} = [\delta_f \ a_x]^T$ olarak tanımlanmış olup, δ_f ön tekerlek direksiyon açısını, a_x ise boyuna ivme komutunu ifade etmektedir.

Araç modelin doğrusal olmayan hali [5]:

$$\begin{aligned} \dot{v}_x &= v_y \omega + \frac{1}{m} (F_{lf} \cos \delta_f - F_{cf} \sin \delta_f + F_{lr}) \\ \dot{v}_y &= -v_x \omega + \frac{1}{m} (F_{lf} \sin \delta_f + F_{cf} \cos \delta_f + F_{cr}) \\ \dot{\psi} &= \omega \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{I_z} (l_f (F_{lf} \sin \delta_f + F_{cf} \cos \delta_f) - l_r F_{cr}) \\ \dot{X} &= v_x \cos \psi - v_y \sin \psi \\ \dot{Y} &= v_x \sin \psi + v_y \cos \psi \end{aligned} \quad (1)$$

Yanal ve boylamasına lastik kuvvetleri:

$$\begin{aligned} F_{cf} &= C_{\alpha f} \alpha_f, \quad F_{cr} = C_{\alpha r} \alpha_r \\ F_{lr} &= C_{lr} s_r \end{aligned} \quad (2)$$

Kayma açıları:

$$\alpha_f = \tan^{-1} \left(\frac{v_{cf}}{v_{lf}} \right), \quad \alpha_r = \tan^{-1} \left(\frac{v_{cr}}{v_{lr}} \right) \quad (3)$$

Tekerlek temas noktalarındaki hız bileşenleri:

$$\begin{aligned} v_{cf} &= (v_y + l_f \omega) \cos \delta_f - v_x \sin \delta_f \\ v_{lf} &= (v_y + l_f \omega) \sin \delta_f + v_x \cos \delta_f \\ v_{cr} &= l_r \omega - v_y, \quad v_{lr} = v_x \end{aligned} \quad (4)$$

Ayrıca, boylamasına dinamiklerin geri besleme ile doğrusallaştırılması amacıyla, araç ivme kontrol girişi (a) ve ön tekerlek boylamasına lastik kuvveti (F_{lf}) arasındaki ilişki (5) ile gösterilmiştir. [18]

$$F_{lf} = \frac{ma - F_{cf} (\cos \delta_f \sin \beta - \sin \delta_f \cos \beta) - F_{cr} \sin \beta}{\cos \delta_f \cos \beta + \sin \delta_f \sin \beta} \quad (5)$$

Burada, aracın yanal kayma açısı β aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$\beta = \tan^{-1} \left(\frac{v_y}{v_x} \right) \quad (6)$$

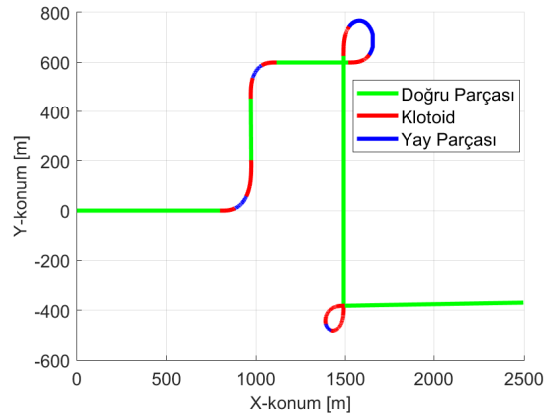
2.2. Yol Modellemesi

Otonom araçlarda planlama ve kontrol için yol (İng. *path*) modellemesi, aracın takip edeceği geometrinin sürekli ve düzgün tanımlanmasını gerektirir. Bu çalışmada yol, doğru parçaları ($\kappa = 0$), sabit eğrilikli dairesel yaylar ($\kappa = 1/R$) ve eğriliğin yay uzunluğu (s) boyunca doğrusal değiştiği klotoidlerden [18] oluşan birleşik bir yapı ile modellenmiştir. Klotoidler,

$$\kappa(s) = k_A + \frac{s}{S} (k_B - k_A) \quad (7)$$

şeklinde tanımlanır. Bu yapı, düz-eğri geçişlerde sürekli eğrilik sağlayarak her s için eğrilik bilgisinin elde edilmesine ve bunun da eğrilik tabanlı hız profili oluşturulmasına doğrudan katkı sunar.

Şekil 2 ile örnek bir yol geometrisi paylaşılmıştır.

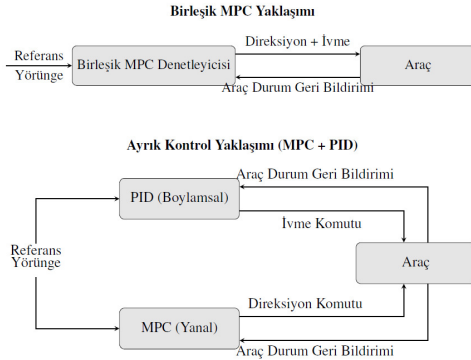


Şekil 2: Yol modeli: Doğru Parçası, Dairesel Yaylar ve Klotoid bileşenlerinden oluşur.

2.3. Yörünge Takibi İçin Araç Denetim Yaklaşımları

Otonom araçlarda yörünge takibinde denetim algoritmaları, boylamasına (hızlanma/frenleme) ve yanal (direksiyon) hareketlerin ayrı mı yoksa birlikte mi kontrol edildiğine göre sınıflandırılır. **Ayrık denetleyiciler** her birini bağımsız olarak kontrol ederken, **birleşik denetleyiciler** her iki yön için kontrol sinyallerini aynı anda üretir.

İki yaklaşımın yapısal farkları Şekil 3’da gösterilmiştir.



Şekil 3: Birleşik MPC ile Ayrık Yanal ve Boylamasına Kontrol Yapılarının Karşılaştırılması

Bu çalışmada kullanılan klasik denetleyiciler, [7, 8] tarafından sunulan karşılaştırma çerçevesinden alınmış olup yanal ve boylamsal kontrol konfigürasyonları Tablo 1’de verilmiştir. Konfigürasyonlarda Doğrusal Karesel Regülatör (LQR), Pasiflik Tabanlı Oransal-Tümlevsel Denetim (PBPI), Düzlemsellik Tabanlı Denetim (FLAT), İmmersiyon ve İnvaryans Denetimi (I&I), Kayan Kipli Kontrol (SMC), Twisting tabanlı yüksek mertebeden kayan kip kontrolü (TWIST), Geri Adımlamalı Kontrol (BKST) ve boylamsal hız için Oransal-Tümlevsel-Türevsel Kontrol (PID) yöntemleri kullanılmıştır. Yanal ve boylamsal kontrolde aynı denetleyicilerin tercih edilmesi birleşik kontrol yaklaşımını, boylamsal kontrolde PID gibi farklı bir denetleyicinin seçilmesi ise ayrık kontrol yaklaşımını temsil etmektedir.

Tablo 1: Benzetim altyapısında kullanılan klasik denetleyici konfigürasyonları

Konfigürasyon	Yanal Kontrol	Boylamsal Kontrol
LQR Tabanlı Kontrol (Dinamik)	LQR	PID
Pasiflik Tabanlı Kontrol (Dinamik)	PBPI	PID
Düzlemsellik Tabanlı Kontrol (Dinamik)	FLAT	FLAT
İmmersiyon & İnvaryans Kontrolü (Dinamik)	I&I	PID
Kayan Kipli Kontrol (Kinematik)	KINSM	KINSM
Twisting Kayan Kip Kontrolü (Dinamik)	HOSM	PID
Geri Adımlamalı Kontrol (Dinamik)	BKST	BKST

3. Yöntem

Bu bölümde, aracın dinamiklerine uygun referans yörünge oluşturulması ve bu yörünge için geliştirilen yöntemler sunulmuştur. Öncelikle, yol eğriliğine dayalı olarak maksimum hız profili belirlenmiş, ardından ivme sınırları dikkate alınarak zaman etiketli referans yörünge elde edilmiştir. Sonrasında, doğrusal hale getirilmiş araç modeli kesikli zamana aktarılmış

ve bu model kullanılarak model öngörülü kontrol algoritması ile yörünge takibi gerçekleştirilmiştir.

3.1. Yörünge Oluşturma Süreci

Bu çalışmada, referans yörünge oluşturma süreci; aracın fiziksel sınırları ve yolcu konforu gözetilerek, uygulanabilir ve düzgün bir yörünge elde etmeyi amaçlamaktadır. Süreç, yol geometrisinin planlanmasıyla başlar. Zaman bilgisinin eklenmesi ile zaman etiketli, kontrolcüye uygun bir yörünge üretimi sonucunda tamamlanır.

Yol profilinin ardından, eğriliğe dayalı bir hız profili hesaplanır. Bu hız değerleri, başlangıçta teorik maksimum hız, eğrilik ve sürtünme katsayısı kullanılarak hesaplanır; ardından güvenlik katsayısı, ivme ve jerk kısıtlarıyla güncellenir. Bu kısıtlamalar takip eden alt bölümlerde açıklanmaktadır.

3.2. Yol Eğriliğine Dayalı Hız Profili ve Durum Kısıtları

Yol geometrisi belirlendikten sonra, aracın bu yörüngeyi dinamik kısıtları ihlal etmeden takip edebilmesi için uygun bir hız profili oluşturulmuştur. Bu kapsamda, eğrilik bazlı bir maksimum hız profili türetilmiştir. Yörünge için her bir noktası için eğriliğe dayalı maksimum hız, aşağıdaki formül ile hesaplanır:

$$v_{\max}(s) = \sqrt{\frac{\mu g}{|\kappa(s)|}} \quad (8)$$

Burada $v_{\max}(s)$, yay uzunluğuna (s) bağlı maksimum hız; μ , yol ve lastik arasındaki sürtünme katsayısı; g , yerçekimi ivmesi; $\kappa(s)$ ise ilgili noktadaki eğrilik değeridir. Yolun doğru, yay ve klotoidlerle uygun şekilde modellenmesi sayesinde eğrilik değeri sürekli olarak elde edilebilmektedir.

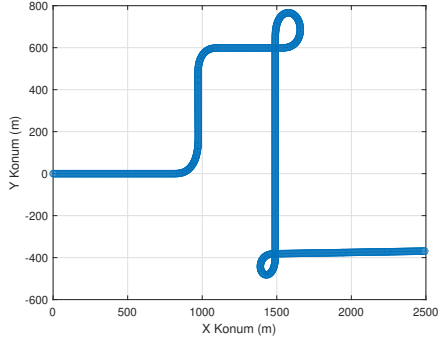
Bu hız profiline ivme kısıtları uygulanmıştır. Bu kısıtlamalar Algoritma 1 ile açıklanmıştır:

Algorithm 1 Yörünge Kısıtları Uygulama Algoritması

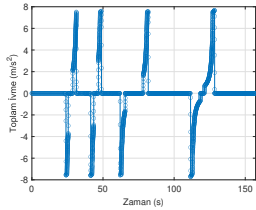
- 1: Eğriliğe dayalı maksimum hızı (8) ile hesapla
- 2: Güvenlik katsayısı k uygulayarak güvenli hız profilini $v_{\text{güvenli}}(s) = k \cdot v_{\max}(s)$ elde et
- 3: İleri ve geri hız profillerini $v_{\text{güvenli}}(s)$ ile başlat
- 4: **for** her yol noktası için (geri geçiş) **do**
- 5: Maksimum negatif ivme sınırını kontrol et
- 6: İvme konfor limitini a_{\max} uygula
- 7: Hız profilini geri entegrasyonla güncelle
- 8: **for** her yol noktası için (ileri geçiş) **do**
- 9: Maksimum pozitif ivme sınırını kontrol et
- 10: İvme konfor limitini a_{\max} uygula
- 11: Hız profilini ileri entegrasyonla güncelle
- 12: Nihai hız profilini, ileri ve geri profillerin minimumunu alarak belirle.
- 13: Nihai hız ve ivme profilini çıktı olarak ver

Algoritma 1, yol eğriliğine dayalı $v_{\max}(s)$ değerini hesaplayıp güvenlik katsayısı ile güvenli hız profilini oluşturur. Bu profil, ivme limitlerini sağlamak amacıyla ileri ve geri yönde taranır; geri geçişte yavaşlama, ileri geçişte hızlanma sınırları uygulanır. Her iki yönde tarama, tüm noktalar için ivme limitlerinin korunmasını sağlar. Nihai profil, iki geçişten elde edilen profillerin noktasal minimumu alınarak belirlenir.

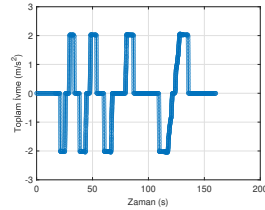
Şekil 4’de, farklı yarıçaplara sahip dönüşlerden oluşan bir yol profili için kısıtlar uygulanmadan ve uygulandıktan sonra elde edilen ivme profilleri karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Bu karşılaştırma, uygulanan kısıtların ivme profili üzerindeki düzenleyici etkisini açıkça ortaya koymaktadır.



(a) Farklı yarıçaplarda dönüşlere sahip yol profili.



(b) Kısıt uygulanmamış ivme profili.



(c) Kısıt uygulanmış ivme profili.

Şekil 4: Kısıt uygulanmadan ve uygulandıktan sonra elde edilen ivme profillerinin karşılaştırılması.

3.3. Doğrusal Araç Modeli

Örnekleme süresi T varsayıldığında, model her zaman adımında $t_k = T \cdot k$ referans yörünge çevresinde doğrusal hale getirilmektedir. Denge noktasında doğrusallaştırma yapılmadığından, affine bir model elde edilmektedir.

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = A(t_k)\mathbf{x}(t) + B(t_k)\mathbf{u}(t) + f(\mathbf{x}_{\text{ref}}(t_k), \mathbf{u}_{\text{ref}}(t_k)) \quad (9)$$

Burada $A(t_k)$ ve $B(t_k)$, t_k zaman adımındaki sistemin Jacobian matrisleri olup, referans durum ve girişler üzerinden elde edilir:

$$A(t_k) = \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}(t_k), \mathbf{u}(t_k)}, \quad B(t_k) = \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{u}} \right|_{\mathbf{x}(t_k), \mathbf{u}(t_k)} \quad (10)$$

$$B_k = \begin{bmatrix} \frac{C_{cf}}{m} \left(\delta_f - \frac{\dot{y} + l_f \dot{\phi}}{\dot{x}} \right) & -\frac{\sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2}}{\dot{y} - \dot{x}} & \dot{v}_x(t_k) \\ \frac{(C_{lfsf} - C_{cf})}{m} & -\frac{\delta_f}{\frac{\dot{y} - \dot{x}}{\sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2}}} & \dot{v}_y(t_k) \\ 0 & 0 & \dot{\psi}(t_k) \\ \frac{l_f(C_{lfsf} - C_{cf})}{I_z} & -\frac{l_f m \delta_f}{I_z \frac{\dot{y} - \dot{x}}{\sqrt{\dot{x}^2 + \dot{y}^2}}} & \dot{\omega}(t_k) \\ 0 & 0 & \dot{X}(t_k) \\ 0 & 0 & \dot{Y}(t_k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Afine hale getirilmiş model, 100 Hz örnekleme frekansında sıfırıncı derece tutma (İng. *Zero Order Hold, ZOH*) yöntemi ile kesikli zamana aktarılmıştır. Kesikli zamandaki A_k ve B_k matrisleri sırasıyla (12) ve (11)’de verilmiştir. İki girişli olmasına rağmen B_k matrisinin üç sütun içermesi, doğrusal olmayan durum denklemlerinden gelen sabit terimlerin doğrusal hale getirme sırasında ek bir sütun olarak modele dahil edilmesinden kaynaklanmaktadır.

3.4. Model Öngörülü Denetim Algoritması Tasarımı

Bu çalışmada, altı durumlu ve iki girişli doğrusal araç modeli için Model Öngörülü Denetim algoritması tasarlanmıştır. MATLAB ortamında gerçekleştirilen algoritma, her zaman adımında sistemi doğrusal hale getirip ikinci dereceden programlama problemi çözerek optimal kontrol girdilerini üretmektedir.

Model öngörülü kontrol algoritması, aşağıdaki ikinci dereceden maliyet fonksiyonunu minimize eder:

$$J = \sum_{k=0}^N ((\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{\text{ref},k})^T Q (\mathbf{x}_k - \mathbf{x}_{\text{ref},k}) + \Delta \mathbf{u}_k^T R \Delta \mathbf{u}_k) \quad (13)$$

Burada:

$$\Delta \mathbf{u}_k = \mathbf{u}_k - \mathbf{u}_{k-1} \quad (14)$$

$Q \succeq 0$ durum hata ceza matrisi, $R \succ 0$ kontrol değişimi ceza matrisidir.

Kontrol probleminin kısıtları şu şekilde tanımlanır:

$$\mathbf{x}_k \in \mathcal{X}, \quad \mathbf{u}_k \in \mathcal{U}, \quad \Delta \mathbf{u}_k \in \mathcal{D} \quad (15)$$

Burada \mathcal{X} durum uzayı kısıtlarını, \mathcal{U} direksiyon açısı ve ivme sınırlarını, \mathcal{D} ise kontrol değişim hızı (ör. jerk veya ani direksiyon değişimi) sınırlarını ifade eder. Bu optimizasyon problemi her kontrol adımında çözülerek en uygun \mathbf{u}_0 uygulanır.

4. Sonuçlar

4.1. Performans Değerlendirmesi

Bu bölümde, Şekil 4a’de gösterilen yol profili kullanılarak farklı yol koşullarında gerçekleştirilen uzun süreli benzetim sonuçları sunulmaktadır. Testlerde iki zemin durumu değerlendirilmiştir: **kuru asfalt** ($\mu = 0.8$, $v_{\text{nom}} = 35$ m/s, $a_{\text{max}} = 2$ m/s²) ve **ıslak asfalt** ($\mu = 0.5$, $v_{\text{nom}} = 35$ m/s, $a_{\text{max}} = 1$ m/s²). Tüm senaryolarda kontrolcülere ait ortalama ve maksimum hata değerleri analiz edilmiştir.

4.1.1. Kuru Asfalt Senaryosu

Bu senaryoda, kuru asfalt koşullarında her bir kontrolcü yapısının izleme performansı değerlendirilmiştir.

Şekil 5 kırmızı renkli grafik ile, değişen yol koşullarına sahip uzun senaryoda, kuru asfalt zemin üzerinde çalışan 6 durumlu ve 2 girdili model öngörülü denetleyicinin boylamasına hız değerleri için referans değerler ile takip performansını göstermektedir.

4.1.2. Islak Asfalt Senaryosu

Bu senaryoda, zemin tutuşunun daha düşük olduğu ıslak asfalt koşullarında performans değerlendirilmiştir.

$$A_k = \begin{bmatrix} \frac{C_{cf}\delta_{f,t-1}(\dot{y} + l_f\dot{\phi})}{m\dot{x}^2} & \dot{\phi} - \frac{-C_{cf}\delta_f}{m\dot{x}} & 0 & \dot{y} - \frac{C_{cf}l_f\delta_f}{m\dot{x}} & 0 & 0 \\ \dot{\phi} - \frac{C_{cf}(\dot{y} + l_f\dot{\phi}) + C_{cr}(l_r\dot{\phi} - \dot{y})}{m\dot{x}^2} & \frac{C_{cf} - C_{cr}}{m\dot{x}} & 0 & \frac{l_f C_{cf} + l_r C_{cr}}{I_z\dot{x}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{l_r C_{cr}(l_r\dot{\phi} - \dot{y}) - l_f C_{cf}(\dot{y} + l_f\dot{\phi})}{I_z\dot{x}^2} & \frac{l_f C_{cf} + l_r C_{cr}}{I_z\dot{x}} & 0 & \frac{(C_{cf}l_f^2 - C_{cr}l_r^2)}{I_z\dot{x}} & 0 & 0 \\ \cos \phi & -\sin \phi & -\dot{x} \sin \phi - \dot{y} \cos \phi & 0 & 0 & 0 \\ \sin \phi & \cos \phi & \dot{x} \cos \phi - \dot{y} \sin \phi & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Şekil 5 mavi renkli grafik ile, değişen yol koşullarına sahip uzun senaryoda, ıslak asfalt zemin üzerinde çalışan 6 durumlu ve 2 girdili model öngörülü denetleyicinin boylamasına hız değerleri için referans değerler ile takip performansını göstermektedir.

Tablo 2: Kuru asfalt koşullarında kontrolcülerin takip hataları ve ortalama hesaplama süreleri.

Kontrolcü	Ortalama Hata (cm)		Maksimum Hata (cm)		Süre (ms)
	Boyuna	Yanal	Boyuna	Yanal	
MPC 6, 2	0.43	0.13	2.93	0.69	7.4
MPC 6, 1	2.09	0.14	14.85	0.97	4.2
MPC 4, 1	1.78	0.90	14.89	5.59	1.8
LQR	1.76	0.65	15.06	19.58	1.2
PBPI	1.83	2.31	15.17	19.80	0.9
FLAT	0.50	2.89	4.04	10.05	1.4
I&I	1.79	0.47	14.21	9.35	0.9
SMC	5.06	44.32	19.08	543.63	1.6
TWIST	1.79	1.16	13.69	13.51	1.1
BKST	1.20	5.45	7.46	39.21	1.1

Tablo 3: Islak asfalt koşullarında kontrolcü karşılaştırması.

Kontrolcü	Ortalama Hata (cm)		Maksimum Hata (cm)		Süre (ms)
	Boyuna	Yanal	Boyuna	Yanal	
MPC 6, 2	0.37	0.05	0.76	0.23	7.1
MPC 6, 1	1.29	0.06	6.0	0.40	5.2
MPC 4, 1	0.98	0.54	5.88	2.30	2.0
LQR	1.14	2.40	6.88	7.95	1.2
PBPI	0.99	1.58	5.95	8.71	1.2
FLAT	0.42	5.22	5.54	16.53	1.6
I&I	1.01	1.16	5.83	4.97	1.2
SMC	4.28	2.86	20.95	21.91	1.7
TWIST	1.02	3.33	5.83	24.08	1.4
BKST	0.97	3.93	7.86	27.96	1.2

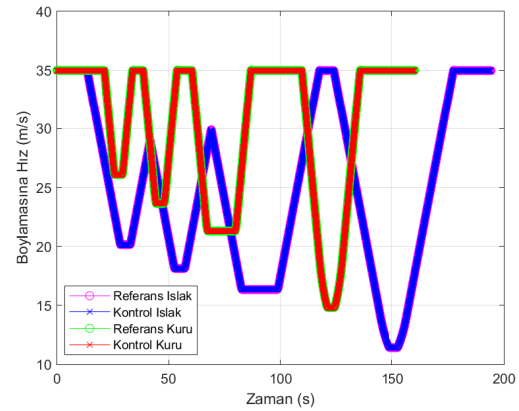
Şekil 5 ile kuru ve ıslak asfalt senaryoları için hesaplanan referans ve kontrol edilmiş boylamasına hız değerleri karşılaştırılmalı olarak paylaşılmıştır. Bu şekil incelendiğinde, ıslak zemin koşullarında takibin güvenli bir şekilde sağlanabilmesi için daha düşük bir ivme limiti değeri (1 m/s²) uygulanması nedeniyle, hesaplanan hız profilleri arasında belirgin farklılıklar gözlemlenmektedir.

Kuru ve ıslak zemin koşullarında yapılan testler sonucunda şu çıkarımlar elde edilmiştir:

- Birleşik (6 durumlu, 2 girdili) yapı ile model öngörülü

kontrol, hem yanal hem boylamasına izleme hatasını en aza indirmiştir.

- Klasik kontrol yaklaşımlarına kıyasla daha başarılı sonuçlar elde edilmiştir.
- Islak zeminde düşük ivme sınırı, mutlak hataları azaltıp frenleme ihtiyacını düşürerek konforu artırmış; ancak daha düşük hız nedeniyle senaryo süresini uzatmıştır.



Şekil 5: Islak ve Kuru Asfalt Zemin için Referans ve Kontrol Edilmiş Boylamasına Hız Değerleri.

Bu sonuçlar, birleşik model kullanarak model öngörülü kontrol yaklaşımının karmaşık senaryolarda dahi yüksek hassasiyetle çalışabildiğini ve klasik yöntemlere göre belirgin avantajlar sunduğunu ortaya koymuştur.

4.2. Denetleyiciler İçin Hesaplama Yükü Karşılaştırması

Bu bölümde, klasik ve model öngörülü kontrol tabanlı denetleyicilerin her kontrol adımı başına ortalama hesaplama süreleri açısından karşılaştırılmaları yapılmıştır. Gerçek zamanlı uygulamalar açısından daha düşük hesaplama süreleri tercih edilmektedir. Tablo 2 ve Tablo 3 son sütunlarında, kuru ve ıslak asfalt yol koşullarında Şekil 4a'de gösterilen yol profili için; ortalama hesaplama süreleri milisaniye (ms) cinsinden sunulmuştur. Ortalama süre değerleri, kullanılan işlemcinin performansına bağlı olarak değişmekle birlikte, yalnızca kontrolcülerini karşılaştırma amacıyla paylaşılmıştır.

Model öngörülü denetleyiciler için hesaplama süreleri diğer yöntemlere kıyasla daha yüksek olsa da, izleme performansındaki iyileşme göz önünde bulundurulduğunda bu süreler gerçek zamanlı uygulamalar için kabul edilebilir düzeydedir. Parametre ayarlamaları veya daha hızlı QP çözücülerin kullanımıyla bu süreler daha da azaltılabilir. Mevcut yapının, doğruluk ve çalışma süresi dengesi açısından gerçek zamanlı kullanım için yeterli olduğu değerlendirilmektedir.

5. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışmada, otonom araçlar için yörünge takip problemine yönelik olarak hem boylamasına hem de yanal dinamikleri birlikte modelleyen 6 durumlu ve 2 girdili birleşik araç modeli esas alınarak yeni bir model öngörülü denetleyici tasarlanmıştır. Önerilen yaklaşımda, dinamik kısıtlar göz önünde bulundurularak eğriliğe dayalı uygun hız profilleriyle sürülebilir yörüngelerin hesaplandığı bir yörünge oluşturma altyapısı geliştirilmiştir. Tasarlanan MPC tabanlı denetleyicinin yörünge izleme başarımı ve hesaplama yükleri, klasik denetleyicilerle karşılaştırılmış ve önerilen yöntemin hem takip doğruluğu hem de kısıtları sağlama açısından üstünlükleri ortaya konmuştur.

Gelecek çalışmalarda, kontrolcülerin gerçek zamanlı donanımda uygulanması, tam araç modeliyle test edilmesi ve model öngörülü kontrolcünün kararlılık analizlerinin yapılması planlanmaktadır. Ayrıca, doğrusal olmayan MPC veya öğrenme tabanlı yöntemlerin olası performans kazanımlarının incelenmesi hedeflenmektedir.

6. Kaynakça

- [1] Seyed Abtahi and Akramul Azim, "Algorithmic approaches to enhance safety in autonomous vehicles: Minimizing lane changes and merging," 07 2025.
- [2] Xishun Liao, Xuanpeng Zhao, Guoyuan Wu, Matthew Barth, Ziran Wang, Kyungtae Han, and Prashant Tiwari, "Game theory-based ramp merging for mixed traffic with unity-sumo co-simulation," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, 12 2021.
- [3] Xuting Duan, Qi Wang, Daxin Tian, Jianshan Zhou, Jian Wang, Zhengguo Sheng, Dezong Zhao, and Yafu Sun, "Implementing trajectory tracking control algorithm for autonomous vehicles," in *2021 IEEE International Conference on Unmanned Systems (ICUS)*, 2021, pp. 947–953.
- [4] J.B. Rawlings, D.Q. Mayne, and M. Diehl, *Model Predictive Control: Theory, Computation, and Design*, Nob Hill Publishing, 2017.
- [5] Hengyang Wang, Biao Liu, Xianyao Ping, and Quan An, "Path tracking control for autonomous vehicles based on an improved mpc," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 161064–161073, 2019.
- [6] Paolo Falcone, H. Eric Tseng, Francesco Borrelli, Jahan Asgari, and Davor Hrovat, "Mpc-based yaw and lateral stabilisation via active front steering and braking," *Vehicle System Dynamics*, vol. 46, no. sup1, pp. 611–628, 2008.
- [7] Davide Calzolari, Bastian Schürmann, and Matthias Althoff, "Comparison of trajectory tracking controllers for autonomous vehicles," in *2017 IEEE 20th International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC)*, 2017, pp. 1–8.
- [8] Daniel Heß, Matthias Althoff, and Thomas Sattel, "Comparison of trajectory tracking controllers for emergency situations," in *2013 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, 2013, pp. 163–170.
- [9] Chen Shen, Hongyan Guo, Feng Liu, and Hong Chen, "Mpc-based path tracking controller design for autonomous ground vehicles," 07 2017, pp. 9584–9589.
- [10] Ugo Rosolia, Francesco Braghin, A.G. Alleyne, and Edoardo Saffroni, "Nlmpc for real time path following and collision avoidance," *SAE International Journal of Passenger Cars - Electronic and Electrical Systems*, vol. 8, 05 2015.
- [11] Abolfazl Eskandarpour and Inna Sharf, "A constrained error-based mpc for path following of quadrotor with stability analysis," *Nonlinear Dynamics*, vol. 99, 01 2020.
- [12] Xinyong Liu, Jian Ou, Dehai Yan, Yong Zhang, and Guohong Deng, "Path tracking control of automated vehicles based on adaptive mpc in variable scenarios," *IET Intelligent Transport Systems*, vol. 18, no. 6, pp. 1031–1044, 2024.
- [13] Dongxue Zhang, Jiaao Zhao, and Xiaohong Jiao, "Trajectory planning of autonomous vehicle based on frenet frame system," in *2021 China Automation Congress (CAC)*, 2021, pp. 7973–7977.
- [14] Jason Kong, Mark Pfeiffer, Georg Schildbach, and Francesco Borrelli, "Kinematic and dynamic vehicle models for autonomous driving control design," in *2015 IEEE Intelligent Vehicles Symposium (IV)*, 2015, pp. 1094–1099.
- [15] Johannes Köhler, Matthias A. Müller, and Frank Allgöwer, "A nonlinear model predictive control framework using reference generic terminal ingredients," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 65, no. 8, pp. 3576–3583, 2020.
- [16] Ivo Batkovic, Ankit Gupta, Mario Zanon, and Paolo Falcone, "Experimental validation of safe mpc for autonomous driving in uncertain environments," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 31, no. 5, pp. 2027–2042, 2023.
- [17] Stefan Richter, Colin Neil Jones, and Manfred Morari, "Computational complexity certification for real-time mpc with input constraints based on the fast gradient method," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 57, no. 6, pp. 1391–1403, 2012.
- [18] Ardm Haseeb Mohammed Ali, *Optimal Control Problems for Safe and Efficient Lane Changes of Self-Driving Vehicles*, Ph.d. thesis, Çankaya University, Ankara, Türkiye, 2021.

Elektrik Motorlu Döner Kanatlı Bir İHA İçin Kontrolcü, Otopilot Tasarımı ve Simülasyonu

Controller and Autopilot Design with Simulation for an Electric Motor-Powered Rotary-Wing Unmanned Aerial Vehicle

Mehmet Tunahan Kara¹, Celal Aksoy², Mehmet Şahin³
Mehlika Şahin⁴, Muhammed Berat Dikmen⁵

^{1,2} Uçak Mühendisliği Bölümü

İstanbul Teknik Üniversitesi

[{karamet20}¹, {aksoyc20}²]@itu.edu.tr

^{3,4,5} TUSAŞ-Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş.

[{mehmet.sahin3}³, {mehlika.sahin1}⁴, {muhammedberat.dikmen1}⁵]@tai.com.tr

Özetçe

Bu çalışmada, elektrik motorlu döner kanatlı bir İHA için modelleme, hibrit kontrolcü ve otopilot tasarımı gerçekleştirilmiştir. Farklı uçuş koşulları için trim noktaları belirlenmiş, lineerleştirme yapılarak kontrol edilebilirlik ve kararlılık analizleri uygulanmıştır. Sistem kontrol edilebilir fakat kararsız bulunmuş, bu nedenle PID ve LQR tabanlı hibrit bir kontrolcü geliştirilmiştir. İleri hız değişimlerine uyum için kazanç planlama uygulanmıştır. Otopilot; kararlılık artırma, rota tutma, koordineli dönüş, irtifa, askıda kalma ve hız tutma modlarını içermektedir. Simulink ve FlightGear ile görselleştirme yapılmış, simülasyon sonuçları sistemin görev profilini kararlı ve doğru şekilde yerine getirdiğini göstermiştir.

Abstract

In this study, modeling, hybrid controller, and autopilot design were carried out for an electric motor-powered rotary-wing UAV. Trim points were determined for different flight conditions, and linearization was performed for controllability and stability analyses. The system was found controllable but unstable, leading to the development of a hybrid PID-LQR controller. Gain scheduling was applied to adapt to forward speed variations. The autopilot includes modes such as stability augmentation, heading hold, coordinated turn, altitude hold, hover, and airspeed hold. Visualization was implemented using Simulink and FlightGear. Simulation results show the system performs the mission profile stably and accurately.

1. Giriş

Son yıllarda havacılıkta sürdürülebilirlik ve çevre dostu çözümlere yönelik ilgi artmış; fosil yakıt tüketimini azaltan, gürültü seviyelerini düşüren ve bakım maliyetlerini minimize eden elektrikli hava araçları giderek ön plana çıkmıştır. Bu kapsamda geliştirilen elektrikli helikopterler, özellikle kısa menzilli görevler ve insansız hava aracı uygulamaları için önemli bir potansiyel sunmaktadır.

Helikopterler, karmaşık aerodinamik yapıları ve çok eksenli kontrol gereksinimleri nedeniyle sabit kanatlı hava araçlarına kıyasla daha zorlu bir uçuş karakteristiğine sahiptir. Döner kanat sistemlerinin doğurduğu doğrusal olmayan dinamikler, pilotun sürekli kontrol girişi yapmasını gerektirmekte ve bu durum uçuş güvenliği ile görev etkinliğini olumsuz etkileyebilmektedir [1]. Bu gibi sebeplerle helikopterlerin davranışlarının modellenmesi ve kontrol edilmesi, modern havacılıkta kritik bir araştırma alanı haline gelmiştir. Öncelikle, doğrusal olmayan helikopter dinamiklerinin belirli bir trim noktası etrafında lineerleştirilmesi, analiz ve kontrol tasarımı açısından büyük kolaylık sağlamaktadır. Elde edilen doğrusal model, tasarlanan kontrolcülerin etkinliğini artırmakta ve sistemin kararlılığını güvence altına almaktadır. Bunun yanında, otopilot sistemleri sayesinde pilotun iş yükü azalmakta, uçuş güvenliği artmakta ve uzun süreli görevlerde yorgunluk minimuma indirilmektedir. Ayrıca, geliştirilen model ve kontrolcülerin performansını daha anlaşılır biçimde ortaya koymak için kullanılan görselleştirme yöntemleri, uçuş dinamiklerinin incelenmesinde, eğitim süreçlerinde ve görev planlamalarında önemli bir araç olarak öne çıkmaktadır. Böylece lineerleştirme, kontrolcü tasarımı, otopilot sistemleri ve görselleştirme teknikleri bir araya gelerek helikopterlerin daha güvenli, verimli ve etkin bir şekilde kullanılmasına olanak tanımaktadır.

2. Trim Noktalarının Bulunması

Helikopterlerde trim noktalarının belirlenmesi, hem uçuş dinamiğinin doğru anlaşılması hem de güvenilir kontrol-otopilot sistemlerinin tasarlanması açısından kritik bir adımdır. Trim noktası, helikopterin belirli bir uçuş koşulunda kuvvet ve momentlerin dengede olduğu, pilotun sürekli kumanda girişi yapmadan dengede kalabildiği durumdur. Bu noktaların doğru tespiti, performans analizlerinden kararlılık çalışmalarına, simülasyon modellerinden otomatik uçuş kontrol

algoritmalarına kadar birçok mühendislik sürecinin temelini oluşturur. Yanlış veya eksik belirlenmiş trim verileri, hem tasarım aşamasında yapılan hesaplamaları hem de uçuş sırasında sistemin güvenliğini olumsuz etkileyebilir. Bu nedenle, trim analizi helikopter mühendisliğinde hem teorik hem pratik açıdan vazgeçilmez bir basamaktır. Ayrıca bulduğumuz bu denge noktaları sonraki adımda lineerleştirme gerçekleştirmemize de imkan tanıyacak.

Ayrıca burada belirtmeliyiz ki ileride gerçekleştireceğimiz kontrol sistemine kazanç planlaması dahil edebilmemiz için belirli durumlar için parametrik birden fazla trim noktası bulma işlemi gerçekleştirdik. Bu anlamda ileri hız ve irtifa değerlerinin kullanıcı tarafından bir aralık halinde girildiği ve bu değerlere bağlı birden fazla denge noktası bulan bir kod geliştirdik. Bunu yaparken de M. B. Dikmen ve diğerlerinin gerçekleştirdiği çalışmadan [2] yardım aldık.

3. Lineerleştirme

Helikopterlerde lineerleştirme, doğrusal olmayan uçuş dinamiklerinin belirli bir çalışma noktası etrafında yaklaşık olarak doğrusal bir modele dönüştürülmesi sürecidir. Bu yöntem, kontrol-otopilot sistemlerinin tasarımında yaygın olarak kullanılır çünkü çoğu modern kontrol tekniği, sistemin lineer temsiliyi temel alır. Lineerleştirme sayesinde karmaşık aerodinamik etkiler ve rotor-gövde etkileşimleri, matematiksel olarak daha yönetilebilir bir forma getirilir ve bu form üzerinden kararlılık analizi, kazanç ayarı ve simülasyon çalışmaları yapılabilir. Ancak lineer model, yalnızca küçük sapmalar için geçerli olduğundan, lineerleştirme sürecinin dikkatle yürütülmesi ve çalışma zarfındaki farklı koşullar için ayrı modeller oluşturulması gerekir ki daha önce bahsettiğimiz gibi farklı trim noktaları için birçok lineer sistem elde edilerek bu tip sorunların önüne geçmesi hedeflenmektedir.

4. Kontrol Edilebilirlik ve Kararlılık

Lineer bir sistem de elde edildiğine sistem için kontrol sistemi geliştirilmesi adımına geçilebilir. Ancak önce kontrol edilmesi gereken çok önemli iki özellik vardır; elde ettiğimiz sistemin kontrol edilebilirliği ve kararlılığı.

4.1. Kontrol Edilebilirlik

Bir sistemin kontrol edilebilir olması, giriş sinyalleri yardımıyla tüm durumlarının istenilen değerlere getirilebilmesi anlamına gelir. Bu analiz, aşağıdaki durum uzayı modeli üzerinden yapılır.

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (1)$$

Burada $x(t)$ sistemin zamana bağlı durum vektörü, $u(t)$ zamana bağlı kontrol giriş vektörü, A sistem matrisi, B de giriş matrisidir.

Burada yer alan A ve B matrisleri yardımıyla kontrol edilebilirlik matrisi kullanılarak test gerçekleştirilir. Bu da,

$$C = [B \ AB \ A^2B \ \dots \ A^{(n-1)}B] \quad (2)$$

şeklinde tanımlanır. Burada n , sistemin durum vektörünün boyutunu ifade eder.

4.2. Kararlılık

Kararlılık, sistemin zaman geçtikçe olduğu hal üzere dengede kalıp kalmayacağını belirler. Kararlılık analizi de benzer şekilde

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \quad (3)$$

denklemini üzerinden gerçekleştirilir. Burada ise önemli olan $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3 \dots \lambda_n$ şeklinde ifade edilen A matrisinin özdeğerleridir. Eğer ki bu öz değerlerin her birinin reel kısımlarının değerleri negatif ise yani kutup-sıfır (pole-zero) grafiğinde orijinin solunda yer alıyorlar ise sistem kararlıdır.

4.3. Analiz Sonucu

Bizim projemizde sistemin bir helikopter olmasından dolayı, yapılan analiz sonuçlarında sistemin kontrol edilebilir fakat kararsız olduğu görülmüştür. Bu sonuçlar modelimizin doğruluğunu desteklemektedir. Bu aşamadan sonra kontrol sistemi tasarımına geçebiliriz.

5. Kontrol Sistemi

Helikopterimizin kontrol sistemi tasarımında PID ve LQR yöntemlerini birlikte yer aldığı hibrit bir kontrol yöntemi tercih edildi çünkü her iki yaklaşımın güçlü yönlerini bir araya getirerek hem kararlı hem de hassas bir uçuş kontrolü sağlamak hedeflendi. PID denetleyici, uygulaması kolay ve ayarlanabilir yapısıyla helikopterin temel kararlılığını ve hızlı tepki verme yeteneğini garanti ederken; LQR denetleyici, durum geri beslemesiyle kontrol enerjisini en verimli şekilde dağıtarak tüm uçuş zarfında optimum performans elde etmemize olanak tanır. Daha karmaşık kontrol yöntemleri (örneğin adaptif kontrol, bulanık mantık, ya da model öngörülü kontrol) ise geliştirme süresini, hesaplama maliyetini ve sistem karmaşıklığını artıracığından, projemizin hedefleri ve mevcut kaynaklarımız doğrultusunda tercih edilmemiştir. Böylece hem pratikte güvenilir hem de teorik olarak optimize edilmiş, aynı zamanda uygulanabilir bir kontrol altyapısı kurarak helikopterimizin farklı uçuş koşullarında dengeli, yumuşak ve güvenli manevralar yapabilmesini sağlıyoruz. Kısaca bu iki yöntemim çalışma prensiplerine değinelim.

5.1. PID

PID (Proportional-Integral-Derivative) kontrol yöntemi, sistemin istenen davranışa ulaşmasını sağlamak için hatayı üç farklı açıdan ele alan ve buna göre düzeltme yapan bir denetim yaklaşımıdır. Bu yöntemde oransal kısım, anlık hataya doğrudan tepki vererek hızlı düzeltmeler sağlar; integral kısım, geçmişte biriken hataları telafi ederek uzun vadede kalıcı hatayı ortadan kaldırır; türev kısmı ise hatanın değişim hızına tepki göstererek aşım ve salınımı azaltır. Böylece PID, hem kararlılık

hem de hızlı tepki açısından dengeli bir kontrol performansı sunar.

Bunu matematiksel olarak

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (4)$$

şeklinde ifade edebiliriz. Burada $e(t)$, referans değer ile gerçek değer arasındaki hata; K_p , oransal kazanç; K_i , integral kazancı; K_d ise türev kazancıdır. İlk terim olan $K_p e(t)$ anlık hatayı onun büyüklüğüne oranla düzeltir. İkinci terim olan $K_i \int_0^t e(\tau) d\tau$ geçmişteki tüm hataları toplar ve uzun vadede sistemin hedeflenen değer oturmasını sağlamış olur. Üçüncü terim olan $K_d \frac{de(t)}{dt}$ ise hatanın değişim hızına göre tepki vererek ani sapmaları yumuşatır ve sistemin aşırı tepki vermesini engeller. Bu üç bileşen birlikte ayarlandığında, sistem hem hızlı hem de dengeli şekilde hedefe ulaşır. Projemizde bu PID kontrol katsayılarını elde etmek için deneme-yanılma yöntemi kullandık. Bu da temelde P, I, D katsayılarını sırasıyla çıktılar yardımıyla sezgisel olarak belirlemektir.

5.2. LQR

LQR (Linear Quadratic Regulator), sistemin durum hatası ile kontrol enerjisinin karelerinin toplamını minimize etmeye yönelik optimal bir kontrol yöntemidir. Bu yöntem, hem sistemin performansını artırmak hem de kontrol sinyalinin gereksiz yere büyük olmasını engellemek için tasarlanır. LQR, özellikle helikopter gibi karmaşık dinamiklere sahip sistemlerde dengeli ve verimli kontrol sağladığı için tercih edilir. Matematiksel olarak LQR kontrolcüsünün ürettiği kontrol sinyali şu şekilde ifade edilir:

$$u(t) = -K x(t) \quad (5)$$

Burada $x(t)$, sistemin zamana bağlı durum vektörü; $u(t)$, zamana bağlı kontrol girdisi; K ise optimal kazanç matrisidir. Bu kazanç matrisi aşağıda yer alan maliyet fonksiyonunun minimizasyonu ile elde edilir.

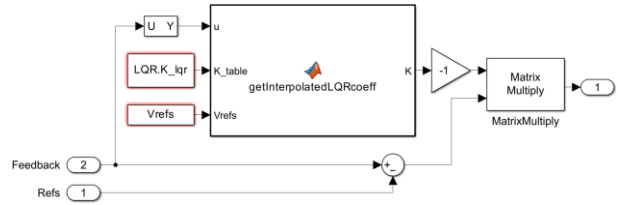
$$J = \int_0^\infty (x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t)) dt \quad (6)$$

Burada Q ve R , sırasıyla durum hatalarının ve kontrol sinyalinin ağırlıklandırıldığı pozitif tanımlı matrislerdir. Q matrisi, hangi durum değişkenlerinin daha önemli olduğunu belirleyerek kontrolün önceliklendirilmesini sağlar yani kontrolcü büyük değerlere sahip olan durumların hatalarını düzeltmeyi önceler; R matrisi ise kontrol sinyalinin büyüklüğünü sınırlandırarak enerji verimliliğini korur. Bu ağırlık matrislerinin dikkatli seçimi, LQR'nin sistem performansı ve kontrol enerjisi arasında uygun dengeyi kurmasını sağlar.

5.3. Kontrol Sisteminin Yapısı

PID ve LQR kontrolörlerini paralel veya seri bağlama yöntemleri, her iki kontrol yaklaşımının avantajlarını bir arada

kullanmak için tercih edilir ancak bu bağlantı biçimleri farklı amaçlara ve uygulamalara yöneliktir. Paralel bağlantıda, PID ve LQR kontrolörleri aynı anda çalışarak kontrol sinyalleri topla-



Şekil 1: LQR kontrolcüsünün Simulink modeli

nır; bu sayede PID'nin hızlı ve basit hata düzeltme yeteneği ile LQR'nin optimal durum geri beslemesi birlikte kullanılarak daha esnek ve güçlü bir kontrol sağlanır. Bu yöntem, özellikle değişken koşullarda hızlı tepki ve enerji verimliliğinin birlikte istendiği durumlarda uygundur. Öte yandan seri bağlantıda, genellikle bir kontrolörün çıkışı diğerinin girdisi olarak kullanılır; örneğin PID, LQR kontrolörünün önünde bir hata düzenleyici olarak görev yapabilir. Bu yaklaşım, katmanlı kontrol yapıları veya belirli dinamik filtreleme ihtiyaçlarında tercih edilir. Hangi bağlantı biçiminin seçileceği, sistemin dinamik özellikleri, kontrol hedefleri ve uygulama gereksinimleri doğrultusunda belirlenir. Bu çalışmada paralel bağlantı yapısı tercih edilmiştir. Bu sayede bu iki kontrolörün sinyalleri birleşerek, helikopterin farklı uçuş koşullarında hem hızlı tepki veren hem de stabil bir kontrol yapısı elde edilmiştir. Bu, özellikle helikopterin dinamik yapısının karmaşıklığı ve uçuş esnasındaki değişken ortam koşulları göz önüne alındığında, hem performans hem de güvenlik açısından avantajlıdır. Bu kararı verirken E. Abdulhamitbilal [3] ve İ. G. Gökçeli [4] tarafından gerçekleştirilen çalışmalardan yardım alınmıştır.

5.4. Kazanç Planlaması

Gain scheduling, dinamik sistemlerin kontrolünde kullanılan etkili bir yöntemdir ve özellikle parametreleri uçuş koşullarına veya çalışma noktalarına bağlı olarak değişen sistemlerde tercih edilir. Bu yaklaşımda, sistemin farklı çalışma bölgeleri için ayrı ayrı tasarlanmış kontrol kazançları belirlenir ve sistem çalışma noktası değiştikçe uygun kazançlar otomatik olarak seçilir. Böylece, lineer kontrol tekniklerinin sınırlamalarını aşarak, doğrusal olmayan sistemlerin geniş çalışma alanlarında kararlı ve yüksek performanslı kontrol sağlanabilir [5]. Helikopter gibi uçuş dinamikleri koşullara göre sürekli değişen karmaşık sistemlerde gain scheduling, kontrol kalitesini artırmak ve güvenliği sağlamak için önemli bir rol oynar. Bunun için elimizdeki her bir denge noktasından elde ettiğimiz lineer sistem için değişen LQR katsayıları buluyoruz. Böylece değişken olan ileri hız değerleri için LQR katsayısı değişiyor ve daha keskin ve optimize bir kontrol sağlamış oluyoruz.

6. Otopilot Tasarımı

Helikopterler, sabit kanatlı hava araçlarına kıyasla çok daha karmaşık ve hassas bir uçuş dinamiğine sahiptir. Bu durum, özellikle manuel kontrol altında uçuşun hem pilot açısından

zorlaşmasına hem de güvenlik risklerinin artmasına neden olur. Bu nedenle, helikopterlerin kendi kendine dengede durabilmesini ve belirlenen görevleri otomatik olarak yerine getirmesini sağlayan otopilot sistemleri büyük önem taşır.

Bir helikopterin otopilotu, temel olarak aracı dengede tutmak, yönünü ve hızını kontrol etmek ve istenen hareketleri gerçekleştirmek üzere tasarlanır. Bu tür bir sistem; yuvarlanma, yunuslama ve sapma eksenlerinde hassas kontrol sağlayarak, uçuş sırasında oluşabilecek dengesizlikleri minimuma indirir.

Bu projede amaç, temel bir helikopter modeline uygun çalışan ve belirli görevleri yerine getirebilen bir otopilot sistemi tasarlamaktır. Geliştirilen kontrol sistemi, hem dengeyi sağlayacak hem de dışarıdan verilen referanslara karşılık verecek şekilde çalışacaktır. Bu kapsamda, klasik kontrol teknikleri ile başlayıp daha sonra elde edilen sonuçlara göre sistem performansı değerlendirilecektir.

6.1. SAS (Kararlılık Arttırıcı Sistem)

SAS sistemi, helikopterin doğal olarak sahip olduğu aerodinamik kararsızlıkları bastırmak amacıyla tasarlanmış bir otomatik kontrol sistemidir. Özellikle rotor sisteminden ve uçuş ortamından kaynaklanan küçük salınımları veya dış etkilere bağlı ani sapmaları sönümleyerek, helikopterin daha dengeli bir şekilde uçmasını sağlar. Bir diğer deyişle SAS pilot girdilerine paralel bağlıdır. SAS, pilot komutlarını doğrudan yönlendirmez; bunun yerine, pilot komutlarına ek olarak çok küçük düzeltici hareketlerle sistemi stabilize eder.

6.2. CAS (Kontrol Arttırıcı Sistem)

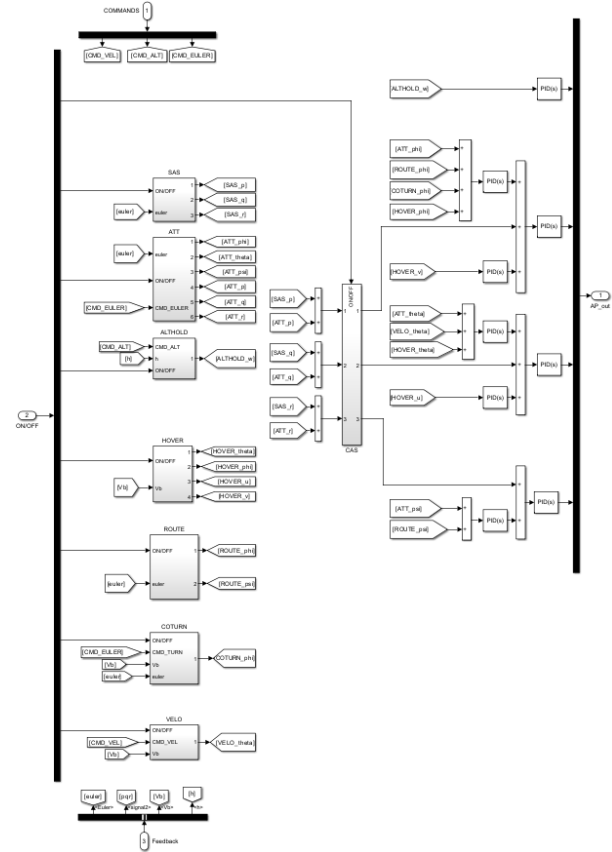
CAS sistemi, SAS'ın aksine, pilotun uçuş kontrol yüzeylerine verdiği komutları daha etkili hale getirmek için aktif müdahalede bulunan bir sistemdir. Yani sadece uçuşu stabilize etmekle kalmaz, aynı zamanda pilotun verdiği kumanda girdilerine daha hızlı, kesin ve optimize edilmiş yanıtlar üretir. Bu sistem, özellikle çevik manevralar sırasında, örneğin ani dönüşlerde ya da agresif tırmanış/iniş hareketlerinde pilotun daha az eforla daha fazla kontrol elde etmesini sağlar. CAS, kontrol yüzeylerine ilave tepkiler üretmekle manevra kabiliyetini artırır ve helikopterin uçuş karakteristiğini değiştirir.

6.3. ATT (Davranış Tutucu)

ATT modu, helikopterin yatış (roll) ve yunuslama (pitch) açılarını sabit tutarak, yönelim açısından sabit ve dengeli bir uçuş sağlar. Pilot, herhangi bir kumanda girişi yapmadığı sürece, ATT sistemi devreye girer ve helikopterin mevcut eğimini korur. Bu, örneğin düz ve sabit hızda bir seyir uçuşu yaparken veya belirli bir eğimle tırmanış/iniş yaparken oldukça faydalıdır. Helikopter, dış etkenlerden (rüzgâr, rotor titreşimleri, vs.) etkilenip yönelimini değiştirmeye başladığında ATT sistemi anında düzeltici sinyaller göndererek istenmeyen değişiklikleri engeller. Bu sayede, pilotun sürekli olarak cyclic kumanda ile uğraşmasına gerek kalmaz.

6.4. HDG (Rota Tutucu)

HDG modu, helikopterin baş yönünü yani yönelme açısını sabit tutan bir otopilot fonksiyonudur. Uçuş sırasında, rüzgâr veya motor torku gibi dış etkilere helikopterin burnunu istenmeyen bir yöne döndürmeye çalışabilir. HDG sistemi, bu tür sapmaları algılayarak kuyruk rotoru kontrol yüzeyine düzeltici sinyaller gönderir ve helikopterin burun yönünün sabit kalmasını sağlar. Bu özellikle, sabit rotada seyir uçuşu yapılırken ya da bir hedefe doğru yönelme sırasında oldukça kritiktir.



Şekil 2: Otopilot modları Simulink modeli

6.5. COR (Koordineli Dönüş)

COR dönüş modu, helikopterin yatış ve yönelim kontrollerini senkronize ederek düzgün, dengeli ve kaymasız dönüşler yapılmasını sağlar. Normalde bir dönüş yapılırken, sadece yana yatmak yeterli değildir; aynı zamanda kuyruk rotoru yardımıyla burun da dönüş yönüne çevrilmelidir. COR sistemi, bu iki hareketi otomatik olarak koordine eder ve dönüş sırasında oluşabilecek kayma (slip) veya savrulma (skid) etkilerini engeller.

6.6. ALT (İrtifa Tutucu)

ALT modu, helikopterin bulunduğu irtifayı sabit tutan bir sistemdir. İrtifa sabitleme, sensörler aracılığıyla helikopterin yerden yüksekliğini sürekli ölçer ve herhangi bir düşüş ya da yükselme algılandığında otomatik olarak kolektif kontrol sistemi aracılığıyla düzeltme yapar. Bu sistem, örneğin 1000 feet irtifada sabit bir uçuş yapılırken, helikopterin aynı yükseklikte kalmasını sağlar. Rüzgar, sıcaklık değişimi veya ani yük değişiklikleri gibi etkenlerle irtifa kaybı yaşanırsa, sistem müdahale eder ve yükseklik korunur.

6.7. HVR (Askıda Kalma)

HVR modu, helikopterin hem pozisyonunu hem de irtifasını sabit tutarak, belirli bir noktada havada askıda kalmasını sağlar. Sistem, GPS ve inertial ölçüm birimleri gibi konum ve hareket sensörlerini kullanarak helikopterin yer değiştirmesini algılar ve bu sapmaları düzeltmek için gerekli cyclic, collective ve rudder komutlarını otomatik olarak uygular. Özellikle inş-kalkış sırasında, sabit bir noktaya malzeme bırakılması gereken görevlerde veya gözetleme faaliyetlerinde hover modu kritik öneme sahiptir.

6.8. IAS (İleri Hız Tutucu)

IAS modu, helikopterin ileri uçuş hızını sabit tutmak için tasarlanmıştır. Hava hızı sensörleriyle helikopterin mevcut hızı izlenir ve bu değerde herhangi bir sapma tespit edilirse, sistem kolektif (dikey güç) ve cyclic (ileriye/geriye eğim) ayarlarını otomatik olarak değiştirerek istenilen hava hızını korur. Bu mod, özellikle uzun menzilli görevlerde ya da yakıt tasarrufu açısından ideal hızda seyir yaparken kullanılır.

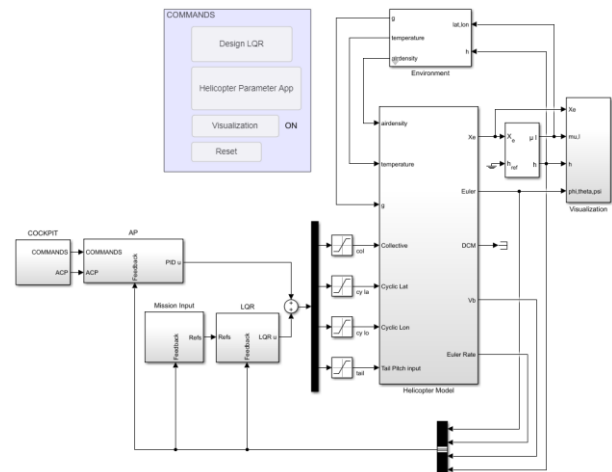
7. Görselleştirme

Helikopterin Simulink modelinin görselleştirilmesinin temel nedeni, karmaşık dinamik sistem davranışlarını yalnızca sayısal verilerle değil, aynı zamanda gerçek zamanlı ve görsel araçlar aracılığıyla izleyerek daha anlaşılır ve etkili bir şekilde analiz edebilmektir. Helikopterler çoklu serbestlik derecelerine sahip, doğrusal olmayan ve zamana bağlı sistemler oldukları için, bu sistemlerin matematiksel modellerini doğrudan yorumlamak her zaman kolay değildir. Ancak Simulink ortamında geliştirilen bir görsel modelleme ve simülasyon altyapısı sayesinde, sistemin tepkileri grafiksel olarak izlenebilir, bileşenler arası etkileşim net bir şekilde görülebilir ve senaryo bazlı simülasyonlarla uçuş davranışları detaylı olarak analiz edilebilir. Böylece, hem sistemin kararlılığı hem de kontrolcü tasarımlarının etkinliği daha hızlı ve sezgisel bir şekilde değerlendirilebilir. Bu amaçla görselleştirme için hem Simulink içerisinde yer alan üç boyutlu görselleştirme aracını kullandık hem de Flightgear üzerinde görselleştirme yaptık.

8. Sonuçlar

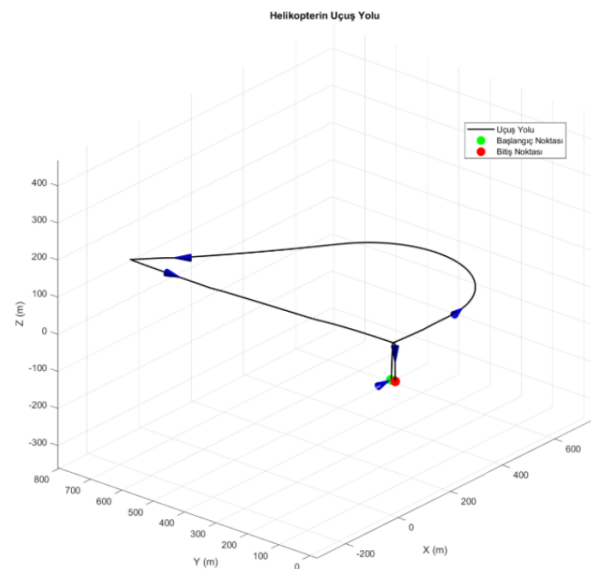
Hazırladığımız sistemin simülasyonlarını gerçekleştirip sonuçlar elde etme kısmına geldik. Bu aşamada simülasyon sonuçlarını grafiğe dökeceğiz ve sonuçları inceleyeceğiz.

Şekil 4'de yer alan görev profilimize karar verirken helikopterde bulunan kontrolcü ve tasarlanan otopilot modlarının tamamının çalışırılığının kontrol edilmesine odaklandık. Öncelikle yeşil noktadan yani yeryüzünden 200 metre irtifaya kadar tırmanma hareketiyle başlayan görev profili ardından ileri uçuş durumuna geçiyor, 15 m/s hızla kadar hızlanıyor ve bu hızda sabit kalıyor. Daha sonra da bu sabit hızda koordineli dönme yapmaya başlıyor. X yönünde başladığı yere kadar dönen helikopter burada duruyor, olduğu yerde 315 derece dönerek rotasını başlangıç noktasına doğru çeviriyor. Ardından başlangıç noktasına kadar 18 m/s hız değerine kadar hızlanıp bir süre sabit hızda uçup ardından yavaşlayarak başlangıç noktasına çok yakın bir yere ulaşıyor. Ardından da tekrar yeryüzüne iniş yaparak simülasyonu tamamlıyor.

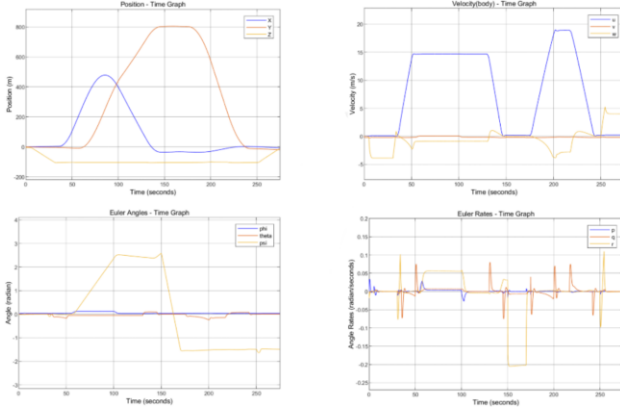


Şekil 3: Helikopter Simulink modeli

Öncelikle simülasyon için bir görev profili tanımlayalım.



Şekil 4: Simülasyon görev profili



Şekil 5: Simülasyon sonuçları



Şekil 6: Simülasyonun görselleştirilmesi

Grafikleri incelersek, konum-zaman grafiğinde X ve Y yönündeki yer değiştirmenin görev profilinde belirttiğimiz güzergaha uygun olduğunu görebiliriz, irtifanın da tırmanışın sonundan alçalma hareketine kadar sabit tutulabildiği görülebilmektedir.

Hız-zaman grafiğine bakarsak ileri hız değerinin görev profiline uygun olduğunu görebiliriz, yanıl hız değeri sıfıra oldukça yakın tutulmuş ki bu da sideslip olayının önüne büyük oranda geçtiğimiz anlamına geliyor. Bunun haricinde Z yönündeki hız bileşeni de küçük değişimlerle irtifayı korumaya çalışmaktadır. Bu noktada belki daha optimize bir kontrolcü ile daha iyi bir irtifa tutma gerçekleştirilebilirdi.

Euler-zaman grafiği için ise phi değerlerinin koordineli uçuş sırasında istenen değere ulaştığı, bunun haricinde de yanıl hız oluşturmayacak şekilde kontrol edildiği anlaşılmaktadır. Theta açısı doğrudan hıza bağlı olup ileri hız sırasında negatif değerler alıp yavaşlama sırasında da pozitif değer almaktadır. Psi açısına bakarsak koordineli dönüş ile daha yavaş bir değişim, ardından olduğu yerde dönme manevrası ile daha hızlı bir değişim görülebilmektedir.

Açısal hız-zaman grafiğinde ise kararlılık için phi ve theta değerlerinin olabildiğince küçük olmasını ve ani değişimlere sahip olmamasını isteriz. Grafikte değerler küçük olmakla beraber küçük çapta da olsa ani değişimler gözlenebilmektedir. Bunlar kontrolcü katsayılarının optimizasyonu ile giderilebileceğini düşünüyoruz. Bunun haricinde psi değerinin koordineli dönüş değerinde görece küçük, olduğu yerde dönme sırasında ise daha büyük negatif bir değer aldığını görebiliyoruz. Bu yorumlar ışığında sistemin doğru çalıştığı ancak geliştirmeye açık olduğu sonucuna varabiliriz.

Teşekkür

Bu çalışmayı gerçekleştirmemizi sağlayan şirketimiz Türk Havacılık ve Uzay Sanayii'ne teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

- [1] M. Gürler, Mathematical modeling of a small-scale helicopter and MRAC design with time based uncertainty parametrizations (Küçük boyutlu helikopterler için matematik model geliştirme ve zamana bağlı belirsizlik parametrize etme yöntemi ile MRAC tasarımı), M.S. thesis, Dept. of Aeronautical and Space Engineering, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Middle East Technical University, Ankara, Türkiye, 2018.
- [2] M. B. Dikmen, M. Şahin, E. Cengiz, C. Yalçın, M. M. Olgun ve E. Arınç, "Lineer Olmayan Döner Kanatlı Bir Hava Aracının Trim Noktalarının Bulunması ve Lineerizasyonun Yapılması", 25. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Konya, 2024.
- [3] E. Abdulhamitbilal, İTÜ – Hafif Ticari Helikopter Uçuş Dinamiği, Kararlılık Analizi ve Geliştirilmiş Kontrol Sistemleri Tasarımı, Ph.D. thesis, Dept. of Aeronautics and Astronautics Engineering, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Istanbul Technical University, Istanbul, Turkey, March 2010.
- [4] İ. G. Gökçeli, Modeling, Simulation and Control of Helicopter Dynamics, M.S. thesis, Dept. of Electrical-Electronics Engineering, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Hacettepe University, Ankara, Türkiye, Nov. 24, 2010.
- [5] K. Şansal, Control of a Helicopter During Autorotation (Helikopterin Otorotasyon Sırasında Kontrolü), M.S. thesis, Department of Mechanical Engineering, Graduate School of Natural and Applied Sciences, Middle East Technical University, Ankara, Türkiye, June 2018.
- [6] S. M. Kütük, M. B. Sarıca, M. Şahin, M. B. Dikmen, M. Şahin ve K. Ertem, "Dinamik Olarak Modellenen Bir Helikopterin Sel Ortamında Kullanılması", 10. Ulusal Havacılık ve Uzay Konferansı, Ankara, 2024.
- [7] S. Ifkirne, Helicopter Mathematical Modelling And Optimal Controller Design, B.Sc. thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spain, Nov. 17, 2015.
- [8] M. Şahin, S. M. Kütük, M. B. Sarıca, M. B. Dikmen, M. Şahin ve K. Ertem, "Döner Kanatlı Bir Hava Aracının Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Yaklaşımıyla Kapsamlı Matematiksel Modelinin Tasarımı ve Validasyonu", 25. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Konya, 2024.

Elektrik Tahrikli Döner Kanatlı İHA Tasarımı: Modelleme ve Trim Analizi

Electrically Powered Rotary Wing UAV Design: Modeling and Trim Analysis

*Celal Aksoy¹, Mehmet Tunahan Kara², Mehmet Şahin³
Muhammed Berat Dikmen⁴, Mehlika Şahin⁵*

^{1,2}Uçak Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi
[aksoyc20]¹, [karame20]²@itu.edu.tr

^{3,4,5}TUSAŞ-Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş.
[mehmet.sahin3]³, [muhammedberat.dikmen1]⁴, [mehlika.sahin1]⁵@tai.com.tr

Özetçe

Bu çalışma, elektrik tahrikli döner kanatlı insansız hava aracının kavramsal tasarımı, dinamik modellemesi ve trim analizini kapsamaktadır. Yüksek maliyetli aerodinamik ve yapısal analizler yerine, literatürdeki helikopter verileri kullanılarak regresyon tabanlı yöntemle geometrik ve aerodinamik parametreler tahmin edilmiştir. Elde edilen veriler ile 6 serbestlik dereceli dinamik model Simulink ortamında oluşturulmuş, sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) ve Li-ion batarya sisteminin elektriksel, mekanik ve termal modelleri entegre edilmiştir. Newton-Raphson yöntemiyle gerçekleştirilen trim analizi sonucunda denge noktaları belirlenmiş ve bu noktalar etrafında uçuş simülasyonları yapılmıştır. Sonuçlar, modelin gerçek helikopter davranışını başarılı şekilde yansıttığını ve kontrol sistemi entegrasyonu ile kararlılığın artırılabilceğini göstermektedir.

Abstract

This study presents the conceptual design, dynamic modeling, and trim analysis of an electrically powered rotary-wing unmanned aerial vehicle (UAV). Instead of costly aerodynamic and structural analyses, geometric and aerodynamic parameters were estimated using a regression-based method with helicopter data from the literature. A six-degree-of-freedom dynamic model was developed in Simulink, integrating electrical, mechanical, and thermal models of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) and a Li-ion battery system. Trim analysis was conducted via the Newton-Raphson method to determine equilibrium points, followed by flight simulations around these points. The results demonstrate that the model accurately reflects real helicopter behavior and indicate that stability can be further improved through control system integration.

1. Giriş

Son yıllarda havacılıkta sürdürülebilirlik ve çevre dostu çözümlere yönelik ilgi artmış; fosil yakıt tüketimini azaltan, gürültü kirliliğini düşüren ve bakım maliyetlerini minimize eden elektrikli hava araçları ön plana çıkmaya başlamıştır. Bu doğrultuda geliştirilen elektrikli helikopterler, özellikle kısa menzilli görevlerde ve insansız hava aracı uygulamalarında önemli bir potansiyel taşımaktadır.

Döner kanatlı hava araçları, sahip oldukları aerodinamik yapı ve çoklu kontrol yüzeyleri sayesinde yüksek manevra kabiliyeti sunmakta; bu da onları askeri, sivil ve endüstriyel uygulamalarda vazgeçilmez kılmaktadır. Ancak, helikopterlerin bu esnek yapısı, aynı zamanda karmaşık bir dinamik davranışa sahip olmalarına neden olmaktadır. Bu nedenle, helikopterlerin kontrol edilebilirliğinin ve uçuş kararlılığının sağlanabilmesi için, sistemin fiziksel ve aerodinamik parametrelerini dikkate alan ayrıntılı matematiksel modellerin oluşturulması gerekmektedir. Bu modellerin oluşturulmasında, öncelikle yapısal, aerodinamik ve aktüatör kaynaklı tasarım parametrelerinin doğru biçimde tahmin edilmesi gerekmekte ve bu durum, modelin gerçek sistemi temsil etme yeteneğini doğrudan etkilemektedir. Bu parametrelerin belirlenmesinin ardından sistem, diferansiyel denklemler aracılığıyla dinamik olarak tanımlanmakta ve uçuş kontrol analizleri için temel bir yapı elde edilmektedir.

Dinamik modelleme süreci, genellikle Simulink gibi blok diyagram tabanlı simülasyon araçları yardımıyla gerçekleştirilmekte olup, sistemin zamanla nasıl davrandığını gözlemlemeye imkân tanımaktadır. Modelleme ve simülasyon doğruluğunu artırmak amacıyla, helikopterin farklı uçuş rejimlerindeki denge durumları yani trim noktaları belirlenmektedir. Trim noktası, bir hava aracının belirli bir uçuş manevrasını sabit durumda sürdürebilmesi için gerekli kontrol girdilerinin ve durum değişkenlerinin bir kombinasyonudur. Bu noktaların belirlenmesi, hem uçuş kararlılığı analizleri hem de lineer kontrol tekniklerinin uygulanabilirliği açısından kritik öneme sahiptir. Trim analizi,

genellikle Newton-Raphson metodu gibi sayısal çözüm yöntemleriyle gerçekleştirilmekte ve elde edilen denge noktaları etrafında sistemin lineerleştirilmesi ile birlikte durum-uzay model parametreleri (A, B, C, D matrisleri) elde edilmektedir. Böylece helikopterin belirli uçuş koşullarında vereceği tepkiler önceden analiz edilebilmekte ve kontrol algoritmalarının tasarımında kullanılacak güvenilir bir zemin oluşturulmaktadır.

Bu bağlamda, helikopterler için tasarım parametrelerinin tahmini, matematiksel ve dinamik modelleme süreçleri ile trim analizi, modern uçuş kontrol sistemlerinin geliştirilmesinde temel adımları oluşturmaktadır. Özellikle insansız hava araçları ve otonom sistemler için bu adımların bütüncül biçimde ele alınması, sistem güvenilirliğini ve operasyonel verimliliği artırmak adına vazgeçilmezdir.

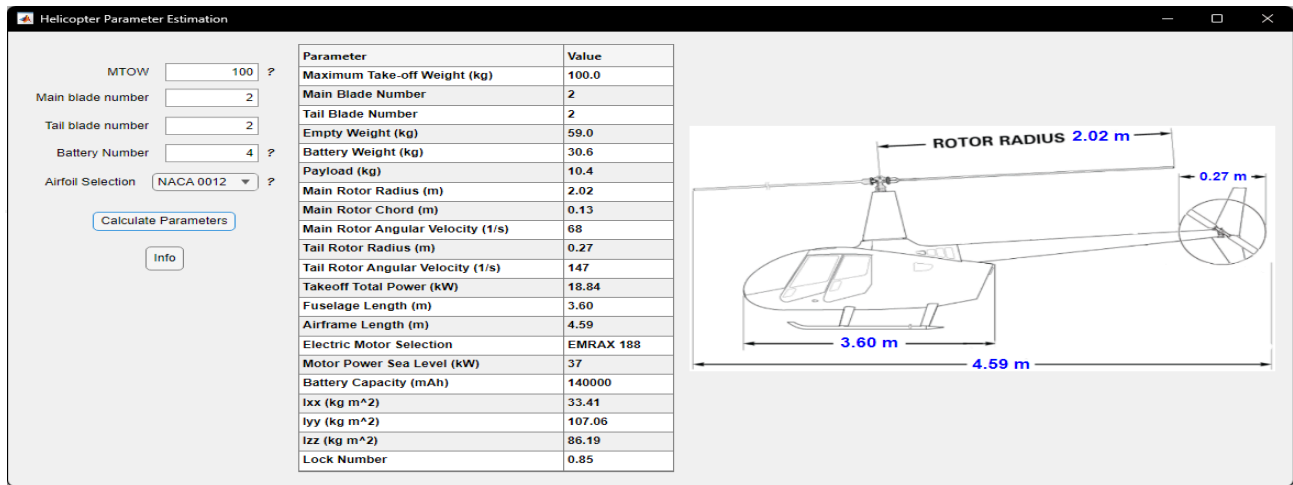
2. Tasarım Parametrelerinin Belirlenmesi

Helikopterlerin kavramsal tasarım sürecinde, rotor çapı, kuyruk rotor çapı, gövde boyutları, yükseklik, genişlik ve rotor kanatlarının kord uzunluğu gibi temel tasarım parametrelerinin belirlenmesi, normalde detaylı yapısal ve aerodinamik analizlere dayanır. Bu tür analizler, sayısal akışkanlar dinamiği (CFD), sonlu elemanlar yöntemi (FEM) ve rüzgar tüneli testleri gibi ileri mühendislik araçları ile gerçekleştirilir ve oldukça hassas sonuçlar elde edilmesini sağlar [5]. Ancak bu yöntemler, yüksek maliyetleri, uzun süren hesaplama süreçleri ve uzmanlık gereksinimleri nedeniyle, özellikle kavramsal tasarımın erken aşamalarında her zaman uygulanabilir değildir. Bu bağlamda, mevcut helikopter verilerine dayalı olarak geliştirilen regresyon tabanlı yöntemler, daha pratik ve erişilebilir bir alternatif sunmaktadır. Literatürde yer alan farklı sınıflardaki helikopterlerden elde edilen teknik veriler kullanılarak, tasarım parametreleri arasındaki yapısal ilişkiler istatistiksel olarak modellenmekte ve örneğin maksimum kalkış ağırlığı gibi bir değişkene bağlı olarak rotor çapı, kuyruk rotor oranı ya da gövde uzunluğu gibi diğer kritik parametreler yüksek doğrulukla tahmin edilebilmektedir. Bu yaklaşım, hem mühendislik hesaplamalarını hızlandırmakta hem de maliyet ve insan kaynağı kısıtlarının olduğu durumlarda kavramsal tasarım sürecine güvenilir bir başlangıç noktası sunmaktadır.

Bu çalışma kapsamında, hava aracının ön tasarım sürecini desteklemek amacıyla bir hesaplama uygulaması geliştirilmiştir. Uygulamanın teorik altyapısı, tasarım parametrelerinin belirlenmesine yönelik literatürde mevcut istatistiksel metotları ve ampirik bağıntıları esas alan kapsamlı bir incelemeyle dayanmaktadır [3]. Bu incelemelerden elde edilen hesaplama yöntemleri, MATLAB App Designer platformunda geliştirilen ve ara yüzü Şekil 1'de sunulan bir uygulamaya entegre edilmiştir. Geliştirilen yazılım, kullanıcı tarafından tanımlanan beş temel girdi parametresi hedeflenen maksimum kalkış ağırlığı, ana ve kuyruk rotor pal sayıları, batarya adedi ve önceden tanımlanmış bir listeden seçilen kanat profili aracılığıyla bir dizi mühendislik parametresini otomatik olarak hesaplamaktadır. Hesaplanan bu tasarım parametreleri, sonuçların kolayca yorumlanabilmesi için ara yüz üzerinde bir tablo halinde sunulmaktadır.

3. Dinamik Modelin Geliştirilmesi

Hava araçlarının kontrol ve simülasyon sistemlerinin tasarlanabilmesi için, sistemin fiziksel davranışlarını yeterli doğrulukla temsil eden bir dinamik modele ihtiyaç duyulmaktadır. Özellikle döner kanatlı hava araçları gibi çok girişli ve çok çıkışlı (MIMO) sistemler için dinamik modelleme, sistemin aerodinamik, mekanik ve itki kaynaklı etkilerinin bir arada ele alındığı karmaşık bir süreçtir [6]. Bu süreçte, öncelikle hava aracının konum, hız, ivme ve açılma değişkenlerini tanımlayan durum değişkenleri belirlenir; ardından Newton-Euler denklemleri temel alınarak sistemin hareketini yöneten diferansiyel denklemler oluşturulur. Bu denklemler hem doğrusal olmayan hem de zamana bağlı parametreler içerebildiği için doğrudan analitik çözümlerle değil, genellikle sayısal yöntemlerle simüle edilir. Geliştirilen bu matematiksel model, daha sonra Simulink gibi blok diyagram tabanlı ortamlarda uygulanarak, sistemin zamanla verdiği tepkiler analiz edilebilir hale getirilir. Dinamik model, yalnızca uçuş davranışlarının anlaşılması için değil, aynı zamanda otopilot sistemlerinin, uçuş kontrol algoritmalarının ve arıza tespit sistemlerinin geliştirilmesi açısından da temel bir rol oynamaktadır. Bu nedenle oluşturulan modelin fiziksel gerçekliği temsil etme yeteneği, yapılacak tüm mühendislik çalışmaları için kritik öneme sahiptir [4].



Şekil 1: Tasarım parametreleri hesaplama aracı

Simulink ortamına entegre edilen matematiksel denklemler aşağıda sıralandığı gibidir.

3.1. Ana Rotor

Ana rotor, helikopterin kaldırma kuvvetini ve yönlendirme kontrolünü sağlayan temel bileşendir. Dikey ekseninde dönen bu büyük rotor, kanatlarının havayı itmesiyle helikopteri havada tutar. Aynı zamanda döngüsel hatve ve kolektif hatve kontrol girdileriyle helikopterin ileri, geri ve yanlara doğru hareket etmesini sağlar.

Ana rotor modeli oluşturulurken Prouty, Raymond W. tarafından yazılan "Helicopter Performance, Stability, and Control" [1] kitabının 7. bölümünde yer alan rotor çırpma karakteristiği kısmında ele alınan denklemlerden yardım alınmıştır.

C_T itki katsayısı, C_Q tork katsayısı, ρ hava yoğunluğu, R rotor yarıçapı ve Ω rotorun açısal hızı olmak üzere; ana rotorun x, y ve z eksenlerinde oluşturduğu kuvvetleri ve momentleri ifade eden denklemler sırasıyla

$$F_{xyz} = C_T \rho R^2 (\Omega R)^2 [-\cos \cos \beta_s \sin \sin \beta_c \dots \sin \sin \beta_s - \cos \cos \beta_c \cos \cos \beta_s] \quad (1)$$

$$M_{xyz} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -C_Q \rho \pi R^2 \Omega |\Omega| R^3 \end{bmatrix} \quad (2)$$

3.2. Kuyruk Rotoru

Kuyruk rotoru, helikopterin gövde dönmesini (sapma hareketi) dengelemek ve yön kontrolünü sağlamak için kullanılır. Ana rotor dönerken gövdeyi ters yönde döndürme eğilimi oluşturur; kuyruk rotoru bu torku dengeleyerek helikopterin sabit veya kontrollü şekilde yön değiştirmesini sağlar.

Kuyruk rotorunun kuvvet ve momentleri için kullanılan denklemlerin, ana rotordan temel farkı; burada çırpma etkilerinin dahil edilmemesidir. Bunun nedeni, kuyruk rotorda genellikle çırpma menteşelerinin bulunmaması, yapısının rijit olması ve oluşabilecek küçük aerodinamik salınımların ihmal edilebilir düzeyde kalmasıdır. Bu nedenle, modelin sadeliğini ve hesaplamaların verimliliğini korumak amacıyla bu etkiler hesaba katılmamıştır.

$$F_{xyz} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -C_T \rho \pi R^2 (\Omega R)^2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$M_{xyz} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -C_Q \rho \pi R^2 \Omega |\Omega| R^3 \end{bmatrix} \quad (4)$$

3.3. Yer Çekimi

Yerçekimi, Dünya'nın merkezine doğru etkili olan doğal bir kuvvettir ve helikopter dinamiğinde her zaman aşağı yönlü sabit bir ivme olarak dikkate alınır. Bu sebeple hesaplanmasında yön-kosinüs matrisi (DCM) kullanılır.

$$F_{gravity} = DCM \begin{bmatrix} 0 & 0 & MTOW \cdot g \end{bmatrix} \quad (5)$$

3.4. Dikey Kuyruk

Dikey kuyruk, helikopterin gövdesinin yönelmesini aerodinamik olarak dengelemeye yardımcı olan sabit bir yüzeydir. Genellikle kuyruk rotorunun hemen yanında veya altında yer alır ve özellikle ileri uçuşta, kuyruk rotorunun yükünü azaltarak yönsel kararlılığı artırır [7].

Dikey kuyruk ve gövde matematiksel modeli için P. D. Talbot and L. D. Corliss [2] tarafından 1977'de yürütülen çalışma baz alındı.

u , v , w hava aracının gövde hızları, l_{VFTB} dikey kuyruğun ağırlık merkezine uzaklığı, α_F dikey kuyrukta etik hücum açısı, Y_{VF} , N_{VF} sırasıyla dikey kuyruğun oluşturduğu yanal kuvvet ve yönelim momenti ve K_1 , F_1 helikopterin tasarım geometrisine bağlı olarak elde edilen katsayılar olmak üzere

$$u_F = u_B \quad (6)$$

$$v_F = -v_B + l_{VFTB} \quad (7)$$

$$\sin \sin \alpha_F = \frac{v_F}{\sqrt{u^2 + v^2}} \quad (8)$$

$$Y_{VF} = K_1 v_F u_F + F_1 v_F |v_F| \quad (9)$$

$$N_{VF} = -Y_{VF} l_{VF} \quad (10)$$

3.5. Gövde

Helikopterin dinamik davranışlarının modellenmesinde gövde aerodinamiği önemli bir rol oynamaktadır. Ancak, gövde modeli hem gerçek hayattaki değerlerle tam uyum sağlaması zor olan hem de davranış bakımından görece dengesiz bir yapıya sahiptir. Bu nedenle, gövde kuvvet ve momentlerinin matematiksel ifadeleri oluşturulurken belirli varsayımlar yapılmakta ve deneysel verilerden yararlanılmaktadır. Aşağıda verilen denklemler, gövdenin aerodinamik etkilerini temsil etmek üzere kullanılan matematiksel modeli ifade etmektedir.

$D_1, D_2, D_3, Y_1, M_1, N_1$ parametreleri gövdenin tasarım geometrisine bağlı elde edilen katsayılar, X_F, Y_F, Z_F gövdenin oluşturduğu aerodinamik kuvvetler ve M_F, N_F gövdenin oluşturduğu aerodinamik momentler olmak üzere

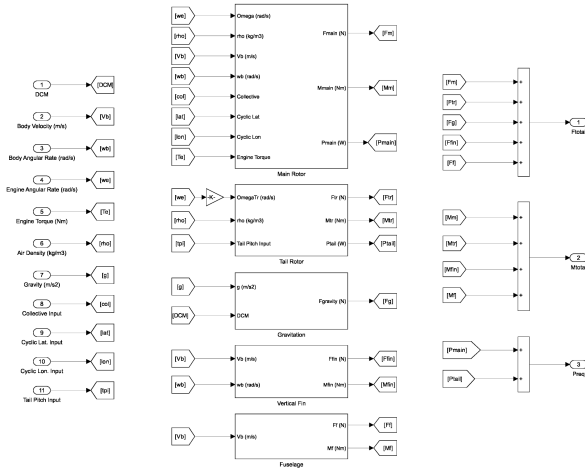
$$X_F = u_B \left(-D_1 |u_B| + L_1 \frac{w_B^2}{|u_B|} \right) \quad (11)$$

$$Y_F = v_B \left(-D_2 |v_B| - Y_1 |u_B| \right) \quad (12)$$

$$Z_F = w_B \left(-D_3 |w_B| - L_1 |u_B| \right) \quad (13)$$

$$M_F = M_1 w_B |u_B| \quad (14)$$

$$N_F = -N_1 v_B |u_B| \quad (15)$$



Şekil 2: Kuvvet ve moment bloğunun içi

3.6. Motor Modeli

Bu çalışmada tahrik ünitesi olarak yüksek verim, yüksek güç-ağırlık oranı ve hassas tork kontrolü sağladığı için sabit mıknatıslı senkron motor (PMSM) tercih edilmiştir. PMSM seçimi, rotor tarafında sabit manyetik akı sağlayan mıknatısların sağladığı verim avantajı ve alan-yönlendirmeli kontrol (FOC) ile yüksek dinamik performans elde etme imkânı nedeniyle yapılmıştır. Buna ek olarak motorun nominal gücü ve boyutu görev profiline göre değiştirilebilir.

Motorun elektriksel modeli üç fazlı (wye bağlı) bir yapı olarak ele alınmıştır. Üç fazlı akımlar önce Clarke dönüşümü ile α - β referans çerçevesine, ardından Park dönüşümü ile rotorla hizalanmış d-q eksenlerine aktarılır. Kullanılan dönüşümler özetle aşağıda verilmiştir [8].

Clarke ($3\phi \rightarrow \alpha\beta$):

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1, & -\frac{1}{2}, & -\frac{1}{2}; & 0, & \frac{\sqrt{3}}{2}, & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \dots \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (16)$$

Park ($\alpha\beta \rightarrow dq$):

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = [\cos \theta, \sin \theta; -\sin \theta, \cos \theta] \dots \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

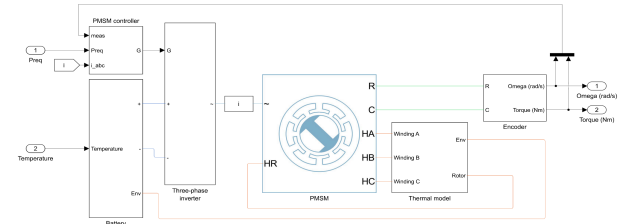
Burada rotor açısı θ pozisyon sensörü (encoder) tarafından sağlanır; dolayısıyla enkoder geri beslemesi kontrolün doğruluğu için zorunludur. Motor torku şu şekilde verilir:

$$\tau = \frac{3}{2} p(i_q \psi_m + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (18)$$

PMSM için $L_d \approx L_q$ eşitliği kabul edilmiş ve tork esas olarak i_q üzerinden sağlanmıştır. Tahrik mimarisi, bataryadan gelen DC gerilimini üç fazlı AC'ye çeviren bir IGBT tabanlı dönüştürücü (inverter) ve bu inverteri doğrudan kontrol eden FOC döngüsünden oluşur. FOC zinciri şu adımları içerir:

Faz akımlarının ölçümü \rightarrow Clarke/Park \rightarrow d/q için
PI kontrollü akım döngüleri (i_d, i_q) \rightarrow ters dönüşümler \rightarrow
PWM üretimi ile IGBT kapı kontrolü.

Bu yapı motorun hızının ve torkunun ayrık kontrolüne olanak vermektedir. Buna ek olarak tahrik bloğunda elektriksel ve mekanik davranışa ek olarak termal modelleme de yer almaktadır. Stator sarım dirençlerinden kaynaklanan ısı üretimi, rotor manyetik kayıpları ve çevre ile ısı değişimi Simulink/Simscape tabanlı bloklarla modellenmiştir.



Şekil 3: Üç fazlı PMSM modeli

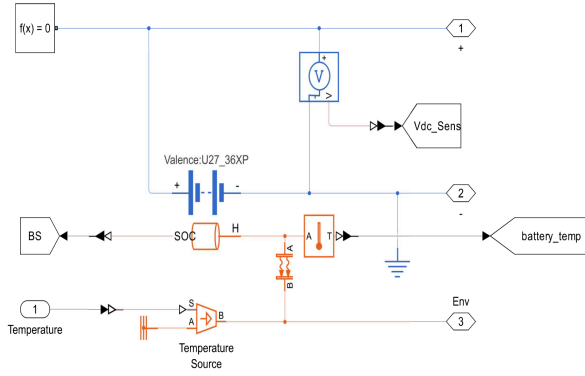
3.7. Batarya Modeli

Enerji kaynağı olarak yüksek enerji yoğunluğu ve kabul edilebilir ağırlık/kapasite dengesi sağladığı için Li-ion hücre tabanlı bir batarya paketi tercih edilmiştir. Batarya konfigürasyonu görev gereksinimine göre seri/paralel kombinasyonlarla ölçeklendirilebilir; örneğin daha yüksek gerilimler için seri hücre sayısı, daha yüksek kapasite/uzun uçuş için paralel dal sayısı artırılabilir. Tasarımda ayrıca hücrelerin maksimum C-rate (deşarj/şarj akım limiti), termal yönetim gereksinimleri ve batarya yönetim sistemi (BMS) fonksiyonları göz önünde bulundurulmuştur.

Batarya modeli elektriksel ve termal davranışı birlikte yakalayacak şekilde yapılandırılmıştır. Elektriksel olarak hücrelerin eşdeğer devre modeli (uç gerilim, iç direnç ve şarj durumu (SoC) dinamiği) ile temsil edilmiştir; SoC izleme, uç gerilim (V_{dc}) ölçümü ve akım sensörleri batarya yönetim katmanına sağlanır. Termal modelleme ise hücrelerin çevre sıcaklığı, ısı kapasitesi ve ısı transfer bağlantılarını içermekte, yüksek akım çekişlerinde hücre sıcaklık artışının gerilim ve iç direnç üzerindeki etkisini göstermektedir.

Batarya-inverter-motor etkileşimi kapsamında yapılan çalışmalar şunları ortaya koymuştur:

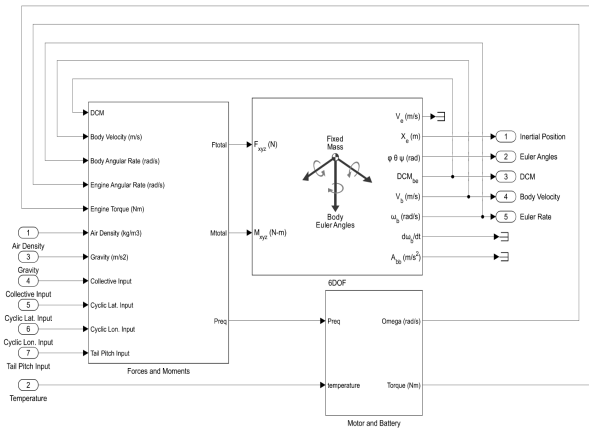
- Başlangıç/kalkış anında ortaya çıkan yüksek transient akımlar batarya uç geriliminde kısa süreli düşmelere (voltage sag) neden olabilir; bu nedenle akım sınırlama stratejileri ve BMS tabanlı korumalar gereklidir.
- Uzun süreli yüksek güç talepleri halinde hücre sıcaklığının artması, hem güvenlik hem de performans açısından aktif/pasif soğutma gereksinimini doğurur.
- Batarya paketi tasarımı (seri/paralel düzenleme) doğrudan sistem gerilimini, enerji kapasitesini ve maksimum sürekli/değil sürekli güç çıkışını belirler; bu nedenle farklı görev profilleri için paket konfigürasyonu değiştirilebilir.



Şekil 4: Batarya modeli

3.8. Motor ve Batarya Entegrasyonu ile Nihai Model

Tahrik bloğu ile 6-DoF uçuş dinamiği modeli arasında gerçek zamanlı etkileşim sağlanmıştır; motorun açısal hızı ve torku 6-DoF modele girdi olarak verilerek gerekli güç hesaplanıp motor kontrolüne geri bildirim sağlanmıştır. Ek olarak mevcut güç hesapları da yapılmıştır. Sistem genelinde FOC tabanlı kontrol ile hem hız hem tork hassasiyeti sağlanmış ve buna ek olarak termal/elektriksel sınır koşulları BMS ve kontrol katmanları tarafından gözetilmiştir.



Şekil 5: Elektrik tahrikli 6 serbestlik dereceli RİHA modeli

4. Trim İşlemi İle Denge Noktalarının Bulunması

Helikopterlerde trim işleminin gerçekleştirilmesi, belirli bir uçuş koşulunda araç üzerinde etki eden kuvvet ve momentlerin dengelenmesi amacıyla yapılan kritik bir adımdır. Trim sayesinde pilotun sürekli kontrol girişi yapmasına gerek kalmadan helikopter, seçilen irtifa, hız ve yönünü koruyabilir. Bu durum hem pilotun iş yükünü azaltmakta hem de uçuşun daha kararlı ve güvenli bir şekilde sürdürülmesine olanak sağlamaktadır. Trim hesaplamaları sırasında aerodinamik kuvvetler, itki, ağırlık ve direnç gibi unsurlar göz önünde bulundurularak, sistemin dengeli bir uçuş rejimine ulaşması hedeflenir [9].

Helikopterler doğaları gereği yüksek hassasiyet gerektiren ve kararsızlık eğilimleri bulunan hava araçlarıdır. Bu nedenle, model doğrulama amacıyla gerçekleştirilecek simülasyonlarda, öncelikle trimleme işlemi uygulanarak bir denge noktası belirlenmelidir. Belirlenen bu denge noktasında, hem durum değişkenleri hem de bu duruma karşılık gelen kontrol girdileri analiz edilerek, değerlerin beklenen sınırlar içerisinde olup olmadığı değerlendirilir.

Durum	Başlangıç Değeri	Değeri	Türevi	Durum	Denge Değeri	Denge Türevi
Euler Açıları				Euler Açıları		
φ	0	Serbest	Sabit	φ	0.036	0
θ	0	Serbest	Sabit	θ	-0.005	0
ψ	0	Serbest	Sabit	ψ	≈ 0	0
Açısal Hızlar				Açısal Hızlar		
p	0	Sabit	Sabit	p	0	≈ 0
q	0	Sabit	Sabit	q	0	≈ 0
r	0	Sabit	Sabit	r	0	≈ 0
Gövde Doğrusal Hızlar				Gövde Doğrusal Hızlar		
u	V_{ref}	Serbest	Sabit	u	0.1	≈ 0
v	0	Sabit	Sabit	v	0	≈ 0
w	0	Sabit	Sabit	w	0	≈ 0
Pozisyon				Pozisyon		
X	0	Serbest	Serbest	X	≈ 0	0.1
Y	0	Serbest	Sabit	Y	≈ 0	≈ 0
Z	h_{ref}	Serbest	Serbest	Z	-1.000	≈ 0

Kontrol Yüzeyi	Başlangıç Değeri	Min. Değer	Max. Değer	Kontrol Yüzeyi	Min. Değer	Denge Girdisi	Max. Değer
Kollektif	0.1	0.08	0.15	Kollektif	0.08	0.109	0.15
Cyclic Boylamsal	0.1	-0.25	0.25	Cyclic Boylamsal	-0.25	0.009	0.25
Cyclic Yanal	0.1	-0.25	0.25	Cyclic Yanal	-0.25	-0.005	0.25
Kuyruk Pedali	0.1	0	0.5	Kuyruk Pedali	0	0.375	0.5

Şekil 6: Trim Şartları ve Değerleri

Gerçekleştirilecek trim işlemi için aranan denge noktasının sağlanması gereken şartlar belirlenmelidir. Ardından MATLAB üzerinde gerçekleştirilen trim işlemi ile Şekil 6'da görülen trim sonuçları elde edilmiştir.

Euler açılarının türevlerini ve ikinci türevleriyle beraber ileri hız hariç gövde hızlarını da sabit tutarak bir ileri uçuş denge noktası elde etmek planlanmıştır. İleri hız ve irtifa değerleri parametrik olup istenilen değer aralığının girilmesi ile farklı trim sonuçları elde edilir.

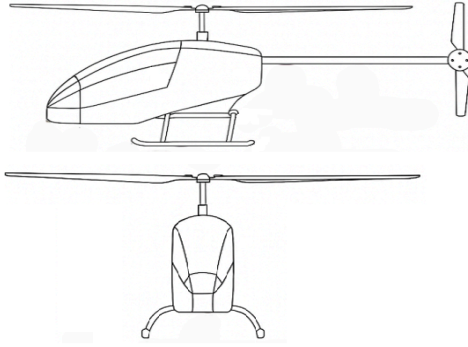
Ayrıca trim ayarlarında kontrol yüzeyleri için de helikopterin kontrol sisteminin fiziksel maksimum ve minimum sınırları da yer almaktadır. Çünkü bu aralık dışında bir kontrol girdisi ile elde edilen denge noktası gerçekte uygulanabilir bir nokta olmayacaktır.

Trim sonuçları incelendiğinde sabit olması hedeflenen değerlerin sıfır olduğu ileri hız ve irtifa değerinin de girilen parametrik değere eşit olduğu görülmüştür. Bu modelin doğruluğunu ispat eder. Başarılı bir trim sonucu elde edildiğinden ötürü simülasyon yapılabilir ve sonuçlar değerlendirilebilir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, elektrik tahrikli döner kanatlı bir insansız hava aracı (RİHA) için kavramsal tasarım, dinamik modelleme ve trim analizi gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın temel amacı, sürdürülebilirlik kaygıları doğrultusunda fosil yakıt tüketimini azaltmak ve çağın gerekliliklerine uygun şekilde elektrik tahrikli bir tasarım ortaya koymaktır. Bununla birlikte, personel, zaman ve maliyet kısıtları göz önünde bulundurulduğunda, kapsamlı yapısal ve aerodinamik analizler

yerine literatürde mevcut istatistiksel yöntemlerin kullanıldığı bir yazılım uygulaması geliştirilmiş ve ön tasarım süreci bu araç üzerinden yürütülmüştür.



Şekil 7: Elektrik tahrikli döner kanatlı İHA CAD çizimi

Şekil 7’de verilen CAD çizimi, yalnızca görsellik amacıyla hazırlanmış olup, nihai tasarımdan ziyade uygulamanın çıktıları görsel olarak desteklemek üzere sunulmuştur. Geliştirilen uygulama sayesinde, az sayıda girdi parametresi ile tasarımın temel geometrik ve aerodinamik özellikleri hızlı ve doğru bir şekilde elde edilmiştir. Bu yaklaşım, özellikle erken aşamalarda uzun süreli CFD veya FEM analizlerine gerek kalmadan güvenilir ve tutarlı sonuçlara ulaşmayı mümkün kılmıştır.

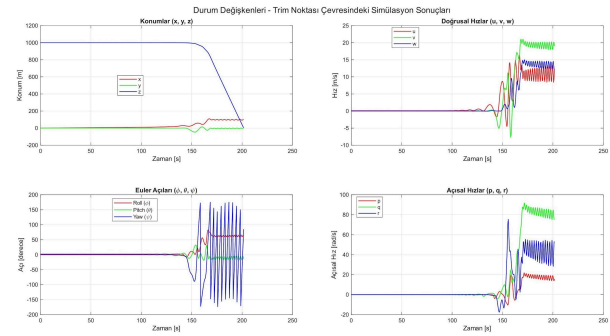
Parametre	Model Değeri	Yamaha RMAX Değeri
Maks. Kalkış Ağırlığı (kg)	100.0	94
Ana Rotor Pal Sayısı	2	2
Kuyruk Rotoru Pal Sayısı	2	2
Boş Ağırlık (kg)	59.0	64
Batarya / Yakıt Ağırlığı (kg)	30.6	19.5
Taşıma Kapasitesi (kg)	10.4	28–31 kg
Ana Rotor Yarıçapı (m)	2.02	1.5575 m
Ana Rotor Kord Uzunluğu(m)	0.13	0.105 m
Ana Rotor Açıl Hızı (rad/s)	68	86.9
Kuyruk Rotor Yarıçapı (m)	0.27	0.2725 m
Kuyruk Rotor Açıl Hızı (rad/s)	147	177
Kalkış Toplam Gücü (kW)	18.84	15.7
Kuyruk Uzunluğu (m)	3.60	3.63 m
Gövde Uzunluğu (m)	4.59	3.63
Motor Tipi	PMSM	Benzinli Motor
Motor Gücü (kW)	37	15.7
Batarya Kapasitesi (mAh)	140000	-

Şekil 8: Belirlenen tasarım parametrelerinin Yamaha RMAX helikopteri ile karşılaştırılması

Elde edilen parametreler, aynı fiziksel segmentte benzer boyut ve görev profilinde elektrikli muadillerin bulunmaması ve mevcut elektrikli platformların da teknik verilerinin yetersiz olması nedeniyle benzinli Yamaha RMAX helikopteri ile karşılaştırılmıştır (Şekil 8). Kalkış ağırlıklarının birbirine yakın olması, RMAX’ın bu karşılaştırma için uygun bir referans platform olmasını sağlamaktadır. Maksimum kalkış ağırlığı açısından benzerlik bulunmasına rağmen, RMAX’ın daha yüksek faydalı yük taşıyabildiği gözlemlenmiştir; bu durum, günümüzde piston motorlarının hâlen spesifik enerji ve yakıt yoğunluğu bakımından elektrikli sistemlere kıyasla daha verimli olduğunu göstermektedir. Ancak batarya teknolojilerindeki hızlı gelişmeler ile birlikte, elektrikli tahrik

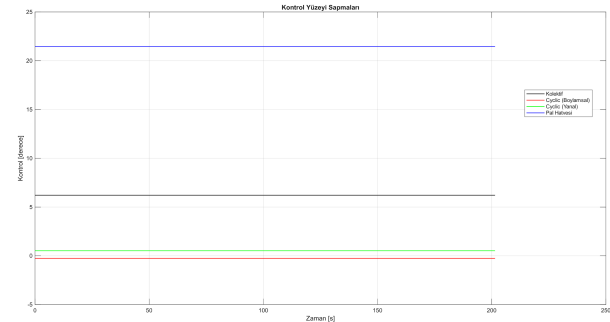
sistemleri özellikle güç-ağırlık oranı ve anlık tork üretimi açısından gelecekte önemli avantajlar sağlayacaktır.

Ayrıca RMAX’ın daha küçük rotor çapına sahip olmasına rağmen yüksek devir sayısı (RPM) ile kaldırma kuvveti üretmesi, mevcut piston motorlu yapıların belirli senaryolarda performans avantajı sağladığını göstermektedir. Bununla birlikte, yüksek RPM değerleri genellikle disk yüklemesini artırarak hover ve düşük hız rejimlerinde enerji verimliliğini olumsuz etkileyebilmektedir. Geliştirilen uygulamanın yalnızca dört temel girdi üzerinden, mevcut helikopterlerle uyumlu ve tutarlı çıktılar üretebilmesi ise yöntemin geçerliliğini ve tasarım sürecinde mühendislik açısından kullanılabilirliğini doğrulamaktadır.



Şekil 9: Askı fazı trim koşulu için durum değerleri

Trim analizi sonuçları da uygulamanın başarısını destekler niteliktedir. Şekil 9’da görüldüğü üzere, hesaplanan durum değişkenleri dengeli bir askı uçuşu koşulunu yansıtmaktadır. Yaklaşık 120 saniyeye kadar herhangi bir dengesizlik gözlenmeden helikopterin askıda kalabilmesi, trim çözümünün ve geliştirilen modelin doğruluğunu göstermektedir. Şekil 10’da verilen kontrol girdilerinin ise RMAX helikopterin fiziksel sınır değerleriyle örtüşmesi, elde edilen trim noktasının gerçekçi ve uygulanabilir olduğunu kanıtlamaktadır.



Şekil 10: Askı fazı trim koşulu için girdi değerleri

Sonuç olarak, bu çalışmada geliştirilen istatistiksel yaklaşım tabanlı yazılım, kavramsal tasarım aşamasında hızlı, düşük maliyetli ve güvenilir sonuçlar sunarak, elektrik tahrikli döner kanatlı İHA tasarımına önemli katkılar sağlamıştır. Bu yöntem sayesinde, hem ön tasarım süresi kısaltılmış hem de elde edilen dinamik model, kontrol ve otopilot sistemlerinin entegrasyonuna hazır hale getirilmiştir. Nihai ürün geliştirme

aşamasına geçildiğinde elbette detaylı yapısal ve aerodinamik analizlerin yapılması gerekecektir; ancak erken aşamada bu yöntem sayesinde zaman ve kaynak tasarrufu sağlanmıştır

Bu çalışmanın bir sonraki adımı, elde edilen dinamik modele kontrol ve otopilot sistemlerinin entegre edilmesi olacaktır. Böylelikle çağın gerekliliklerine uygun, fosil yakıtlardan bağımsız, elektrik tahrikli bir RIHA tasarımının tamamlanması ve ülkemizin bu teknolojiye geri kalmamasına katkı sağlanması hedeflenmektedir.

Teşekkür

Bu çalışmayı gerçekleştirmemizi sağlayan şirketimiz Türk Havacılık ve Uzay Sanayii'ne teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

- [1] R. W. Prouty, Helicopter performance, stability, and control. 1986.
- [2] P. D. Talbot and L. D. Corliss, "A mathematical force and moment model of a UH-1H helicopter for flight dynamics simulations," 73207, Jun. 1977.
- [3] Khromov, V., & Rand, O. (2006). Design trends for rotary-wing unmanned air vehicles. 25th Congress of the International Council of the Aeronautical Sciences, Hamburg, Germany, 3–8 September 2006
- [4] M. Şahin, S. M. Kütük, M. B. Sarıca, M. B. Dikmen, M. Şahin ve K. Ertem, "Döner Kanatlı Bir Hava Aracının Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Yaklaşımıyla Kapsamlı Matematiksel Modelinin Tasarımı ve Validasyonu", 25. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Konya, 2024
- [5] Z. Petrović, S. Strupar, I. Kostić ve A. Simonović, "Determination of a light helicopter flight performance at the preliminary design stage," Strojniški vestnik – Journal of Mechanical Engineering, cilt 56, no. 9, ss. 535–543, 2010
- [6] S. M. Kütük, M. B. Sarıca, M. Şahin, M. B. Dikmen, M. Şahin ve K. Ertem, "Dinamik Olarak Modellenen Bir Helikopterin Sel Ortamında Kullanılması", 10. Ulusal Havacılık ve Uzay Konferansı, Ankara, 2024.
- [7] V. Dudnik, "Determination of the Tail Unit Parameters of Ultralight Manned and Unmanned Helicopters at the Preliminary Design Stage," Aerospace, vol. 12, no. 1, Art. 33, Jan. 2025.
- [8] MathWorks, "Three-Phase PMSM Drive with Thermal Model," MATLAB & Simulink (Simscape Electrical)
- [9] M. B. Dikmen, M. Şahin, E. Cengiz, C. Yalçın, M. M. Olgun ve E. Arınç, "Lineer Olmayan Döner Kanatlı Bir Hava Aracının Trim Noktalarının Bulunması ve Lineerizasyonun Yapılması", 25. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Konya, 2024.

Kızılötesi Görüntüleme İle Esnek Robot El Poz Tahmini Flexible Robotic Hand Pose Estimation via Infrared Imaging

İlayda Ataoglu¹, Asude Çelik², Ufuk Güner³

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Erzurum Teknik Üniversitesi, Erzurum
ilaydaataoglul@gmail.com

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Erzurum Teknik Üniversitesi, Erzurum
asude.celik84@erzurum.edu.tr

³Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Erzurum Teknik Üniversitesi, Erzurum
ufuk.guner@erzurum.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, Yale OpenHand Model T42 referans alınarak tasarlanmış bir robotik el için, tek bir kızılötesi kamera kullanılarak eklem konumlarının belirlenmesine yönelik bir yöntem önerilmektedir. Robotik el iki parmağtan oluşmakta olup, her parmak iki eklem sahiptir ve uç eklem esnek bir bağlantıyla bağlanmıştır. Parmaklar, iki dijital servo motor ile kontrol edilmektedir. Sistemde, geniş açılı kızılötesi bir kamera modülü kullanılmaktadır. Bu kamera modülü 120 FPS görüntü akışı sağlayabilmekte ve yüksek işlem hızına sahip bir tek kart bilgisayara entegre edilmiştir. Tek kart bilgisayar, parmak kontrolü ve görüntü işleme işlevlerini yerine getirmektedir. Parmak duruşunun tahmini için, parmak uç eklemleri kızılötesi yansıtıcı yüzeye sahip bir malzeme ile işaretlenmiştir. Kamera modülü aracılığıyla bu yansıtıcı yüzeyin genişliği tespit edilerek parmak uç ekleminin açısal konumu tahmin edilmiştir. Önerilen yöntemin doğrulanması amacıyla, parmak uç eklemine bir eğim sensörü bağlanmış ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, tek kamera ile parmak duruşunun statik durumda $\pm 2^\circ$ hata payı ile belirlenebileceğini göstermiştir.

Abstract

In this study, a method is proposed for determining the joint positions of a robotic hand, designed based on the Yale OpenHand Model T42, using a single infrared camera. The robotic hand consists of two fingers, each having two joints, with the distal joint connected via a flexible linkage. The fingers are actuated by two digital servo motors. The system employs a wide-angle infrared camera module capable of providing a 120 FPS video stream. This camera module is integrated into a single-board computer with high processing speed, which performs

both finger control and image processing tasks. For finger pose estimation, the distal finger joints are marked with a material possessing an infrared reflective surface. By detecting the width of this reflective surface through the camera module, the angular position of the distal joint is estimated. To validate the proposed method, an inclination sensor was attached to the distal joint, and experimental studies were conducted. The results demonstrate that the finger pose can be determined with an error margin of $\pm 2^\circ$ using a single camera.

1. Giriş

Robotik manipülasyon, modern otomasyonda vazgeçilmez ve önemli bir alan haline gelmiştir. Genellikle sert yapılar ve hassas çalıştırma mekanizmalarıyla tasarlanan geleneksel robotik tutucular, düzensiz veya kırılabilir nesnelerle çalışırken uyum sağlama becerisinden yoksundur. Bu sınırlamaların üstesinden gelmek için esnek yapılardan yararlanan, minimum kontrol karmaşıklığı ile sağlam ve çok yönlü kavrama sağlayan, uyumlu robotik eller, alternatif olarak kullanılabilmektedir [1].

Açık kaynaklı bir girişim olarak geliştirilen Yale OpenHand Projesi, uyumlu eklemler ve tendon tahrikli mekanizmalar kullanan çeşitli düşük maliyetli, düşük tahrikli el tasarımları sunmuştur[2]. Bunlar arasında, iki parmaklı esnek robotik eller, hem araştırma hem de endüstriyel ortamlarda adaptif kavrama elde etmek için minimal ancak etkili bir yaklaşımı sunmaktadır. Bu tür ellerin doğasında var olan uyumluluk, nesne geometrisine pasif adaptasyon sağlayarak, yüksek hassasiyetli algılama ve hassas kontrol ihtiyacını azaltabilmektedir. Bu amaçla nesne geometrisi ve temas koşullarındaki belirsizliklere karşı sağlamlığı önemli ölçüde artıran, esnek ve tendon kontrollü bir el tasarımı sunmuştur [3]. Çalışmaları, yapının pasif uyumluluğunun hassas konum kontrolü gerektirmeden nesnelere doğal olarak uyum sağladığı mekanik zekanın önemini vurgulamıştır. Esnek

yapılı robotik ellerin yalnızca insan-robot etkileşiminde güvenliği artırmakla kalmayıp aynı zamanda gelişmiş kavrama kararlılığı ve enerji verimliliği de sağladığını gösteren çalışmalar yapılmıştır [4, 5]. Sonuç olarak, araştırmacılar hem mekanik tasarımın kontrol sınırlamalarını telafi ettiği açık döngü stratejilerini hem de dokunsal ve görsel geri bildirim sistemleri de dahil olmak üzere sensör tabanlı kapalı döngü çözümlerini araştırmışlardır. Bir diğer araştırma akımı, el duruşu alt uzayları olarak bilinen düşük boyutlu kontrol uzaylarından yararlanarak yüksek serbestlik dereceli el kontrolünü basitleştirmeye odaklanmıştır [6]. Bu yöntemler, daha az kontrol girdisiyle birden fazla eklemi koordine etmeyi ve böylece el becerisini korurken hesaplama karmaşıklığını azaltmayı amaçlamaktadır. Bu tür stratejiler, tek bir aktüatörün tendon yönlendirmesi yoluyla birden fazla serbestlik derecesini yönlendirildiği yetersiz tahrikli tasarımlar için özellikle önemlidir. Yale OpenHand tasarımlarını üretim, maliyet ve performans arasında denge kurarak pratik kullanım için optimize etmeyi amaçlayan çalışmalar yapılmıştır [7]. Bulguları, iki parmaklı varyantların sistem karmaşıklığını önemli ölçüde azaltırken birçok günlük manipülasyon görevi için yeterli işlevsellik sağlayabileceğini göstermiştir.

Bu çalışma kapsamında geliştirilen robotik el, TÜBİTAK destekli "YOLO Algoritması ve Robotik El Tasarımı ile Meyve Hasadı İçin Yeni Bir Yaklaşım" projesi çerçevesinde tasarlanan robotik el üzerine yapılmıştır. Çalışmanın amacı, mekanik açıdan yalın ancak işlevsel bir yapıya sahip, özellikle toplanması güç meyvelerin hasadında robot kol ile entegre şekilde çalışabilen bir robotik el geliştirmektir.

Robotik el tasarım sürecinde, Yale OpenHand Model T42 referans alınarak iki parmaklı bir robotik el modeli oluşturulmuştur. Her parmak iki eklemden oluşmakta olup, uç eklem esnek bir mafsal ile bağlanarak uyumlu kavrama kabiliyeti kazandırılmıştır. Eklemler, farklı kavrama görevlerinde hassas konum kontrolü ve yeterli tork üretimi sağlayabilen iki adet dijital fırçasız servo motor ile tahrik edilmektedir.

Sistemde hareket kontrolü ve görüntü verilerinin işlenmesi için tek kartlı bir bilgisayar kullanılmıştır. Eklemlerinin tahmini amacıyla, parmak bölümlerine yerleştirilen yansıtıcı işaretleyicileri algılayabilen kızılötesi (IR) kamera modülü sisteme entegre edilmiştir. Yüksek kare hızında görüntü akışı sağlayabilen bu kamera, eklem konumlarının gerçek zamanlı olarak belirlenmesine imkan tanımaktadır. Tek bir IR kamera ile bu yöntemin uygulanması, çoklu kamera veya çoklu sensör tabanlı yaklaşımlara kıyasla daha düşük maliyetli ve daha kompakt bir algılama çözümü sunmaktadır.

2. Robotik El Konfigürasyonu

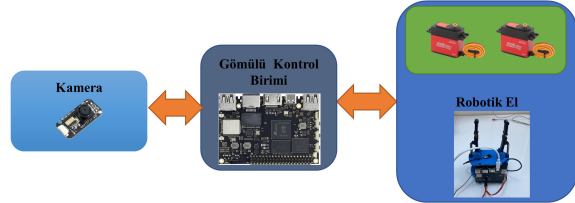
Robotik elin tasarımında OpenHand Model T42'nin üç boyutlu tasarımı referans alınmıştır. Bu üç boyutlu model, kullanılan donanıma uyumlu olacak şekilde yeniden düzenlenmiştir. Model T42'de kullanılan servo motorlar yerine PowerHD BLS1108 dijital fırçasız servo motorlar tercih edilmiştir. Böylece robotik elin hız ve kavrama kabiliyeti artırılmıştır. Görüntü işleme ve nesne tespit süreçleri için, yüksek grafik işleme kapasitesine sahip Khadas VIM3 tek kart bilgisayar kullanılmaktadır. Şekil 1'de robotik elin bileşenleri gösterilmektedir. Donanım yapısında geri besleme sağlamak amacıyla, Khadas VIM3 tek kart bilgisayara özel bir kamera entegre edilmiştir. Kamera mo-

dülü olarak, 120 FPS hızında çalışabilen kızılötesi kamera tercih edilmiştir. Bu modül, özellikle robotik elin parmak hareketlerinin hassas ve hızlı bir şekilde tespit edilmesinde önemli avantaj sağlamaktadır. Yüksek kare hızına sahip kamera, kontrolcüye hızlı geri besleme sağlayabilmektedir. Kızılötesi algılama, kameranın parmak hareketlerine odaklanılmasını kolaylaştırmaktadır.



Şekil 1: Robotik el bileşenleri.

Kamera modülü, düşük ışık koşullarında veya tamamen karanlık ortamlarda dahi elin ve nesnelerin algılanabilmesine imkan tanımaktadır. Bu çalışmada, kamera modülünden elde edilen görüntüler tek kart bilgisayar üzerinde işlenerek robotik elin kontrolünde kullanılmaktadır. Şekil 2'de donanım şeması gösterilmektedir.



Şekil 2: Donanım yapısı.

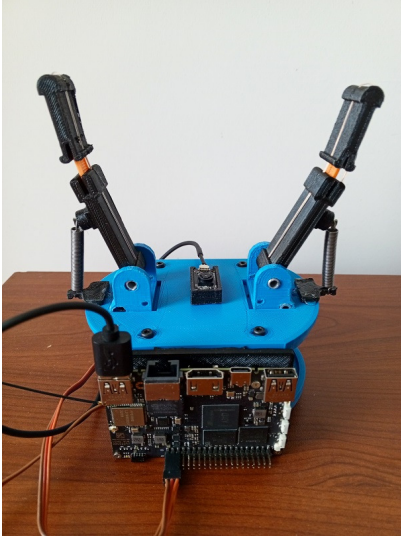
Robotik el de iki adet servo motor eyleyici olarak kullanılmaktadır. Servo motor kasnağına bağlı bir kayış servo hareketini parmak eklemlerine aktarmaktadır. Servo kontrol sinyalleri de tek kart bilgisayar üzerinden sağlanmaktadır. Parmak eklemlerine bağlı iki adet ter kuvvet yayı bağlanmıştır. Şekil 3'de robotik elin birleştirilmiş hali görülmektedir.

2.1. Kinematik Poz Tahmini

Kamera destekli eklem konum tahmini ters kinematik ve görüntü tabanlı poz tahmini kullanılmıştır. Kameranın konumun ve eklem uzunluklarını bilinmektedir. Şekil 4 kamera ve eklem konumlarını taban koordinat düzlemine göre göstermektedir. Eklem ve kamera konum değişkenleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

- l_1 : Birinci bağlantı uzunluğu (taban → eklem)
- l_2 : İkinci bağlantı uzunluğu (eklem → parmak ucu)
- θ_1 : Taban eklem açısı (x eksenine göre)

- θ_2 : İkinci eklem açısı (birinci bağlantıya göre)
- (u_1, v_2) : Kamera görüntüsünde ölçülen IR işaret koordinatları



Şekil 3: Birleştirilmiş robotik el.

IR işaretinin konumunun belirlenmesinde iğne deliği kamera modeli [8] kullanılarak aşağıdaki şekilde belirlenebilir.

$$\begin{aligned} x &= \left(\frac{u_1 - c_x}{f_x} \right) d \\ z &= \left(\frac{v_1 - c_z}{f_z} \right) d \end{aligned} \quad (1)$$

Burada d kamera-düzlem mesafesi, f_x ve f_z kamera ölçek faktörleridir. IR işaretinin fiziksel genişliği ile ilişki iğne deliği kamera modeli üzerinden benzer üçgenler [8] referans alınarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$w_{\text{pix}} = \frac{f_x w_{\text{real}}}{d} \Rightarrow d = \frac{f_x w_{\text{real}}}{w_{\text{pix}}} \quad (2)$$

w_{pix} IR işaretinin görüntüdeki genişliğini (piksel) ve w_{real} IR işaretinin fiziksel genişliğini (milimetre) temsil eder. Tek bir parmak için kinetik denklemler 2-bağımlı düzlemsel kol modeli referans alınarak [9] aşağıda tanımlanmıştır.

$$\begin{aligned} x &= l_1 \cos(\theta_1) + l_2 \cos(\theta_1 + \theta_2) \\ z &= l_1 \sin(\theta_1) + l_2 \sin(\theta_1 + \theta_2) \end{aligned} \quad (3)$$

İkinci eklem açısının belirlenmesinde öncelikle tabandan uca olan mesafe bulunur.

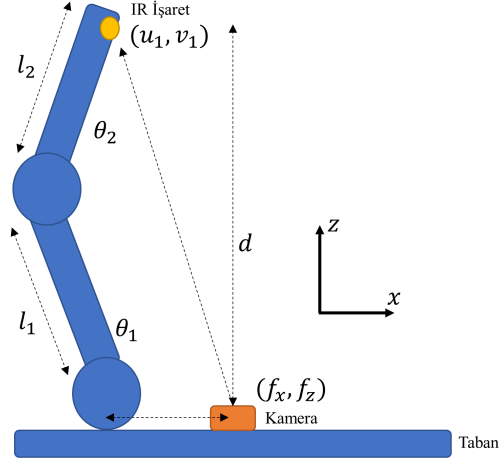
$$r^2 = x^2 + z^2 \quad (4)$$

Burada Denklem (3) ve kosinüs teoremi uygulanırsa

$$r^2 = l_1^2 + l_2^2 + 2l_1 l_2 \cos(\theta_2) \quad (5)$$

ve kosinüs terimi çekilirse aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\cos(\theta_2) = \frac{x^2 + z^2 - l_1^2 - l_2^2}{2l_1 l_2} \quad (6)$$



Şekil 4: Eklem ve kamera konumları.

θ_2 elde etmek için $\sin(\theta_2) = \sqrt{1 - \cos^2(\theta_2)}$ eşitliği kullanılarak aşağıdaki dönüşüm kullanılır.

$$\theta_2 = \text{atan2} \left(\frac{\sqrt{1 - \cos^2(\theta_2)}}{\cos(\theta_2)} \right) \quad (7)$$

Birinci eklem açısının belirlenmesinde vektör geometrisinden yararlanılır. Uç doğrultu açısı φ ve r ile l_1 arasındaki açı ε ile tanımlanır. ε tanımlamak için temel trigonometriden yararlanılarak aşağıdaki denklemler oluşturulur.

$$\cos(\varepsilon) = \frac{l_1 + l_2 \cos(\theta_2)}{r}, \quad \sin(\varepsilon) = \frac{l_2 \sin(\theta_2)}{r}. \quad (8)$$

Dolayısıyla ε açısal değerini elde etmek için aşağıdaki dönüşüm kullanılır.

$$\varepsilon = \text{atan2} \left(\frac{l_2 \sin(\theta_2)}{l_1 + l_2 \cos(\theta_2)} \right) \quad (9)$$

Uç doğrultu açısı x ve z konum oranları üzerinden belirlenebilir.

$$\varphi = \text{atan2} \left(\frac{z}{x} \right) \quad (10)$$

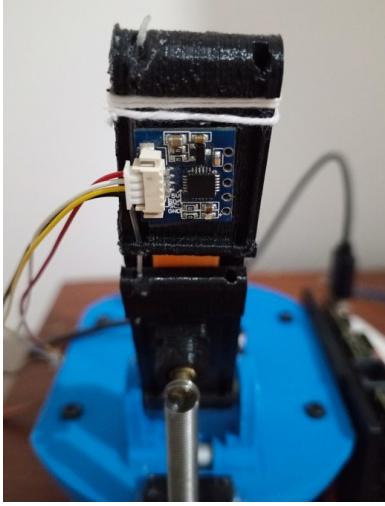
Sonuç olarak θ_1 aşağıdaki eşitlik kullanılarak yaklaşık olarak elde edilebilir.

$$\theta_1 \approx \varphi - \varepsilon \quad (11)$$

θ_2 belirlenmesinde dirsek içeri ve dirsek dışarı için iki çözüm mümkündür. Bu çalışmada daima dirsek dışarı konumu referans alınmıştır.

3. DeneySEL Çalışmalar

Önerilen yöntem için tüm algoritmalar Khadas VIM3 üzerinde çalıştırılmıştır. İşletim sistemi olarak Ubuntu 24.04 Server kullanılmış, algoritmalar ise Python programlama dili ile geliştirilmiştir. Khadas VIM3'ün PWM çıkışlarının yetersiz kaldığı durumlarda, PCA9685 I2C tabanlı PWM genişletme modülü kullanılmıştır. Deneylerde kullanılan parmağın doğrulama ölçümleri için son eklem üzerine MPU6050 sensörü yerleştirilmiştir. MPU6050, yalnızca eğilme açısını ölçecek şekilde yapılandırılmıştır. Sensör, I2C veri yolu üzerinden Khadas VIM3'e bağlanmıştır. Şekil 5'te eğim sensörünün konumu gösterilmektedir.



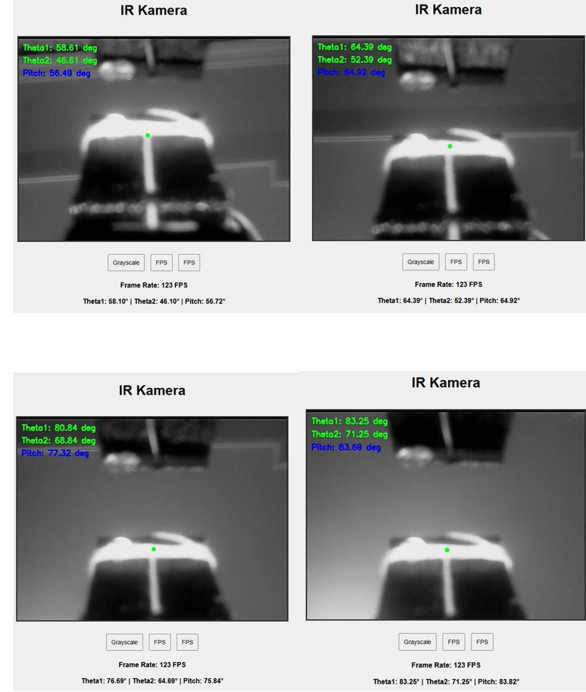
Şekil 5: Eğim sensörünün konumu.

Kamera sensörünün çerçeve boyutu 320x280 piksel olarak ayarlanmıştır. Görüntü akışı ve algoritma çıktıların izlenebilmesi için bir web arayüzü geliştirilmiştir. Şekil 6, web arayüzünden alınan deneysel çalışmalara ait görüntüleri göstermektedir. Web arayüzünde, görüntü ve veri akışı gecikmeli olarak gerçekleşmektedir.

Deneyel çalışmalar tek bir parmak üzerinde gerçekleştirilmiş, diğer parmak ise senkronize olarak çalıştırılmıştır. Servo motor aracılığıyla parmak farklı açısıl konumlara getirilmiştir. Statik durumlar için ölçümler alınmış ve algoritmik hesaplamalar yapılmıştır. Bu pozisyonlarda, eğim sensöründen elde edilen veriler ile IR işaretlerinden belirlenen açısıl konumlar, Şekil 6'da gösterilmektedir.

4. Sonuçlar Ve Tartışma

Bu çalışmada, Yale OpenHand Model T42 referans alınarak tasarlanan iki parmaklı bir robotik elin eklem konumlarının, tek bir kızılötesi kamera kullanılarak belirlenmesine yönelik bir yöntem geliştirilmiştir. Önerilen sistemde, kızılötesi yansıtıcı işaretleyiciler ve yüksek kare hızlı görüntü işleme teknikleri kullanarak parmak uç ekleminin açısıl konumu gerçek zamanlı olarak tahmin edilmiştir. Deneyel çalışmalar, tek parmak üzerinde ve statik pozisyonlarda gerçekleştirilmiş olup, elde edilen sonuçlar $\pm 2^\circ$ hata payı ile doğru pozisyon tahmini yapılabildiğini göstermiştir. Deneyel çalışmalar yalnızca tek parmak üzerinde gerçekleştirilmiştir. Tek kamera ile yapılan ölçümlerde, iki parmaklı kullanımda parmaklar arası olası örtüşmeler ve gölgelenmeler sistem doğruluğunu azaltabilmektedir. Bu çalışmada yalnızca statik testler gerçekleştirilmiştir. Dinamik testlerin uygulanamamasının temel nedeni, mevcut deney düzeneğinde hareketli koşullar altında güvenilir veri elde etmeyi sağlayacak ölçüm altyapısının henüz hazır olmamasıdır. Bununla birlikte, statik testlerden elde edilen bulgular, sistemin temel işlevselliği hakkında güvenilir ön veriler sunmakta; ilerleyen aşamalarda kurulacak daha gelişmiş test altyapısıyla dinamik performansın da ayrıntılı olarak incelenmesine zemin ha-



Şekil 6: Deneyel çıktılar.

zırlamaktadır. Gelecek çalışmalarda, sistemin iki parmak konfigürasyonunda tek kamera ile eş zamanlı eklem pozisyonu tespitine yönelik olarak genişletilmesi planlanmaktadır. Ayrıca, dinamik hareket senaryoları ve farklı aydınlatma koşullarında yapılacak deneyel çalışmalar için sistem üzerinde geliştirmeler yapılması hedeflenmektedir.

5. Teşekkür

Bu çalışma Türkiye Bilim, Sanayi ve Teknoloji Bakanlığı TÜBİTAK, 2209-A kapsamında desteklenmektedir. Proje desteğinden dolayı TÜBİTAK'a teşekkür ederiz

6. Kaynakça

- [1] Dollar A.M., Howe R.D., "The Highly Adaptive SDM Hand: Design and Performance Evaluation," International Journal of Robotics Research, vol. 29, no. 5, pp. 585-597, 2010.
- [2] Yale University, "Yale OpenHand Project," Yale OpenHand. [Online]. Erişim: <https://www.eng.yale.edu/grablab/openhand/>.
- [3] L.U.Odhner, L.P.Jentoft, M. R. Claffee, N. Corson, Y. Tenzer, R. R. Ma, M. Buehler, R. D. Howe, R. J. Wood, and A. M. Dollar, "A Compliant, Underactuated Hand for Robust Manipulation," International Journal of Robotics Research, vol. 33, no. 5, pp. 736-752, 2014.
- [4] C. D. Santina, C. Piazza, G. Grioli, M. G. Catalano, and A. Bicchi, Soft Robots: A New Perspective in Robot Evolution," IEEE Robotics and Automation Magazine, vol. 24, no. 2, pp. 56-67, 2017.

- [5] N. Rojas, A. M. Dollar, D. Prattichizzo, "Grasping with Soft Hands," *IEEE Robotics and Automation Magazine*, vol. 23, no. 3, pp. 91-101, 2016.
- [6] M. Ciocarlie, P. Allen, "Hand Posture Subspaces for Dexterous Robotic Grasping," *International Journal of Robotics Research*, vol. 28, no. 7, pp. 851-867, 2009.
- [7] R. R. Ma, A. M. Dollar, "Yale OpenHand Project: Optimizing Open-Source Hand Designs for Practicality and Performance," *IEEE Robotics and Automation Letters*, vol. 2, no. 1, pp. 35-42, 2017.
- [8] D. A. Forsyth and J. Ponce, *Computer Vision: a Modern approach*. 2002. [Online]. Erişim: <http://ci.nii.ac.jp/ncid/BA5885774X>
- [9] B. Farooq, O. Hasan, S. Iqbal, "Formal kinematic analysis of the Two-Link planar manipulator," in *Lecture notes in computer science*, 2013, pp. 347-362. doi: 10.1007/978-3-642-41202-8-23.

Hassas Silah Sistemi için Derin Yapay Sinir Ağı Destekli Tork İleri Besleme Kontrolcüsü Tasarımı

Deep Neural Network-Based Torque Feedforward Controller Design for a Precision Weapon System

Semih Urkan, Can Durmaz, H. Ulaş Akova

Savunma Sistem Teknolojileri Sektör Başkanlığı
ASELSAN, Ankara

{surkan, candurmaz, huakova}@aselsan.com.tr

Özetçe

Hassas silah sistemleri (HSS) birçok farklı araç platformu üzerine entegre edilerek hedef takibi ve atış kontrol görevlerini, değişken operasyonel ihtiyaçlar ve çevre koşullarına rağmen, yüksek dinamiklik ve hassasiyetle yerine getirmektedir. Bu çalışmada, operasyonel ve çevresel değişimlerden kaynaklanan parametrik belirsizliklere rağmen HSS'nin yüksek takip performansını korumak için mevcut kapalı çevrim PI hız kontrolcüsüne ek olarak derin yapay sinir ağı destekli bir tork ileri besleme kontrol yönteminin kullanımı önerilmiştir. İleri beslemeli kontrol yapısı, aynı ağ yapısını paylaşan bir derin yapay sinir ağı tanımlayıcısı ve bir derin sinir ağı kontrolcüsünden oluşur. HSS'nin zamanla değişen ve doğrusal olmayan dinamiğinin ters modeli derin sinir ağı tanımlayıcısı tarafından 'back-propagation' algoritması kullanılarak eğitilmektedir. Tanımlayıcı tarafından elde edilen model parametreleri dinamik olarak yapay sinir ağı kontrolcüsüne aktarılır ve referans hız girdisiyle birlikte HSS'yi yönlendirmek için gerekli ileri besleme kontrol eylemi oluşturulur. HSS'nin doğrusal olmayan bir benzetim modeli sunulmuştur. Kontrol yönteminin davranışı öncelikle benzetim modelinde değerlendirilmiş, sonrasında farklı operasyon koşulları altındaki etkinliği deneysel olarak gerçek bir HSS üzerinde gösterilmiştir.

Abstract

Precision weapon systems (PWS) are integrated onto various vehicle platforms to perform target tracking and fire control missions under varying operational requirements and extreme environmental conditions with high dynamics and accuracy. In this study, a deep neural network-based torque feedforward control strategy is proposed in addition to its closed loop PI speed controller to maintain the high dynamic performance of the PWS despite the parametric uncertainties caused by operational and environmental variations. The feedforward control structure consists of a deep neural network identifier and a deep neural network compensator, which share the same network structure. An inverse model of the time-varying and nonlinear dynamics of the PWS is obtained by the deep neural network identifier with the use of the back-propagation algorithm. Then, the parameters of the identifier are dynamically transferred to the compensator and it generates the

desired feedforward control action based on the reference input to the PWS. A nonlinear simulation model of the PWS is presented and the behavior of the control structure is initially evaluated by using the simulation model. Next, the experiments are carried out to show the effectiveness of the control structure under various operational conditions.

1. Giriş

Hassas silah sistemleri (HSS) birçok farklı araç platformu üzerine entegre edilerek hedef takibi ve atış kontrol görevlerini, değişken operasyonel ihtiyaçlar ve çevre koşullarına rağmen, yüksek dinamiklik ve hassasiyetle yerine getirmektedir [1]. Bu görevleri yerine getirmek için genellikle birbirine dik ve rulmanlarla yataklanmış iki eksenli mekanik gimbal yapıları, iç-yükseliş eksenlerine elektro-optik takip sensörleri ve silah sistemleri entegre edilerek kullanılmaktadır. Silah sistemlerinin kullanacağı mühimmatlar ise genellikle dış-yan ekseninde depolanmakta ve operasyon sırasında harcanarak bu eksenin değişken bir atalet değerine sahip olmasına neden olmaktadır. Değişken çevresel ve operasyonel koşullar hareket kontrol sisteminin farklı parametrik belirsizlikler altında da aynı dinamik başarımları sağlamasını gerektirmektedir. Hareket kontrol sistemleri için yaygın olarak kullanılan kaskat kontrol çevrimlerinin [1, 2] tasarımı için genellikle nominal sistem parametrelerine uygun olarak kontrolcüler tasarlanıp sistem modelindeki belirsizlikler sisteme girdi olarak değerlendirilmektedir [3]. Sistem modelindeki belirsizlikler dahilinde de sistemlerin kabul edilebilir performanslar sergilemesi için gürbüz kontrol yöntemleri kullanılmaktadır [4]. Benzer bir yönlendirme platformu için QFT yöntemi kullanılarak frekans uzayında modelinde belirsizliklere uygun hız kontrolcüsü tasarımı açıklanmıştır [5]. Sistemlerde ve çalışma şartlarında oluşan farklılıklara uyum sağlayan kontrol yöntemlerinin de etkinlikleri benzer sistemler için gösterilmiştir [6].

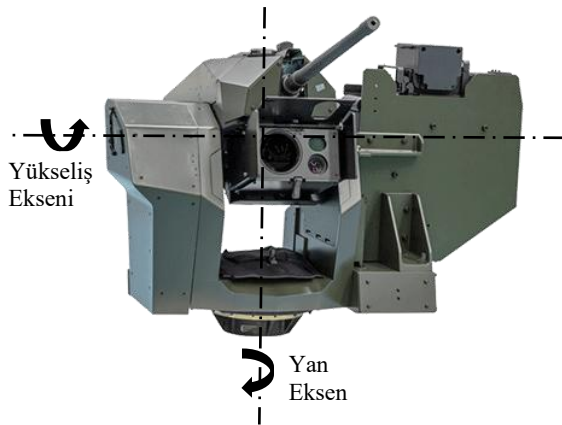
Ayrıca, hareket kontrol sistemlerinin kararlılık ve performansları sahip oldukları doğrusal olmayan dinamiklerden etkilenmektedir. HSS'ye benzer hareket kontrol sistemlerindeki boşluk ve sürtünme gibi etkiler sistemin doğrusal olmayan dinamikler içermesine neden olmaktadır. Literatürdeki birçok çalışmada bu etkiler modellenmiş ve uygun kontrol yöntemleri geliştirilerek bu etkiler giderilmeye

çalışılmıştır. Yapay sinir ağları sürekli fonksiyonları modelleme konusundaki etkinlikleri nedeniyle literatürde model-bağımsız kontrol yöntemi geliştirmek için birçok çalışmada kullanılmaktadır [7]. Yapay sinir ağlarının çevrim içi veya dışı eğitilerek geliştirilen kontrol yöntemleri farklı problemlere başarılı şekilde uygulanmıştır.

Bu çalışmada, operasyonel ve çevresel değişimlerden kaynaklanan parametrik belirsizliklere rağmen HSS'nin yüksek takip performansını korumak için mevcut kapalı çevrim PI kontrolcüsüne ek olarak derin yapay sinir ağı destekli bir tork ileri besleme kontrol yönteminin kullanımı önerilmiştir. Sonraki bölümde problem tanımı yapıp sistemin farklı çalışma koşullarındaki açık çevrim Bode diyagramları sunulmuştur. Bu modeli ve diğer doğrusal olmayan etkileri de içeren bir simülasyon modeli hazırlanmıştır. 3. Bölümde bu çalışma kapsamında önerilen kontrol yöntemi ve blok şeması sunulmuştur. Temel olarak, HSS'nin zamanla değişen ve doğrusal olmayan dinamiğinin ters modeli, derin sinir ağı tanımlayıcısı (YSA Tanımlayıcısı) tarafından eğitilmekte ve model parametreleri aynı özelliklere sahip YSA Kontrolcüsüne aktarılmaktadır. YSA Kontrolcüsü referans girdiyi de kullanarak HSS hareket kontrolcüsü için ileri besleme kontrol sinyalini üretmektedir. 3. Bölümde yine sinir ağının yapısı ve eğitilmesi için kullanılan 'back-propagation' yöntemi tanıtılmıştır. 4. Bölümde deneysel sonuçlar ile elde edilen performans gösterilmiştir. Sonuç bölümünde, bu çalışmada elde edilen iyileştirmeler değerlendirilmiş, sonraki çalışmalarda ele alınabilecek çalışma konuları önerilmiştir.

2. Problem Tanımı

Şekil 1'de elektro-optik sensörleriyle birlikte bir silah alt sistemini yönlendirebilen hassas silah sistemi gösterilmiştir. İki eksen gimballı mekanik yapı, eksenlerdeki servo motorlar ve konum sensörleriyle birlikte yükseliş ekseninde bir adet 2-eksenli jiroskop bulundurmaktadır. Eksenlerdeki servo motorlar ise servo sürücülerle yönlendirilmektedir. Elektro-optik sensörler (gündüz-gece görüş kameraları, lazer mesafe ölçer) ve silah sistemi HSS'nin iç gimbaline yerleştirilmiştir. HSS üzerindeki elektro-optik sensörler tarafından alınan veriler yardımıyla silah sistemi istenilen hedefe yönlendirilebilmektedir.



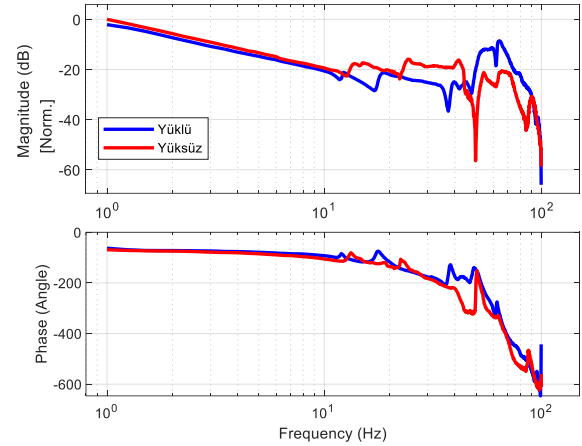
Şekil 1: Hassas silah sistemi, ASELSAN-SARP.

Bu çalışmada, HSS'nin sadece yan eksen için modelleme ve hız kontrolcüsü tasarım süreci sunulmuştur. Bu eksenle gözlenebilecek dinamik farklılıklar ve belirsizlikler deneysel

test sonuçları üzerinden incelenmiş ve simülasyon modeline eklenmiştir. Gerçek HSS üzerinde gerçekleştirilecek testler öncesinde simülasyon modeli algoritma geliştirme aşamasında kullanılmıştır.

2.1. Deneysel Sistem Modeli

HSS yan eksenin farklı yükler altındaki açık çevrim frekans tepkisi Şekil-2'de gösterilmiştir. Frekans tepkisi, HSS'nin yan eksenine uygulanan tork kontrol girdisinden dönüölçer üzerinden elde edilen hız çıkışının Fourier dönüşümleri kullanılarak elde edilmiştir. Sonuç normalize edilerek sunulmuştur.

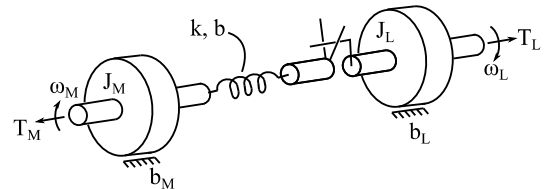


Şekil 2: Yan Eksen Açık Çevrim Frekans Tepkisi – Farklı yükler

Şekil 2'de görüldüğü gibi açık çevrim sistem için açık çevrim durağan durum kazancı ile birlikte ilgili yapısal modlardaki sönümleme oranları da etkilenmektedir.

2.2. Sistem Benzetim Modeli

Bu çalışma kapsamında geliştirilecek kontrol yöntemini deneysel test ortamı üzerinden uygulanmadan önce test etmek ve kontrolcü parametrelerini belirlemek için bir benzetim modeli oluşturulmuştur. Şekil-3'te sistemin doğrusal ve doğrusal olmayan baskın dinamiklerini modellemek için kullanılan fiziksel modeli sunulmuştur.



Şekil 3: HSS fiziksel modeli

Şekil-2'de verilen deneysel sistem frekans uzayı açık çevrim Bode figürlerini yansıtmaması için ikinci dereceden bir transfer fonksiyonu kullanılmıştır.

$$\frac{\omega_L(s)}{T_m(s)} = \frac{bs+k}{s((J_M s^2 + (b+b_M)s+k)(J_L s^2 + (b+b_L)s+k) - (bs+k)^2)} \quad (1)$$

MATLAB/Simulink ortamında yukarıdaki denklem ile oluşturulan doğrusal modele daha sonra diğer doğrusal olmayan sürtünme ve boşluk gibi etkiler eklenmiştir. Bu fonksiyonda J_M ve J_L : Motor mili ve eksen eylemsizlik momenti [kgm^2], b , b_M ve b_L : Aktarma elemanı, motor ve eksen viskos sürtünme katsayısı [Nm/rad/s], ω_M ve ω_L : Motor ve eksen açısal hızı [rad/s], k : Aktarma elemanı esneklik katsayısı [Nm/rad], T_M ve T_L : Motor ve eksen torku [Nm].

3. Yapay Sinir Ağı Destekli Tork İleri Besleme Hız Kontrolcüsü Tasarımı

3.1. Kontrol Yöntemi

İleri besleme kontrol yöntemleri, hareket kontrol sistemlerinin referans takip performanslarını arttırmak için sistemin matematiksel modeli kullanılarak tasarlanan etkili kontrol yöntemlerindendir [7]. Sistemin kontrol edilen değişkeni için talep edilen referans sinyal kullanılarak, gerekli sistem girdisi sistem modeli kullanılarak elde edilir ve sisteme uygulanır. Bu nedenle, kontrol edilen değişkende hata oluşması ve bu hatanın iyileştirilmesi üzerine çalışan kapalı çevrim kontrol yöntemlerine göre daha etkili bir sonuç elde edilmesi sağlanır. Bu çalışmada, sistem modelindeki doğrusal olmayan etkiler ve parametrik belirsizlikler nedeniyle yapay sinir ağı kullanarak ileri besleme kontrolcünün tasarlanması hedeflenmiştir.

Şekil 4'te bu çalışmada kullanılacak yapay sinir ağı destekli tork ileri besleme kontrol yöntemi sunulmuştur [7]. Kontrol edilmek istenen HSS'nin zamanla değişen ve doğrusal olmayan dinamiğinin ters modeli derin sinir ağı tanımlayıcısı (DYSA Tanımlayıcısı) tarafından 'back-propagation' algoritması kullanılarak eğitilmektedir. Sistemin hız çıkışı yapay sinir ağına giriş olarak bağlanmış, yapay sinir ağının sistem modeline uygulanan tork sinyalini öğrenmesi amaçlanmıştır. DYSA Tanımlayıcısı tarafından öğrenilen ağ parametreleri aynı özelliklere sahip DYSA Kontrolcüsüne anlık olarak

aktarılmaktadır. YSA Kontrolcüsü referans girdiyi de kullanarak HSS hareket kontrolcüsü için ileri besleme kontrol sinyalini üretmektedir.

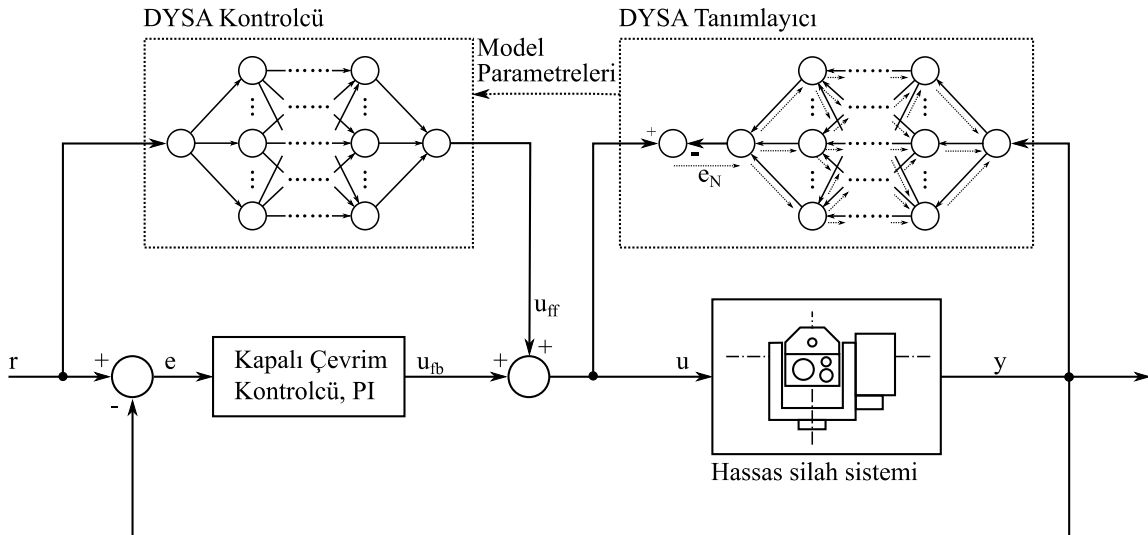
Bölüm 2.2'de açıklanan simülasyon modeliyle yapılan çalışmalar sonucunda 2 saklı katman ve her katmanda bulunan 20 nöron yardımıyla sistem modeli tersinin yapay sinir ağı tarafından öğrenildiği gözlenmiştir. Çevrim içi olarak öğrenen yapay sinir ağının ürettiği kontrol girdisi ile sisteme uygulanan kontrol girdisi arasındaki hata belirlenen seviyenin altına düşmesiyle ileri besleme kontrol sinyalinin PI hız kontrolcüsü çıktısına ileri beslenmesi sağlanmaktadır. Yapay sinir ağının ileri beslemeye başlamasıyla geleneksel PI yapısındaki integral kontrolcüsünün değerinin anlık olarak azaldığı gözlenmektedir.

3.2. Yapay Sinir Ağı Öğrenme Yöntemi

Denetimli öğrenmenin çevrimiçi yönteminde, çok katmanlı yapay sinir ağı sinaptik ağırlıklarında ayarlamalar, örnek bazında yapılır. Bu nedenle, minimize edilecek maliyet fonksiyonu, toplam anlık hata enerjisi e_N 'dir. Çok katmanlı nöron yapısında denetimli eğitim için çevrimiçi öğrenmenin popüleritesi, geri yayılım algoritmasının (back-propagation) geliştirilmesiyle daha da artmıştır [8].

Geri yayılım algoritmasında, ağıncı çıkışı istenen sonuçla karşılaştırılarak hata bulunur. Daha sonra bu hata ağıncı katmanları boyunca geriye doğru yayılır ve her bir nöronun ağıncı genel hatasına ne kadar katkıda bulunduğunu belirlemek için kullanılır. Bu bilgiler kullanılarak, her bir nöronun ağırlıkları ve sapmaları ağıncı daha doğru tahminler yapmasını sağlamak için tekrar ayarlanır. Hata seviyesi en istenen limite gelene kadar nöron ağırlık ve sapmaları güncellenir.

Geri yayılım algoritması ile nöronların ağırlık ve sapma hesaplamaları, Simon Haykin'in "Neural Networks and Learning Machines" adlı kitabının 3.basımındaki Bölüm 4 Multilayer Perceptrons altında detaylıca açıklandığı gibi uygulanmıştır [8].



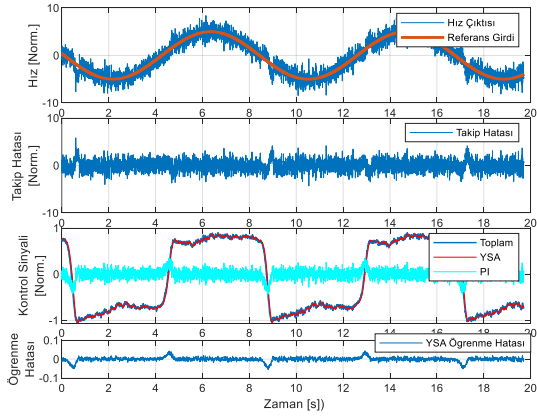
Şekil 4: Derin yapay sinir ağı destekli hız ileri besleme kontrolcüsü.

4. Test Sonuçları

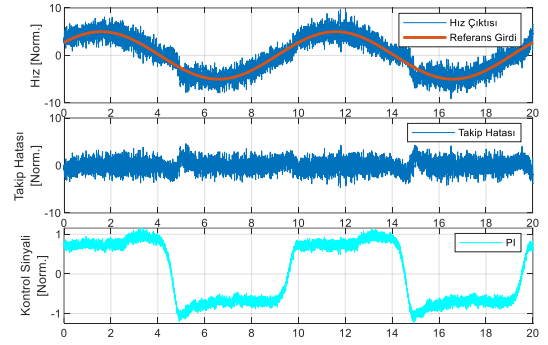
Bu bölümde, bir önceki bölümde ‘back-propagation’ yöntemiyle eğitilen YSA destekli tork ileri besleme hız kontrolcüsünün gerçek bir HSS üzerinde yapılan performans testleri incelenmiştir. YSA destekli tork ileri besleme hız kontrolcüsüyle birlikte çalışan PI kontrolcü ile YSA-ileri besleme kontrolcüsü aktif değilken kullanılan PI kontrolcü parametreleri farklıdır. Karşılaştırma için kullanılan PI kontrolcü parametresi yüksek performans için yüksek bant genişlikli ve dar faz/kazanç marjınları kullanılarak frekans uzayında tasarlanmıştır. HSS’nin yüklü ve yüksüz durumdaki test sonuçları Şekil-5 ve 6’da sunulmuştur.

Şekil-5’te HSS’nin değişen yük durumlarına göre sinüs referans takip performansları karşılaştırılmıştır. Şekil-5-a/c testlerinde YSA ileri besleme kontrol yöntemi aktifken, Şekil-5-b/d testlerinde sadece PI kontrolcü kullanılmaktadır. Burada iki sistemin farklı frekans ve genliklerde benzer çıktılar ürettikleri gözlenmektedir. Şekil-5-a/c’de, sıfır hız geçişlerinde YSA destekli kontrol yönteminin sistemin sürtünmesindeki doğrusal olmayan etkiye aldığı anlık önlem gözlenebilmektedir. HSS’nin yüksüz olduğu test sonuçları Şekil-6’da verilmiştir. Şekil-6-b’de yüklü durum performansı için tasarlanan PI

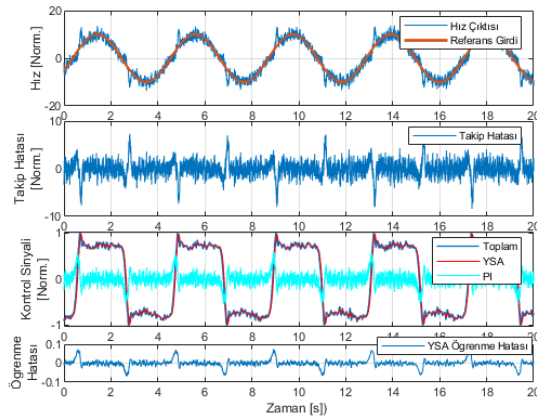
kontrolcünün yüksüz durumda takip hatasının artmasına ve kararlılık sorunları göstererek ürettiği kontrol sinyalinin daha gürültülü hale gelmesine sebep olmuştur. Yüksüz durum testlerinde PI kontrolcü kazanç değerleri sistem için yüksek gelmektedir. Yüksüz durum takip performansının iyileştirilmesi için PI kontrolcü parametrelerinin değiştirilmesi gerektiği bu testlerde gözlenmektedir. Şekil-6-a’da ise YSA destekli ileri besleme kontrolcüsü aktif edilerek yapılan testlerde yüklü ve yüksüz durum için takip hatasının aynı seviyelerde kaldığı gözlenmiştir. YSA-destekli tork ileri besleme kontrol yönteminin, sistemin değişen yük durumunu algılayarak uygun kontrol sinyalini üretebildiği gözlenmiştir. YSA destekli ileri besleme kontrol yöntemi tasarımı sistemin kararlılığı ile ilgili bir analiz bulunmamaktadır. Burada yapılan çalışmalar sadece sistemin farklı operasyonel şartlardaki performansını değerlendirmektedir. Yapay sinir ağı çıktısının kapalı çevrim kontrol döngüsünde kullanımı kontrol döngüsünün kararsız durumlara sokma ihtimalini akıllara getirecektir. Kapalı çevrimin kararsız hale gelmemesi için yapılabilecek çalışmalar Sonuç ve Tartışma bölümünde sunulmuştur.



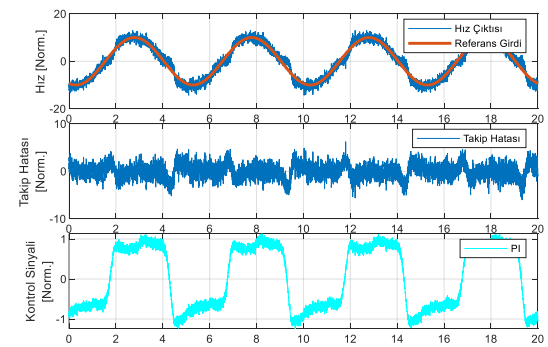
a



b

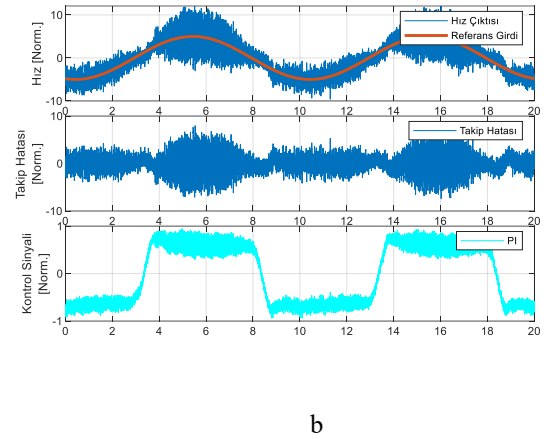
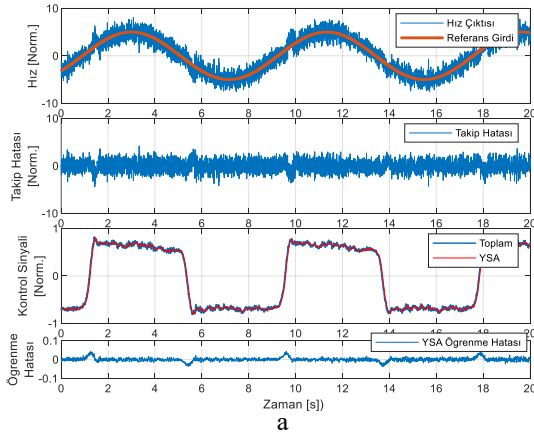


c



d

Şekil 5: Yüklü Sistem Sinüs Takip Testleri a) YSA Aktif 0.5 Genlik 0.1 Hz Sinus Referans b) PI Kontrolcü 0.5 Genlik 0.1 Hz Sinus Referans c) YSA Aktif 1 Genlik 0.2 Hz Sinus Referans d) PI Kontrolcü 1 Genlik 0.2 Hz Sinus Referans



Şekil 6: Yüksüz Sistem Sinüs Takip Testleri a) YSA Aktif 0.5 Norm. Genlik 0.1 Hz Sinus Referans b) PI Kontrolcü 0.5 Norm. Genlik 0.1 Hz Sinus Referans

Sonuçlar

Bu çalışmada, operasyonel ve çevresel değişimlerden kaynaklanan parametrik belirsizliklere rağmen HSS'nin yüksek takip performansını korumak için mevcut kapalı çevrim PI hız kontrolcüsüne ek olarak derin yapay sinir ağı destekli bir tork ileri besleme kontrol yönteminin kullanımı incelenmiştir. Bu amaçla, HSS'nin yan ekseninin dinamik modeli oluşturulmuş, farklı operasyonel şartlardaki farklılıklar gösterilmiştir. Simülasyon modeli üzerinde yapılan çalışmalarla kullanılacak yapay sinir ağı yapısının derecesi belirlenmiş ve farklı sinyaller kullanılarak test edilmiştir. Tasarlanan YSA destekli ileri besleme kontrolcüsü gerçek donanım üzerinde gerçek zamanlı çalışması için kodlanarak çalıştırılmıştır. HSS üzerindeki testlerle önerilen yöntemin farklı operasyonel şartlar altındaki etkinliği gösterilmiştir. Bu testlerde, hareket kontrol sistemin sinüs referans takibi sırasındaki davranışlarına odaklanılmıştır. Gerçek HSS üzerinde yapılan sinüs takip testlerinde simülasyon modeliyle yapılan testlerdeki sinyaller kullanılmıştır. Yapay sinir ağı destekli kontrol yöntemi için bir kararlılık analizi yapılmadığı için farklı tip ve büyüklüklerdeki girdilerdeki davranışının da incelenmesi önerilmektedir. İleriki çalışmalarda, burada geliştirilen simülasyon modelinin faydalı olabileceği değerlendirilmiştir.

Tartışma

Bu çalışma kapsamında uygulanan ve etkinliği gösterilen yapay sinir ağı destekli ileri besleme kontrol yönteminin farklı tip ve büyüklüklerdeki referans sinyaller altında kararlılığının olumsuz etkilenebildiği görülmüştür. Yapılan simülasyon çalışmalarında, artan referans sinyal genlik ve frekansı ile birlikte, eyleyici limitlerinin doyuma ulaşmasının kontrol sistemini kararsız hale gelmesinde etkisi olduğu gözlenmiştir. Yüksek genlik ve frekans bileşenine sahip referans sinyaller için sistem dinamiği gereği hız ve ivme limitlerine göre yeniden şekillendirilmelidir. Ayrıca, yüksek genlikli referans sinyaller takip edilmek istendiğinde, geri yayılım algoritmasında kullanılan öğrenme katsayısının (learning rate) yapay sinir ağı hatasına bağlı olarak değiştirilmesi sonraki çalışmalarda değerlendirilecektir. Öğrenme katsayısı, yüksek e_N değerleri için büyük kullanılırken, düşük e_N değerleri için küçük

katsayılar kullanılmalıdır. Yapay sinir ağı öğrenme hatasının tasarımcı tarafından belirlenecek limitler dışına çıkması halinde tork ileri beslemesini kesecek yapılar kurgulanarak kapalı çevrimin kararsız duruma geçmesi durumlarını engellemek için değerlendirilmelidir. Sistemin kararlılığının analitik olarak gösterilmesi ve limitlerinin belirlenmesi de sonraki çalışmalar için hedeflenmiştir.

Teşekkür

Bu çalışmanın yürütülebilmesi için gerekli çalışma ortamını ve teknik altyapıyı sağlayan ASELSAN A.Ş.'ye teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] J. M. Hilkert, «Inertially Stabilized Platform Technology: Concepts and Principles,» *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 26-46, 2008.
- [2] R. Miller, G. M. ve J. M. Hilkert, «Gimbal system configurations and line-of-sight control techniques for small UAV applications,» *Airborne Intelligence, Surveillance, Reconnaissance (ISR) Systems and Applications X*, Baltimore, Maryland, United States, 2013.
- [3] M. K. MASTEN, «Inertially stabilized platforms for optical imaging systems,» *IEEE Control Systems Magazine*, cilt 28, no. 1, pp. 47-64, 2008.
- [4] A. Kumar M ve K. S., « H^∞ Control law for line of sight stabilization in two-axis gimbal system,» *Journal of Vibration and Control*, 2020.
- [5] S. Urkan ve H. U. A., «Hassas Stabilize Yönlendirici için QFT Yöntemiyle Gürbüz Hız Kontrolcüsü Tasarımı,» TOK, 2021.
- [6] F. Karadeniz, «Adaptive Control of A Gimbal System Under Varying Environmental Conditions,» Y.L. tezi, İTÜ, 2023.
- [7] Z. Wei, Z. H. Ve J. Z., «Position Control of Magnetic Levitation Ball Based on an Improved Adagrad Algorithm and Deep Neural Network Feedforward Compensation Control,» *Mathematical Problems in Engineering*, 2020.
- [8] S. Haykin, «Neural Networks and Learning Machines,», Third Edition, Pearson Prentice Hall, 2009.

Zaman Gecikmeli Sistemler İçin Smith Prediktör' ün CDM ve PID Kontrolcülerinin Genetik Algoritmaya Dayalı Optimizasyonu

Genetic Algorithm-Based Optimization of Smith Predictor's CDM and PID Controllers for Time Delay Systems

Yasemin İçmez¹, M. Serhat Can²

¹Elektronik Otomasyon Bölümü, Niksar MYO
Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Akpınar Mah. Gazze Bul. Niksar
yasemin.icmez@gop.edu.tr

²Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü
Tokat Gaziosmanpaşa Üniversitesi, Taşlıçiftlik Yerleşkesi
mehmetserhat.can@gop.edu.tr

Özetçe

Süreç kontrollerinde zaman gecikmeleri ve yüksek mertebeden sistemlerin kontrolü oldukça zordur. Bu tür sistemlerde geleneksel Oransal-Integral-Türevsel (PID) kontrolörler tek başlarına yeterli performansı sağlayamamaktadırlar. Bu çalışmada, zaman gecikmeli, yüksek mertebeden ve minimum fazlı olmayan sistemlerin kontrolüne yönelik olarak Smith Prediktör (SP) yapısında Katsayı Diyagramı Metodu (CDM) ve PID kontrolörlerinin Genetik Algoritmaya (GA) dayalı optimizasyonu ele alınmaktadır. Çalışmada ayar noktası takibi için CDM, bozucu giderici için PID kontrolörleri kullanılmaktadır. GA, IAE (Integral of Absolute Error) kriterine dayalı çok amaçlı bir maliyet fonksiyonu üzerinden çalışarak hem hata sinyalini en aza indirmeyi hedeflemektedir. Yöntemin etkinliği, farklı proses dinamiklerine sahip sistemler üzerinde simülasyonlar aracılığıyla test edilmiş ve önerilen yapının ayar noktası takibi, bozulma reddi ve kontrol eforlarının büyüklüğü açısından literatürdeki yöntemlere kıyasla üstün performans sunduğu gözlemlenmiştir.

Abstract

Time delays and the control of high-order systems are quite challenging in process control. In such systems, traditional Proportional-Integral-Derivative (PID) controllers alone cannot provide sufficient performance. This study addresses the optimization of the Coefficient Diagram Method (CDM) and PID controllers based on Genetic Algorithms (GA) in the Smith Predictor (SP) structure for the control of time-delayed, high-order, and non-minimum phase systems. The study uses CDM for setpoint tracking and PID controllers for disturbance rejection. The GA operates on a multi-objective cost function based on the Integral of Absolute Error (IAE) criterion, aiming to minimize the error signal. The effectiveness of the method was tested through simulations on systems with different process dynamics, and it was observed that the proposed

structure offers superior performance compared to methods in the literature in terms of setpoint tracking, disturbance rejection, and magnitude of control efforts.

1. Giriş

Pratikte birçok sistemin tasarımı ve uygulamasında zaman gecikmeleri yaygın olarak karşılaşılan bir sorundur [1]. Zaman gecikmeleri genellikle sistemin doğasından kaynaklanır; örneğin sistem çıkışlarının geri beslemede anında kullanılamaması ya da giriş-çıkış sinyallerinin senkron biçimde ölçülememesi gibi durumlar bu etkiye neden olur [2]. Zaman gecikmesi, sistemin kararlılığı ve geçici yanıt özellikleri üzerinde olumsuz etkiler yaratmaktadır. Bu sebeple zaman gecikmeli sistemleri kontrolleri de oldukça zordur [3]. Kontrol teorisinde yaşanan önemli gelişmelere rağmen PID (Oransal-Türevsel-Integral) kontrolörler halen endüstride en çok tercih edilen yöntemlerden biridir [4]. Bunun başlıca nedenleri arasında PID kontrolörlerinin yapısal olarak sade olması ve birçok farklı sistemde tatmin edici performans sunması yer almaktadır [5]. Ayrıca geniş çalışma pratiklik ve sağlamlık özellikleri sayesinde uygulamalarda güvenilir bir seçenek olarak değerlendirilmektedir [6].

Smith Prediktör (SP) yapısı ilk kez O.J.M. Smith tarafından önerilmiş ve özellikle uzun zaman gecikmeli sistemlerin yapısında önemli bir çözüm yöntemi olarak yerini almıştır [7]. Sonraki çalışmalar, SP yapısının yalnızca gecikmeli değil, aynı zamanda integratör karakterli sistemlerde de etkin şekilde kullanılabildiğini ortaya koymuştur [8]. Örneğin Kaya' nın çalışmasında, SP PI-PD kontrolörlerinin birlikte kullanıldığı bir yapı önermiş; bu yapı gecikmeli ve kararsız sistemlerin denetiminde performans artışı sağlamayı hedeflemiştir [9]. Yapılan diğer bir çalışma da ise zaman gecikmeli, integratörlü ve kararsız sistemlerin kontrolü için SP tabanlı tasarım Equilibrium Optimizasyon algoritması ile optimize edilerek

sistemin ayar noktası takibi ve bozucu etkiler karşısındaki performansının iyileştirildiği gözlemlenmiştir [10].

Katsayı Diyagramı Metodu (CDM- Coefficient Diagram Method) 1991 yılında Shunji Manabe tarafından geliştirilmiş polinom tabanlı bir yöntemdir [11]. CDM, kontrol sistemlerini direk polinom katsayıları üzerinden tanımlayarak, kararlılık, hız ve sağlamlık gibi tasarım kriterlerini aynı anda göz önünde bulundurma kolaylığı sağlar. Ayrıca açık formüllerle gerçekleştirilen kontrolör tasarımı sayesinde hem mühendislik uygulamalarına uygunluk sağlar hem de zaman gecikmeli sistemlerde parametre ayarlama sürecini daha sistematik ve güvenilir hale getirir. Bu yönüyle CDM, zaman gecikmeli sistemler gibi zorlu kontrol problemlerinde alternatif ve güçlü bir çözüm yöntemi olarak öne çıkmaktadır [12].

Genetik Algoritma (GA) doğadaki evrimsel süreçlerden esinlenerek geliştirilen sezgisel bir optimizasyon yöntemidir. İlk olarak Holland (1975) tarafından kuramsal temelleri atılan bu algoritma, karmaşık ve çok boyutlu arama uzaylarında küresel çözüme ulaşma potansiyeli sayesinde mühendislik uygulamalarında yaygın şekilde kullanılmaktadır [13]. GA, çözüm adaylarını kromozom benzeri bireyler olarak temsil eder ve bu bireyler üzerinden seçme, çaprazlama (crossover) ve mutasyon gibi biyolojik ilkelere dayalı işlemlerle evrimsel arama gerçekleştirir. Özellikle doğrusal olmayan, ayrık veya diferansiyel denklemlere dönüştürülemeyen sistemlerin optimizasyonunda, geleneksel türev tabanlı yöntemlerin aksine, GA küresel minimuma yakınsama açısından önemli avantajlar sunar [14]. Bu nedenle, kontrol sistemi tasarımı, parametre optimizasyonu, yapay zekâ, sinyal işleme ve zaman gecikmeli sistemlerin denetimi gibi çok sayıda mühendislik probleminde etkili bir araç olarak benimsenmiştir [15-16].

Bu çalışmada uzun zaman gecikmeli ve yüksek dereceli sistemlerin kontrolünde yaşanan zorlukları ortadan kaldırmak için Smith Prediktör (SP) yapısına dayalı ayar noktası takibinde CDM kontrolör parametrelerini GA optimizasyon yöntemi ile elde edilmektedir. Sistem de meydana gelen yük bozulma reddini en kısa zamanda, en az aşım ile gerçekleştirmek için PID denetleyicisinin parametrelerinin GA optimizasyon yöntemi ile belirlenmesi sağlanmıştır. Çalışma üç farklı plant modeli üzerinde gerçekleştirilmiş ve plant modellerinin alındıkları çalışmalardaki yöntemler ile kıyaslama yapılmıştır.

2. Materyal ve Metot

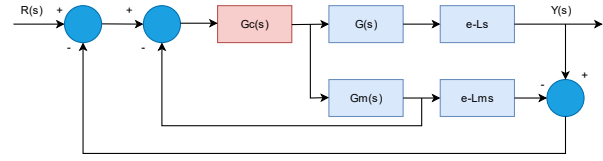
Bu bölümde yapılan çalışmada kullanılacak olan SP, CDM, PID ve GA yöntemlerine ait teorik temeller sunulmaktadır.

2.1. Smith Prediktör (SP)

SP tabanlı kontrol yapısı, zaman gecikmeli sistemlerin kontrolünde ölü zaman kompanzasyonu sağlayarak performans artışı hedefler. Yapı, iç ve dış olmak üzere iki geri besleme döngüsünden oluşur [17]. İç döngüde, kontrol sinyali gecikmesiz yaklaşık modele uygulanır; dış döngüde, gerçek sistem ve model çıktısı arasındaki fark izlenir. Bu yaklaşım, modelleme hataları, parametre değişimleri ve dış bozululara karşı dayanıklılığı artırır. Öngörü elemanı sayesinde sistem davranışı önceden tahmin edilerek, kontrol kararlılığı ve doğruluğu güçlendirilir. Uzun gecikmeli sistemlerde SP yapısı, etkili bir kontrol stratejisi sunar. Geleneksel Smith Prediktör yapısı Şekil 1' de verilmiştir [18]. Şekil 1' de verilen yapıda $R(s)$ kontrol sisteminin referans girişini, $Y(s)$ çıkışını, $G_c(s)$

kontrol yapısını göstermektedir. Sisteme ait plant modeli ve yaklaşık model Denklem 1' de verilmiştir.

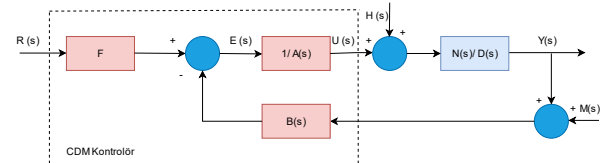
$$G(s)e^{-Ls} = G_m(s)e^{-L_ms} \quad (1)$$



Şekil 1: Temel Smith Prediktör Blok Diyagramı

2.2. Katsayı Diyagramı Metodu

Bu çalışmada ayar noktası takibini yapabilmek için CDM denetleyicisi kullanılacaktır. CDM, tek giriş ve tek çıkışlı, lineer ve zamanla değişmeyen sistemlerin kontrolünde kullanılmaktadır. CDM, sahip olduğu standart polinom formülasyonu ve kontrol yapısının doğası gereği, zaman gecikmesine sahip sistemlerin PID tabanlı kontrolünde etkili bir yaklaşım ortaya koymaktadır [19]. Ayrıca CDM iki serbestlik dereceli kontrol sistemlerine olanak tanıyarak, referans takibi ve bozucu giderimi gibi görevleri ayrı ayrı optimize etme imkânı sağlamaktadır. Metotla elde edilen kapalı çevrim sistemlerin birim adım yanıtlarında genellikle aşısız ve elde edilen çözümün uygulama sırasında sistemdeki parametre değişimlerine karşı yüksek derecede sağlamlık sergilemesi, yöntemin pratikteki başarısını desteklemektedir. Bu yönüyle CDM, zamanlı gecikmeli sistemlerin denetiminde geleneksel PID yapılarına kıyasla daha esnek ve güvenilir bir alternatif sunmaktadır [20]. Temel CDM' ye ait blok diyagramı Şekil 2' de verilmiştir.



Şekil 2: Temel CDM Blok Diyagramı

CDM çerçevesinde tanımlanan kontrol sistemlerinde, tüm sinyaller ve sistem bileşenleri Laplace dönüşümü ile frekans uzayında temsil edilir. Bu bağlamda, $R(s)$ referans girişi, $Y(s)$ sistem çıkışı, $U(s)$ kontrol işareti, $H(s)$ harici bozucu etkiler, $E(s)$ etkin hata sinyali ve $M(s)$ ölçüm kaynaklı gürültü olmak üzere temel sistem büyüklükleri tanımlanır. Kontrolörün yapısı ise yapısı ise polinomsal formda ele alınır; burada $A(s)$ kontrolörün payda polinomu, F referans yoluna ait pay polinomu ve $B(s)$ geri besleme yoluna karşılık gelen pay polinomu olarak kullanılır. Kontrol edilmek istenen sistem genel haliyle Denklem 2' de verilmiştir [21].

$$G(s) = N(s)/D(s) \quad (2)$$

Denklem 2' de verilen $N(s)$ sistemin pay, $D(s)$ ise payda polinomunu göstermektedir. Sistem fiziki olarak gerçekleştirilebilir olmalı ve bu nedenle pay polinomunun derecesi, payda polinomunun derecesinden büyük ya da en az eşit olmalıdır [22]. Benzer şekilde, kontrolörün kararlılık ve

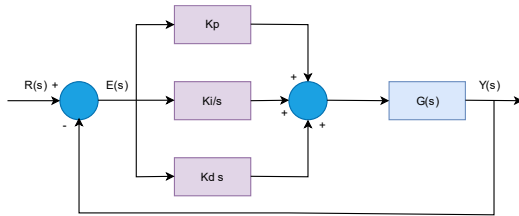
uygulanabilirlik açısından uygunluk göstermesi için $A(s)$ polinomunun derecesi hem F hem de $B(s)$ polinomlarının derecelerinden büyük ya da eşit olacak şekilde seçilmelidir. CDM yaklaşımında bu yapılandırma, kapalı çevrim sistemin karakteristik denklemini doğrudan kontrol ederek sistemin dinamik özelliklerini şekillendirmeye olanak tanır [23]. CDM'ye ait hedef polinom Denklem 3' te ve kontrolör polinomları Denklem 4' te verilmiştir.

$$P(s) = A(s)D(s) + B(s)N(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i \quad (3)$$

$$A(s) = \sum_{i=0}^p l_i s^i, B(s) = \sum_{i=0}^q k_i s^i, F = \left(\frac{P(s)}{N(s)} \right) \bigg|_{s=0} \quad (4)$$

2.3. PID Kontrolör Yapısı

PID kontrolörler, genellikle birbirine seri bağlı Oransal, İntegral ve Türev kısımlarından oluşan kontrol mühendisliğinde en yaygın kullanılan geri besleme mekanizmalarındandır [24]. Bu kontrolörler; oransal kazanç K_p , integral kazanç K_i ve türev kazanç K_d olmak üzere üç parametreye sahiptir. Sistemin anlık hatasına tepki veren oransal terim denetleyici rolünü üstlenirken, türev terimi sistemin geçici yanıtını iyileştirerek daha hızlı tepki süresi sağlar. Öte yandan integral terim sistemin kalıcı durum hatasını gidermede etkili rol oynar. Bu üç bileşenin birlikte çalışması, sistemin hem geçici hem de kararlı durum performansının optimize edilmesini mümkün kılar. Şekil 3' te PID blok diyagramı verilmiştir. PID kontrolörün Laplace dönüşüm alanındaki genel transfer fonksiyonu Denklem 5' te verilmiştir [25]. Verilen denklemde $U(s)$ kontrol sinyali, $E(s)$ hata sinyali değeridir.



Şekil 3: PID Blok Diyagramı

$$U(s) = E(s) (K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s) \quad (5)$$

2.4. Genetik Algoritma

GA, Darwin' in doğal seçim kuramından esinlenen, popülasyon tabanlı ve stokastik bir arama tekniğidir. Bu çalışmada CDM kontrol yönteminin üç temel parametresi olan (l_1, k_1, k_0) ve PID kontrolörünün kazanç parametreleri (K_p, K_i, K_d) optimizasyonu amacıyla genetik algoritma kullanılmıştır. Temel işlem adımları aşağıda açıklanmıştır [13];

- **Başlangıç Popülasyonu:** Çözüm uzayı içerisinde rastgele dağıtılmış bireylerden oluşan bir başlangıç popülasyonunun oluşturulmasıdır. Bu bireyler, önceden tanımlanmış alt-üst sınırlar arasında rastsal olarak üretilir [21]. Çalışmaya ait başlangıç değer popülasyonları Denklem (6) ve Denklem (7)' de verilmiştir.

$$x_{i1} = [l_{1i}, k_{1i}, k_{0i}] \quad (6)$$

$$x_{i2} = [K_{pi}, K_{ii}, K_{di}] \quad (7)$$

Uygunluk Fonksiyonu (Fitness Function): Her bireyin problemin çözümüne ne kadar yakın olduğunu ölçmek amacıyla bir uygunluk (fitness) fonksiyonu uygulanır. Uygunluk fonksiyonu, daha küçük hata değerlerine sahip bireyleri daha yüksek başarıyla ödüllendirecek şekilde tasarlanmıştır [26]. Çalışmaya ait uygunluk fonksiyonu Denklem (8)' de verilmiştir. Uygunluk fonksiyonunu meydana getiren bileşenler; M_p : Aşım oranı (Overshoot), T_r : Yükselme süresi (Rise time), $e(t)$: Hata sinyali ve Denklem (9)-(10)' da verilmiştir.

$$f(x_i) = M_p + T_r + IAE \quad (8)$$

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (9)$$

$$e(t) = r(t) - y(t) \quad (10)$$

- **Seçim Operatörü (Selection):** Rulet tekerleği seçimi (fitness proportional selection) Burada P_i , birey i ' nin seçilme olasılığıdır ve N toplam popülasyon büyüklüğü Denklem 11' de verilmiştir.

$$P_i = \frac{f_i}{\sum_{j=1}^N f_j} \quad (11)$$

- **Çaprazlama (Crossover):** Seçilen bireyler, genetik materyallerini birbirleriyle değiştirilerek yeni bireyler oluştururlar. Bu işlem, çözüm uzayının daha geniş bir alanının taranmasına katkıda bulunur ve çeşitliliği artırır. Çaprazlama oranı, algoritmanın keşif yeteneğini doğrudan etkiler. Örneğin tek noktalı çaprazlama için;

$$x_{child} = [x_1^{(1)}, x_2^{(1)}, \dots, x_k^{(1)}, x_{k+1}^{(2)}, \dots, x_n^{(n)}] \quad (12)$$

- **Mutasyon Operatörü:** Yeni bireylerin genlerinde rastgele küçük değişiklikler yapılır. Mutasyon işlemi, popülasyonun belirli bir bölgeye sıkışmasını engelleyerek global minimuma ulaşma şansını artırır. Genetik çeşitliliğin korunması açısından kritik bir rol oynar. Rastgele mutasyon:

$$x_j^{new} = x_i + \Delta, \quad \Delta \sim U(-\epsilon, \epsilon) \quad (13)$$

Burada ϵ , mutasyon büyüklüğünü belirleyen sabittir ve U değişmeyen dağılımını ifade eder.

- **Elitist Model:** Her nesilde en iyi çözüme bireyin doğrudan bir sonraki nesile aktarılması sağlanır. Bu uygulama elitizm olarak adlandırılır ve algoritmanın genel başarımını artırıcı etkisi bulunmaktadır [27].

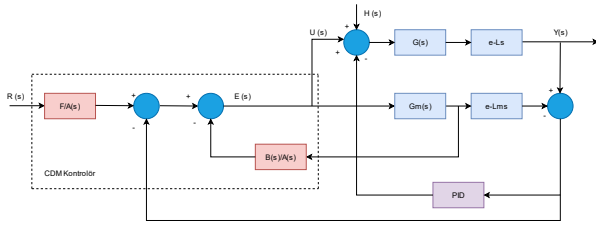
$$x_{elite}^{(t+1)} = x_{elite}^{(t)}, f(x_{elite}^{(t)}) < f(x_i^{(t)}) \quad \forall_i \quad (14)$$

- **Sonlanma Koşulu:** Genetik Algoritma, ya önceden belirlenmiş nesil sayısına ulaşıldığında ya da ardışık

nesillerde uygunluk değeri belirgin bir gelişme göstermediğinde sonlandırılır [28]. Bu noktada elde edilen en iyi birey CDM ve PID kontrolör parametreleri olarak atanır.

3. Kontrolör Tasarımı

Şekil 4' te bu çalışmada önerilen SP tabanlı CDM-PID yapısı görülmektedir. Burada ayar noktası takibinde, düşük aşım ve istenen yükselme ve oturma süresinin elde edilebilmesi için bir CDM kontrolör, bozucu giderici olarak ise birçok çalışmada da olduğu gibi yeterli performans sunabilmesi bakımından bir PID kontrolörler tercih edilmiştir. Şekil 4' deki CDM kontrolörü sisteme bozucu uygulanmadan ($H(s)=0$) ideal durumda elde edilir. Bu durumda sistem gerçek modeli ile yaklaşık model arasındaki fark sıfır olacağından PID parametrelerinin katsayısı sıfır olacaktır ve bu parametreler etkisiz olacaktır. CDM parametreleri optimizasyonla elde edildikten sonra Şekil 4' te yerine konulmuş ve sisteme etki eden bozucu değeri aktifleştirilerek PID parametreleri optimizasyonu gerçekleştirilecektir.



Şekil 4: Önerilen CDM-PID kontrolör yapısı

4. Simülasyon ve Deneysel Çalışmalar

Önerilen tasarım yöntemi yüksek mertebeden uzun zaman gecikmeli sistemlerin kontrolünde üç farklı plant modeli için simülasyon çalışması yapılmıştır. Kullanılan plant modelleri Denklem (15)-(17)' de verilmiştir.

$$G_1(s) = \frac{e^{-20s}}{(3s+1)(2s+1)(s+1)(0.5s+1)} \quad (15)$$

$$G_2(s) = \frac{e^{-s}}{(s+1)^2} \quad (16)$$

$$G_3(s) = \frac{-s+1}{(s+1)^5} e^{-2s} \quad (17)$$

Çalışmada tüm plant modellerinde GA optimizasyon parametreleri; iterasyon sayısı 50, popülasyon büyüklüğü 30 olarak seçilmiştir.

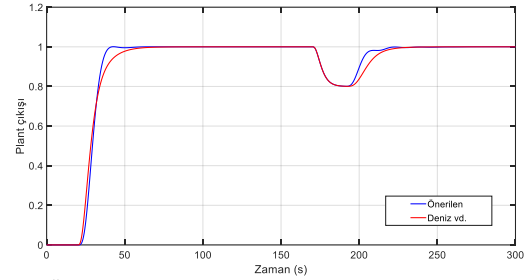
4.1. 1. Plant

İlk plant modeli 20 sn zaman gecikmeli dördüncü dereceden kararlı bir sistemdir. CDM kontrolör parametrelerini GA Optimizasyon yöntemi ile belirlemek için öncelikle ($H(s)=0$) bozucu değeri sıfır alınmış ve CDM kontrolör polinom değerleri elde edilmiştir. Sonrasında bu değerler Şekil 4' te yerine konulmuş ve $t = 150$. saniyede ve genliği 0.2 olan basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu işaret uygulanmıştır [29]. Bu durumda da PID kontrolör parametre değerleri Tablo 1' deki gibi elde edilmiştir.

Tablo 1: 1. Plant CDM ve PID kontrolör parametre değerleri

l_1	k_1	k_0	F	k_p	k_i	k_d
72.93	46.74	12.32	12.32	0.34	25.29	0.66

Tablo 1' de elde edilen kontrolör parametreleri Şekil 4' te yerine konularak Deniz vd.' nin çalışması ile kıyaslandığında Şekil 5' te verilen sonuçlar elde edilmiştir. Önerilen çalışma Deniz' in çalışmasına göre ayar noktası takibinde ve bozucu reddetme kısmında daha hızlı bir davranış sergilemektedir.

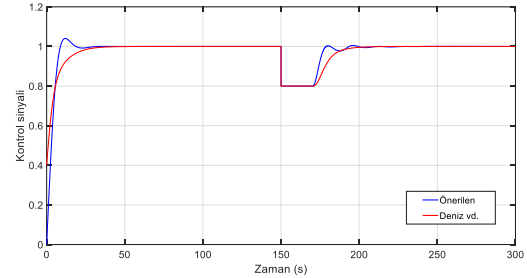


Şekil 5: Önerilen CDM-PID kontrolör yapısı ile Deniz vd.' nin çalışmasının karşılaştırılması

Tablo 2: 1. Önerilen ve karşılaştırılan Deniz vd.' nin çalışmalarına ait adım bilgisi ve IAE değerleri

	T_r	T_s	M_p	Peak
Önerilen	41.35	59.23	%0.175	1.001
Deniz vd.	113.811	123.015	%0.0	1

Önerilen ve karşılaştırılan çalışmalara ait kontrol sinyalleri Şekil 6' da, adım bilgisi değerleri Tablo 2' de verilmiştir. Şekil 6' da yapılan karşılaştırmaya göre Deniz vd.' nin çalışmasına ait kontrol eforu önerilen çalışmaya göre çok farklı olmadığı görülmektedir.



Şekil 6: Önerilen CDM-PID kontrolör yapısı ile karşılaştırılan çalışmanın kontrol sinyallerinin karşılaştırılması

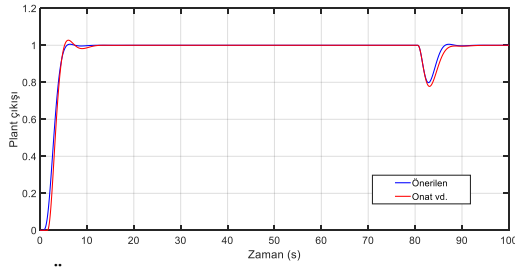
4.2. 2. Plant

İkinci plant modeli 1 saniye zaman gecikmeli ikinci dereceden kararlı bir sistemdir. CDM kontrolör parametrelerini GA Optimizasyon yöntemi ile belirlemek için öncelikle ($H(s)=0$) bozucu değeri sıfır alınmış ve CDM kontrolör polinom değerleri elde edilmiştir. Sonrasında bu değerler Şekil 4' te yerine konulmuş ve $t = 80$. saniyede genliği 2 olan basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu işaret uygulanmıştır [30]. Bu durumda da CDM ve PID kontrolör parametre değerleri Tablo 3' deki gibi elde edilmiştir.

Tablo 3: 2. Plant CDM ve PID kontrolör parametre değerleri

l_1	k_1	k_0	F	k_p	k_i	k_d
61.229	14.423	67.220	67.220	4.146	0.2904	0.726

Tablo 3' te elde edilen kontrolör parametreleri Şekil 4' te yerine konularak Onat vd.'nin çalışması ile kıyaslandığında Şekil 7' da verilen sonuçlar elde edilmiştir. Önerilen çalışma Onat' in çalışmasına göre ayar noktası takibinde daha az aşımaya sahip ve daha kısa sürede daha az salınımlı bir şekilde ayar noktasına oturduğu görülmektedir. Bozucu reddetme kısmında ise çok az bir aşım olmakla birlikte daha hızlı bir davranış sergilemektedir.

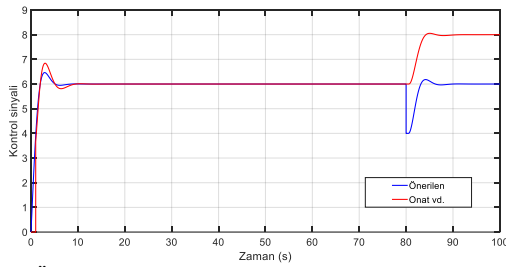


Şekil 7: Önerilen CDM-PID kontrolör yapısı ile Onat vd.'nin çalışmasının karşılaştırılması

Tablo 4: Önerilen ve karşılaştırılan Onat vd.'nin çalışmalarına ait adım bilgisi ve IAE değerleri

	T_r	T_s	M_p	Peak
Önerilen	5.7	9.758	%0.36	1.006
Onat vd.	5.210	13.86	%0.43	1.027

Önerilen ve karşılaştırılan çalışmalara ait kontrol sinyalleri Şekil 8' de ve adım bilgisi değerleri Tablo 4'te verilmiştir. Şekil 8' de yapılan karşılaştırmaya göre Onat vd.'nin çalışmasına ait kontrol eforu önerilen çalışmaya göre daha yüksektir özellikle de bozucu reddetme kısmında bu durum daha da belirgindir.



Şekil 8: Önerilen CDM-PID kontrolör yapısı ile karşılaştırılan çalışmanın kontrol sinyallerinin karşılaştırılması

4.3.3. Plant

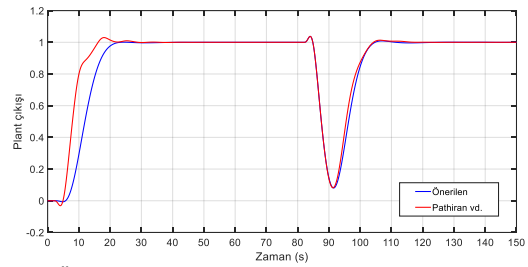
Üçüncü plant modeli 2 saniye zaman gecikmesine sahip beşinci dereceden kararlı ve karmaşık düzlemin sağında bir adet sıfıra (minimum olmayan faz sistemi) sahip bir sistemdir. Öncelikle CDM kontrolör parametreleri bozucu girişi sıfır alınarak GA Optimizasyonu kullanılarak tespit edilmiştir. Sonrasında bu değerler yerine konularak $t = 80$. saniyede genliği 1 olan

basamak fonksiyonu şeklinde bir bozucu uygulanmıştır [31]. Bu durumda elde edilen CDM ve PID kontrolör Parametre değerleri Tablo 5' te verilmiştir.

Tablo5: 3. Plant CDM ve PID kontrolör parametre değerleri

l_1	k_1	k_0	F	k_p	k_i	k_d
32.883	255.73	83.747	83.747	-0.44	8.637	0.158

Tablo 5' te elde edilen kontrolör parametreleri Şekil 4' te yerine konularak Pathiran vd.'nin çalışması ile kıyaslandığında Şekil 9' da verilen sonuçlar elde edilmiştir. Önerilen çalışma Pathiran' in çalışmasına göre ayar noktası takibinde az bir miktar yavaş kalmakla birlikte daha az aşımaya sahip, daha az salınımlı ve daha kısa oturma süresine sahiptir. Ayrıca Pathiran' in çalışmasında daha belirgin bir ters aşım varken, önerilen çalışma da bu ters aşım yok kabul edilebilecek düzeydedir. Bozucu reddetme kısmında iki metotta yaklaşık olarak aynı performansa sahiptir.

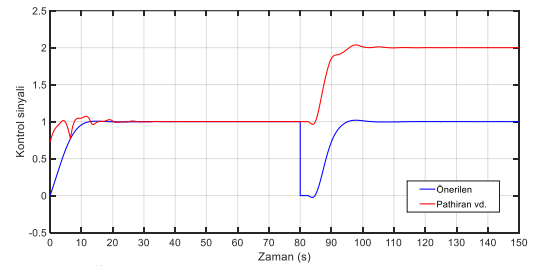


Şekil 9: Önerilen CDM-PID kontrolör yapısı ile Pathiran vd.'nin çalışmasının karşılaştırılması

Tablo 6: Önerilen ve karşılaştırılan Pathiran vd.'nin çalışmalarına ait adım bilgisi ve IAE değerleri

	T_r	T_s	M_p	Peak
Önerilen	23.395	39.47	%0.09	1.00
Pathiran vd.	16.267	40.696	%2.9	1.029

Önerilen ve karşılaştırılan çalışmalara ait kontrol sinyalleri Şekil 10' da, adım bilgisi değerleri Tablo 6' da verilmiştir. Şekil 10'da yapılan karşılaştırmaya göre Pathiran vd.'nin çalışmasına ait kontrol eforu önerilen çalışmaya göre daha yüksektir özellikle de bozucu reddetme kısmında daha belirgin bir seviyededir.



Şekil 10: Önerilen CDM-PID kontrolör yapısı ile karşılaştırılan çalışmanın kontrol sinyallerinin karşılaştırılması

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, Smith Prediktör yapısındaki CDM ve PID kontrolörlerin GA optimizasyonuna dayalı tasarımlarına odaklanılmıştır. Smith Prediktör'ün ayar noktası izleyici tarafında CDM yapısı, bozulma reddi tarafında ise PID kontrolör yapısı kullanılmıştır. Önerilen yöntem ile uzun zaman gecikmeli ve yüksek mertebeden sistemlerdeki kontrolörlerin tasarımında, analitik yöntemlerde zorluk ve karmaşıklığı ortadan kaldırılmıştır. Çalışmada ele alınan üç farklı plant modeli sistem modeli üzerinde normal ve bozucu giriş durumları için inceleme yapılmıştır. Önerilen yöntem kullanılarak elde edilen sonuçlar karşılaştırıldığında ayar noktası takibi ve bozulma reddetme kısımlarında daha az efor ile daha iyi sonuçlar alınabileceği gözlemlenmiştir.

Kaynakça

- [1] G. G. Jin ve Y. D. Son, "Design of a nonlinear PID controller and tuning rules for first-order plus time delay models," *Studies in Informatics and Control*, vol. 28, no. 2, pp. 157–166, 2019.
- [2] H. Gorecki, S. Fuksa, P. Grabowski, ve A. Korytowski, *Analysis and Synthesis of Time Delay Systems*. New York, NY, USA: John Wiley, 1989.
- [3] M. Çınar, "Katsayı diyagramı yöntemi kullanarak zaman gecikmeli stabil olmayan sistemlerde PID kontrolör tasarımı," *Rahva Journal of Technical and Social Studies*, vol. 1, no. 1, pp. 6–12, 2021.
- [4] G.B. So, "Design of linear PID controller for pure integrating systems with time delay using direct synthesis method," *Processes*, vol. 10, no. 5, p. 831, 2022.
- [5] A. Ali and S. Majhi, "Integral criteria for optimal tuning of PI/PID controllers for integrating processes," *Asian Journal of Control*, vol. 13, no. 2, pp. 328–337, 2011.
- [6] A. R. Pathiran and J. Prakash, "Design and implementation of a model-based PI-like control scheme in a reset configuration for stable single-loop systems," *The Canadian Journal of Chemical Engineering*, vol. 92, no. 9, pp. 1651–1660, 2014.
- [7] O. J. M. Smith, "Closer control of loops with dead time," *Chemical Engineering Progress*, vol. 53, pp. 217–219, 1957.
- [8] K. J. Åström, C. C. Hang, and B. C. Lim, "A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time," *IEEE Trans. on Autom. Control*, vol. 39, no. 2, pp. 343–345, 1994.
- [9] I. Kaya, "Obtaining controller parameters for a new PI-PD Smith predictor using autotuning," *Journal of Process Control*, vol. 13, no. 5, pp. 465–472, 2003.
- [10] T. Dogruer, "Design of I-PD controller based modified Smith predictor for processes with inverse response and time delay using equilibrium optimizer," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 14636–14646, 2023.
- [11] S. Manabe, "Unified interpretation of classical, optimal, and H_∞ control," *J. SICE*, vol. 30, no. 10, pp. 941–946, 1991.
- [12] S. Manabe, "Coefficient diagram method," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 31, no. 21, pp. 211–222, 1998.
- [13] J. H. Holland, *Adaptation in Natural and Artificial Systems*, 2nd ed. Cambridge, MA, USA: MIT Press, 2019.
- [14] K. Sastry, D. E. Goldberg, and G. Kendall, "Genetic algorithms," in *Search Methodologies: Introductory Tutorials in Optimization and Decision Support Techniques*, Boston, MA, USA: Springer US, 2013, pp. 93–117.
- [15] M. Mitchell, *An Introduction to Genetic Algorithms*. Cambridge, MA, USA: MIT Press, 1998.
- [16] R. L. Haupt and S. E. Haupt, *Practical Genetic Algorithms*. Hoboken, NJ, USA: John Wiley & Sons, 2004.
- [17] O. J. M. Smith, "Closer control of loops with dead time," *Chemical Engineering Progress*, vol. 53, pp. 217–219, 1957.
- [18] S. Manabe, "Coefficient diagram method," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 31, no. 21, pp. 211–222, 1998.
- [19] S. E. Hamamcı, "İntegratörlü sistemler için katsayı diyagram metodu ile kontrolör tasarımı," *İTÜDERGİSİ/d*, vol. 3, no. 6, 2010.
- [20] O. Ocal, A. Bir, and B. Tibken, "Digital design of coefficient diagram method," in *2009 American Control Conference*, St. Louis, MO, USA, 2009, pp. 1234–1239, IEEE.
- [21] S. Manabe, "Improvement of Youla parameterization by coefficient diagram method," in *2009 ICCAS-SICE*, Fukuoka, Japan, 2009, pp. 274–279, IEEE.
- [22] K. Kalpana and B. Meenakshipriya, "Design of coefficient diagram method (CDM) based PID controller for double integrating unstable system," in *Proc. 2014 IEEE 2nd Int. Conf. on Electrical Energy Systems (ICEES)*, Chennai, India, 2014, pp. 123–128.
- [23] A. O'Dwyer, "PI and PID controller tuning rules: An overview and personal perspective," in *Proc. IET Irish Signals and Systems Conference (ISSC 2006)*, Dublin, Ireland, 2006, pp. 161–166.
- [24] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado, *Control System Design*, vol. 240. Upper Saddle River, NJ, USA: Prentice Hall, 2001.
- [25] T. Pandey, A. Mishra, ve S. Yadav, "Optimization of PID controller for non-minimum phase system using genetic algorithm," in *Proc. 2020 Int. Conf. on Electrical and Electronics Engineering (ICE3)*, Gorakhpur, India, 2020, pp. 231–236.
- [26] K. Sastry, D. E. Goldberg, and G. Kendall, "Genetic algorithms," in *Search Methodologies: Introductory Tutorials in Optimization and Decision Support Techniques*, B. L. Golden, S. Raghavan, and E. A. Wasil, Eds. Boston, MA, USA: Springer US, 2013, pp. 93–117.
- [27] C. A. C. Coello, G. B. Lamont, and D. A. Van Veldhuizen, *Evolutionary Algorithms for Solving Multi-Objective Problems*. Boston, MA, USA: Springer US, 2007.
- [28] K. Deb, *Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms*. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, 2001.
- [29] F. N. Deniz, N. Tan, S. E. Hamamcı ve I. Kaya, "Stability region analysis in Smith predictor configurations using a PI controller," *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, vol. 37, no. 5, pp. 606–614, 2015.
- [30] C. Onat, S. E. Hamamcı, and S. Obuz, "A practical PI tuning approach for time delay systems," in *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 45, no. 14, pp. 102–107, 2012. <https://doi.org/10.3182/20120622-3-US-4021.00027>.
- [31] A. R. Pathiran, R. Muniraj, M. Willjuice Iruthayarajan, S. R. Prabhu, and T. Jarin, "Unified design method of time delayed PI controller for first order plus dead-time process models with different dead-time to time constant ratio," *Archives of Control Sciences*, vol. 31, no. 2, 2021.

Elektrikli Araçlar için Merkezi Hesaplama Tabanlı Bölgesel E/E Mimari Tasarımı ve Doğrulaması

Design and Validation of a Centralized Computing-Based Zonal E/E Architecture for Electric Vehicles

Ecem Kurşun¹, Büşra Soydan¹, Yazgınur Tülker¹, Çağatay Deniz Irmak², Kaan Bozoğlu³

¹ AVL Türkiye Araştırma ve Mühendislik
İstanbul, Türkiye

(ecem.kursun, busra.soydan, yazginur.tulker)@avl.com

² cdenizirmak@gmail.com

³ bozoglu@gmail.com

Özetçe

Bu çalışma, elektrikli araç platformları için merkezi hesaplama temelli bölgesel bir elektrik/elektronik (E/E) mimarisinin geliştirilmesini ve doğrulanmasını sunmaktadır. Çalışma, şasi sistemleri (elektronik kontrollü direksiyon sistemi ve elektronik kontrollü fren sistemi) ve elektrikli güç aktarma organları (elektrik motorları, güç elektroniği ve çekiş bataryaları) üzerine odaklanmaktadır. Mimari, hiyerarşik gereksinim mühendisliği yaklaşımı ile oluşturulmuştur; fonksiyonlar bölgesel elektronik kontrol üniteleri (ECU) aracılığıyla yerleştirilmiş ve merkezi yüksek performanslı bilgisayar (HPC) ile koordinasyon sağlanmıştır. Ethernet tabanlı iletişim, AUTOSAR uyumlu bir veri yapısıyla CANoe ortamında simüle edilmiş ve doğrulanmıştır. Ek olarak, mimariye entegre edilmiş teşhis (diagnostics) konsepti, dağıtık sistemin arıza tespitini ve izlenebilirliğini desteklemektedir. Elde edilen sonuçlar, merkezi kontrol ile sistem bütünlüğünün sağlandığını ve modülerliğin artırıldığını ortaya koymaktadır.

Abstract

This paper presents the development and validation of a zonal electric/electronic (E/E) architecture with centralized computing for electric vehicle platforms. The study focuses on chassis systems (steer-by-wire and brake-by-wire) and electric powertrains (electric motors, power electronics, and traction battery). Using a hierarchical requirement engineering approach, vehicle functions were localized through regional ECUs and coordinated via a central High-Performance Computer (HPC). Ethernet-based communication is simulated and validated in the CANoe environment using an AUTOSAR-compliant data structure. Additionally, the diagnostics concept integrated into the architecture supports fault detection and traceability of the distributed system. The results demonstrate improved modularity and system integrity through centralized control.

1. Giriş

Modern bir araç tasarım yaklaşımı olarak bölgesel mimari, ECU'ları araç geneline dağılmış bir şekilde değil, fiziksel bölgelere göre organize eder. Geleneksel merkezi ya da alan tabanlı mimarilerden farklı olarak – ki bu yapılar çoğu zaman kablolama karmaşıklığını, maliyeti ve toplam ağırlığı artırır – bölgesel mimari, ECU'ları belirli sensörler, eyleyiciler ve iletişim modüllerine olan yakınlıklarına göre stratejik biçimde konumlandırır [1]. Bu düzenleme, kablo demeti uzunluğunu azaltır, verimliliği artırır ve ölçeklenebilirlik ile modülerlik gibi sürekli iyileştirme temellerinin uygulanmasını sadeleştirir.

Son dönem literatürde, özellikle elektromobilité ve otonom sürüş gereksinimleri altında E/E mimarisinin evrimi farklı yönleriyle ele alınmıştır. Merkezi mimariler daha yüksek işlem gücü sunarken, yazılım entegrasyonu açısından karmaşık zorluklarla karşı karşıyadır. Bölgesel E/E mimarileri, elektriksel bileşen kümelenmesine göre Bölgesel Kontrol Ünitelerinin (ZCU) yerleştirilmesiyle bu karmaşıklıkları azaltmayı amaçlar. Bu amaçla, kablo uzunluğunu ve ağırlığını düşürürken işlevselliği korumak için k-means kümelenmesi ve Dijkstra algoritması gibi yöntemler kullanılmaktadır [2]. Araştırmacılar ayrıca görev haritalama teknikleri, optimizasyon stratejileri ve bölgesel topolojilerin entegrasyonuna dair gelecek yönelimleri de incelemiştir [3]. Yüklerin kümelenmesi ve kablolama yollarının iyileştirilmesi gibi yaklaşımlar, sadece genel maliyeti ve karmaşıklığı azaltmakla kalmaz, aynı zamanda güç besleme tasarımını da geliştirir [4]. Bir başka çalışmada, alan tabanlı bir mimariden bölgesel modele geçişi yönlendirmek için standartlaştırılmış süreçlerle MBSE (Model Tabanlı Sistem Mühendisliği) yaklaşımıyla geliştirilen RAZA (Rearchitecting Approach for Zonal Architecture) yöntemi uygulanmıştır [5].

Ayrıca araç içi ağ (IVN) mimarileri üzerine yapılan çalışmalar, alan tabanlı (DIA) yapılardan bölge tabanlı (ZIA) yapılara geçişin kablolamayı azalttığını ve veri iletimini iyileştirdiğini göstermektedir. Hibrit IVN mimarileri (HIA),

her iki yaklaşımı harmanlayarak geçiş sürecini kolaylaştırmaktadır [6]. Bölgesel mimari ayrıca alan ve hibrit tabanlı yaklaşımlarla karşılaştırılmış; bu karşılaştırmalarda ağ yapısı, modelleme araçları ve sektörel zorluklar gibi konuların denge unsurları ortaya konmuştur [7]. Kablolamanın azaltılması ve gerçek zamanlı veri alışverişinin desteklenmesi sayesinde bölgesel ve servis odaklı mimariler, yazılım ağırlıklı araç tasarımına geçişi hızlandırmakta ve daha yüksek esneklik sağlamaktadır [8][9]. HPC yapılandırmalarının karşılaştırıldığı tamamlayıcı çalışmalar ise, merkezi veya bölgesel HPC mimarilerinin geleneksel yaklaşımlara kıyasla sağladığı avantajlar ve mühendislikteki takas noktalarını ortaya koymuştur [10]. Paralel olarak, tekerlek motorlarına dair eyleyici seviyesi araştırmalarda küçük hataların bileşen yer değişiklikleriyle telafi edilebildiği, büyük arızaların ise uyarlanabilir kontrol stratejileri gerektirdiği gösterilmiştir. Bu durum, yeterli işlem gücü ve eyleyici kararlılığının önemini vurgulamaktadır [11].

Literatürde öne çıkan bu temel kavramlar üzerine inşa edilen bu çalışma, bölgesel E/E sisteminin mantıksal ve işlevsel dağıtım yönlerine odaklanmakta ve aşağıdaki hedefleri gerçekleştirmeyi amaçlamaktadır:

- Fonksiyonların bölünmesi ve sinyal akışlarının tanımlanmasını içeren bir Mantıksal Mimari geliştirmek,
- HPC, bölgesel ECU'lar, eyleyiciler ve sensörler arasındaki sinyalleri haritalayarak İletişim Ağlarını tanımlamak,
- Teşhis stratejilerini uygulamak,
- İşlevsel dağıtımların güvenilirliğini sağlamak amacıyla RestBUS (Residual Bus) Simülasyonu aracılığıyla ortaya konan mimariyi doğrulamak.

2. Bölgesel E/E Mimarileri

2.1. Bölgesel E/E Konsepti

Otomotiv E/E sistem tasarımında, geleneksel mimarilerden bölgesel E/E mimarilerine geçişle birlikte köklü bir dönüşüm yaşanmıştır. Geçmişte, Elektronik Kontrol Üniteleri (ECU), araç içerisindeki e-aktarma organları, şasi, gövde ve bilgi-eğlence gibi işlevsel alanlara göre bölgesel bazda konumlandırılmaktaydı. Ancak yazılım tabanlı işlevlerin, gelişmiş sürücü destek sistemlerinin (ADAS) ve elektrifikasyon bileşenlerinin sayısı ve karmaşıklığı arttıkça, alan tabanlı mimariler ölçeklenebilirlik, maliyet ve sistem karmaşıklığı açısından yetersiz kalmaya başlamıştır [12].

Bölgesel mimarilerde ise ECU'lar, sensörler ve eyleyiciler işlev bazlı alanlar yerine fiziksel bölgelere göre gruplanır. Bu bölgeler, veriyi toplayan, iletişimi optimize eden ve kablolama karmaşıklığını azaltan ZCU tarafından denetlenir. Ardından merkezi bir HPC, bölgelerden gelen verileri işler ve gerçek zamanlı kararlar alır. Bu sayede gerekli ECU sayısı azaltılır ve genel işlem verimliliği artırılır [13].

2.2. Geleneksel Mimarilerle Karşılaştırma

Geleneksel dağıtık ya da alan tabanlı tasarımlar genellikle Controller Area Network (CAN) ve Local Interconnect Network (LIN) gibi ağlarla birbirine bağlanmış çok sayıda ECU'ya dayanır [14]. Ancak bu yapıların temel dezavantajları şunlardır:

- Ağırlık ve Karmaşıklık: Uzun kablo demetleri yüksek maliyetlere, dolayısıyla artan ağırlığa ve yüksek arıza oranlarına yol açar.
- Sınırlı Ölçeklenebilirlik: Yazılım tabanlı yeni işlevlerin entegrasyonu, mimariye yeni ECU'ların eklenmesini gerektirir ve bu da verimsiz bir yapı oluşturur.
- Yavaş Veri İşleme: Alan-temelli sistemlerde büyük veri akışlarını işlemek oldukça zordur, bu da gerçek zamanlı karar alma kabiliyetini sınırlar.

Eski nesil topolojiler, fazla sayıda ECU ve standart olmayan iletişim bağlantıları nedeniyle daha yüksek siber güvenlik ve işlevsel güvenlik riskleri taşır. Bu durum saldırı düzeyini artırırken, tutarlı güvenlik uygulamalarını da zorlaştırmaktadır [15].

2.3. Zorluklar ve Fırsatlar

Dağıtık E/E mimarilerinden bölgesel E/E mimarilere geçiş sürecinde çeşitli zorlukların ele alınması gerekmektedir. Bölgeler içinde ve merkezi HPC birimi ile arayüz arasında gerçek zamanlı, düşük gecikmeli iletişimin sağlanması kritik öneme sahiptir.

Bununla birlikte, bölgesel tasarım yaklaşımı birçok avantaj da sunmaktadır. Standartlaştırma, yaygın standartları destekleyerek ve daha modül tabanlı tasarımları mümkün kılarak Yazılım Tanımlı Araç (SDV) trendleri ile uyumu kolaylaştırır. Daha az sayıda yerel ECU, kablo tesisatını azaltarak maliyet verimliliği sağlar ve dolaylı olarak kablo demeti karmaşıklığını ve toplam araç ağırlığını düşürür. Sonuç olarak, bu tasarımda hızlı kablosuz güncellemeler (OTA) ve bulut tabanlı izleme sayesinde kesintisiz yazılım entegrasyonu mümkün hale gelir; bu da gerçek zamanlı yönetimi ve yeni işlevlerin sorunsuz devreye alınmasını destekler [16].

3. Geliştirme Süreci

Bu çalışmada kullanılan geliştirme süreci içerisinde MBSE metodolojisi uygulanmıştır. Gereksinimlerin tanımlanması, işlevlerin ayrıştırılması ve izlenebilirlik analizleri ağırlıklı olarak Enterprise Architect™ aracıyla gerçekleştirilmiştir. Bu araçta SysML tabanlı sistem öğeleri iteratif şekilde geliştirilmiş, doğrulama faaliyetleriyle ilişkilendirilmiş ve böylece mimari tanımlama süreci boyunca uçtan uca tutarlılık sağlanmıştır.

3.1. Önerilen Uygulamanın Kapsamı

Bu çalışmanın amacı, temel araç işlevlerini gerçekleştirmek üzere birden fazla ZCU ve merkezi bir HPC içeren bölgesel bir Elektrik & Elektronik mimarinin tasarlanması, mimari olarak uygulanması ve doğrulanmasıdır.

- E-Aktarma Organı (E-Powertrain): Enerji dağıtımı, şarj, tork kontrolü ve rejeneratif frenleme işlevlerini yönetir.
- Şasi: Elektronik kontrollü fren sistemi (BbW) ve Elektronik kontrollü direksiyon sistemi (SbW) işlevlerini etkinleştirerek mekanik bağlantıları ortadan kaldırır ve elektronik kontrollü sistemlerle hassas, uyumlu ve verimli hareket kontrolü sağlar.
- İnsan-Makine Arayüzü (HMI) ve Sürücü Arayüzleri: Direksiyon, gaz ve fren girişlerinden gelen sinyalleri işler.

- Teşhis ve Hata Yönetimi: Hata tespiti ve kurtarma stratejisi sağlar.

3.2. Hedefler

Bu çalışmanın temel hedefi, Yazılım Tanımlı Araçlar (SDV) için verimli ve ölçeklenebilir bir elektrik/elektronik çerçeve oluşturmayı amaçlayan Merkezi Hesaplama temelli bir Bölgesel E/E Mimari geliştirmektir. Bu mimari; Güç Elektroniği (İnvertör, Güç Dağıtım Ünitesi - PDU), Bölgesel Modüller (SbW, BbW, Süspansiyon ve E-Motor), Yüksek Gerilim (HV) ve Düşük Gerilim (LV) batarya sistemleri ile HMI bileşenlerini entegre ederek kritik araç işlevlerini yönetir.

3.3. Gereksinim Tanımlama ve Türetme

Merkezi hesaplama temelli bir Bölgesel E/E Mimarisinin geliştirilmesi, gereksinimlerin yapılandırılmış bir şekilde tanımlanmasını ve türetilmesini zorunlu kılar. Bu yaklaşım, mimari içerisinde tüm araç yönetim sistemlerinin bütüncül bir şekilde çalışmasını sağlar; entegrasyon, kontrol ve iletişim gibi karmaşık alanları sistematik biçimde ele alır.

Bu çalışmada, gereksinim dokümantasyonuna dahil edilmek üzere çeşitli işlevler belirlenmiştir. Bunlar arasında ağ yönetimi, güç yönetimi ve şarj işlevleri ile yüksek gerilim batarya ve ona bağlı batarya yönetim sistemi (BMS) yer almaktadır. Buna ek olarak; rejeneratif frenleme, boylamasına hareket kontrolü, düşük gerilim batarya desteği, frenleme, elektronik park freni, direksiyon sistemi ve HMI gibi özellikler de kapsam altına alınmıştır.

Her bir sistemin gereksinimleri, tüm araç platformuna temel oluşturan hiyerarşik bir çerçeveye üç seviyeye ayrılmıştır:

- L0 – Platform Seviyesi: Bu seviyede, tüm araç mimarisinin iletişim, güç dağıtım ve güvenlik gibi temel ilkeler doğrultusunda yönetilmesi hedeflenir. Bu sayede sonraki tüm tasarım faaliyetleri, tek bir arayüz tanımı ve entegrasyon kuralları setine dayanır; bu da alt sistemler arası uyumsuzluk riskini azaltır.
- L1 – Sistem Seviyesi: Platform seviyesindeki bu temel ilkeler, her bir ana yönetim sistemi için işlevsel gereksinimlere dönüştürülür.
- L2 – Alt Sistem Seviyesi: Her bir sistem, örneğin tahrik kontrolü, termal yönetim veya şasi dinamiği gibi işlevsel olarak ilişkili bileşen gruplarına ayrıştırılır. Bu seviyede, iç iletişim yapıları, performans sınırları ve hata tepkileri tanımlanır.
- L3 – Donanım Seviyesi: Her bir fiziksel donanım birimi için ölçülebilir nitelikler ve gereksinimler tanımlanır.

3.4. Mantıksal Mimari Geliştirme

Mantıksal mimari, yapılandırılmış, yukarıdan aşağıya ve gereksinim odaklı bir metodoloji ile geliştirilmiştir. Başlangıçta, sistem seviyesi gereksinimler; geçerli araç mevzuatları, en güncel teknolojiler ve önceden tanımlanmış işlevsel dağıtım stratejilerinden türetilmiştir. Bu gereksinimler; ağ yönetimi, güç dağıtım, enerji depolama ve şarj, hareket kontrolü, frenleme ve direksiyon sistemleri, insan-makine arayüzü ve acil güç kesimi gibi kritik alanları kapsamaktadır.

Tanımlanan bu gereksinimlere dayanarak, merkezi-dağıtık bir mimari belirlenmiştir. Bu yapıda, merkezi koordinasyonu sağlayan bir HPC ve bölgesel işlevsel alanları yöneten dört adet ZCU yer almaktadır. Bölgesel yapı; bileşenlerin fiziksel yakınlığı ve sinyal gecikme kısıtları kriterleri değerlendirilerek oluşturulmuştur.

ZCU'lar arasında işlevsel dağılım yapılırken, fiziksel konum yakınlığı ve alt sistem entegrasyonu dikkate alınmıştır. HPC ile ZCU'lar arasında arayüzler tanımlanmış; bu sayede deterministik iletişim sağlanmış ve birleşik teşhis (unified diagnostic) altyapısı oluşturulmuştur. Her bölge kendi içinde bölgesel hata tespiti yapacak şekilde yapılandırılmışken, sistem genelindeki hata yönetimi ve koordinasyonu HPC tarafından gerçekleştirilmiştir.

Bu mimari; modüler, ölçeklenebilir ve geleceğe hazır olacak şekilde tasarlanmıştır. Böylece yeni işlevlerin ve teknolojilerin, yapısal olarak çok fazla değişiklik gerektirmeden etkin biçimde entegre edilebilmesi hedeflenmiştir.

3.5. İletişim Veritabanı Oluşturulması

Mantıksal mimaride tanımlanan arayüzlerden türetilen Ethernet sinyallerini içerecek şekilde, AUTOSAR® referans şablonuna dayalı olarak Vector'ın "AUTOSAR® XML Editor Tool" aracı ile standart bir .arxml dosyası oluşturulmuştur. Bu veritabanı, Yüksek Performanslı Bilgisayar ile bölgesel ECU'lar arasındaki iletişimin tutarlılığını sağlamak amacıyla tanımlanmış Protokol Veri Birimleri ve sinyalleri içermektedir. Tüm bu tanımların tek bir .arxml dosyasında toplanması sayesinde, mesaj alışverişi, zamanlama ve veri bütünlüğünü doğrulamak amacıyla RestBUS simülasyonları gerçekleştirilmiştir.

3.6. Teşhis Konsepti Geliştirme

Modern araçlarda Araç İçi Teşhis (OBD) sistemi, yazılım temelli platformlar tarafından şekillendirilen karmaşık ve dağıtık E/E mimariler içerisinde geliştirilmektedir. OBD yalnızca bir arıza tespit sistemi değildir; aynı zamanda haberleşme ağları, kontrol üniteleri, sensörler, kumanda elemanları ve servis arayüzlerinden oluşan bütünlüklü bir yapıdır. Süreç, sistemdeki kritik sinyal yollarını belirlemek üzere yapılan etki zinciri analiziyle başlar. Mimari üç katmandan oluşmaktadır: birincil katman teşhis işlemlerini yürütür, ikincil katman verileri işler, üçüncül katmanda ise yerel arıza algılama yapan akıllı cihazlar bulunur. Bölgesel yapılarda, yüksek işlem kapasiteli merkezi birim, çeşitli kontrol ünitelerinden gelen verileri koordine eder; böylece hem dağıtık arıza yönetimi hem de merkezi kontrol mümkün olur. Teşhis verilerine, haberleşme protokollerini çeviren geçit birimleri aracılığıyla erişilir. Bu yapı; etkili arıza yönetimi, yasal mevzuata uyum ve bakım kolaylığı sağlar.

Her ne kadar bu çalışmada TS EN ISO 14229, SAE J1979-2 ve ISO 26262 standartları doğrudan uygulanmamış olsa da, bu standartların temel ilkeleri teşhis yapısının oluşturulmasında yol gösterici olmuştur. TS EN ISO 14229 standardı, farklı kontrol birimleri ile dış servis araçları arasında katmanlı ve standart bir teşhis iletişimi kurabilmek açısından önemlidir. Bu çalışmada Birleşik Teşhis Hizmetleri (UDS) henüz kullanılmamakla birlikte, her kontrol ünitesine teşhis erişimi sağlanması ve bu erişimin geçit birimleri üzerinden yönlendirilmesi sayesinde söz konusu standart bölgesel E/E mimarileri için temel kabul edilmiştir. SAE

J1979-2 standardı da doğrudan uygulanmamış olmakla birlikte; Arıza Teşhis Kodları'nın (DTC) yönetimi ve Arıza Göstergesi Lambası'nın (MIL) durumu gibi temel işlevler, servis teşhisi ve yasal uygunluk açısından hâlâ önemini korumaktadır.

ISO 26262 standardı açısından bakıldığında, Otomotiv Güvenlik Bütünlük Seviyesi (ASIL) sınıflandırması ve biçimsel güvenlik analizleri bu çalışmanın kapsamı dışında bırakılmıştır. Ancak, güvenli durumlara geçiş eylemleri ve sürücü uyarı stratejileri açık şekilde tanımlanmıştır. Proje genelinde amaç; modüler bir teşhis yapısı oluşturarak, gelecekteki mevzuat ve güvenlik gereksinimlerine uyumlu bir temel atmaaktır.

Bu çalışmada teşhis gereksinimleri, merkezi karar alma yapısının fiziksel olarak araç geneline dağıtılmış donanımlarla birlikte çalıştığı bölgesel mimari yapılar göz önünde bulundurularak tanımlanmıştır. Geliştirilen yapı yalnızca arızaların tespit edilmesini değil, aynı zamanda bu arızaların sistem performansı üzerindeki etkilerini, hangi işlevlerin kısıtlanacağını ve sistemin hangi koşullar altında tekrar normal çalışmasına dönebileceğini de tanımlar. Böylece platform genelinde güvenliğin sağlanması, kullanıcıların zamanında bilgilendirilmesi ve gerektiğinde sistemin kendini toparlayabilmesi mümkün olur.

Örneğin, yüksek gerilimli bataryanın sıcaklık teşhisinin izlenmesi bu duruma örnek olarak verilebilir. Bu özellik, batarya sıcaklığının önceden belirlenmiş sınırlar içerisinde kalıp kalmadığını sürekli denetler. Eğer sıcaklık bu sınırları aşar ve belirtilen süre boyunca bu durumda kalırsa, sistem bu durumu arıza olarak değerlendirir. Batarya sıcaklığı, enerji geri kazanımlı frenleme sistemini doğrudan etkiler. Arıza kodu tespit edildiğinde, bataryayı etkileyen bu işlev güvenlik amacıyla otomatik olarak devre dışı bırakılır. Sürücüye ise bu durum gösterge paneli veya merkezi bilgi ekranı üzerinden görsel bir uyarı ile bildirilir.

Bu senaryoda çalışma yalnızca arıza tespitini değil; aynı zamanda arıza sırasında yapılması gerekenleri (örneğin işlevin geçici olarak kapatılması, arıza kaydının alınması ve sürücüye uyarı verilmesi) de tanımlar. Ayrıca, arıza durumu düzeldiğinde sistemin nasıl davranması gerektiği de açıkça belirtilmiştir. Buradaki temel hedef, sistemin sürücü müdahalesine gerek kalmadan güvenli biçimde toparlanmasını sağlamaktır.

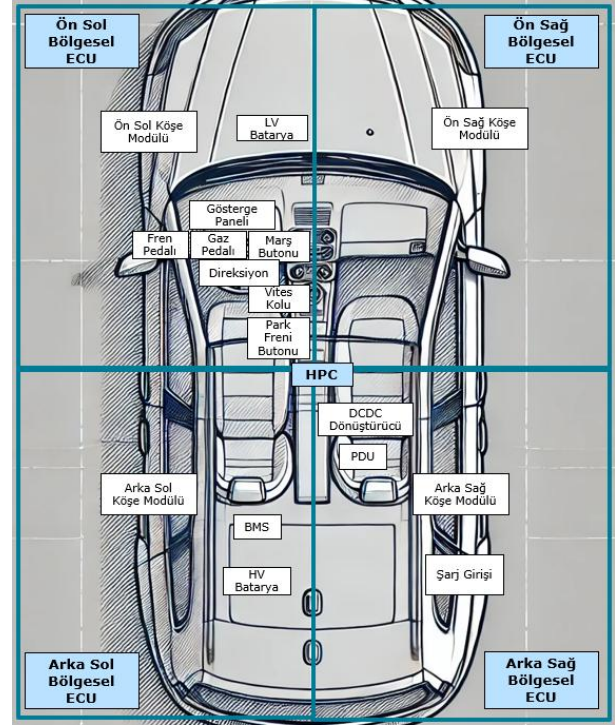
Batarya sıcaklığı tekrar normal aralığına döner ve belirli bir süre boyunca bu şekilde kalırsa, sistem durumu yeniden değerlendirir. Arıza belirtilen sayıda çevrim boyunca tekrar etmezse, enerji geri kazanımlı frenleme işlevi otomatik olarak yeniden devreye alınır. Ayrıca tanımlı iyileşme koşulları karşılandığında arıza kayıtları da sistem tarafından silinir. Bu arıza yönetimi ve işlev geri kazanımı yaklaşımı hem güvenlik açısından hem de bölgesel E/E mimarilerinin sürdürülebilir çalışması açısından büyük önem taşımaktadır.

3.7. Varsayımlar

Bu çalışmanın uygulanabilirliğini sağlamak amacıyla aşağıdaki varsayımlar temel alınmıştır:

- Merkezi HPC: Sistem, yüksek seviyeli araç kararlarını almakla sorumlu tek bir HPC'nin varlığına esas alır.
- Otomotiv Ethernet Omurgası: Otomotiv Ethernet, sistemin birincil ve tek iletişim ağı olarak kullanılacaktır.

- Sınırlı Donanım Kısıtlamaları: Bu çalışma, fiziksel ECU geliştirmesine değil; mantıksal tasarım ve simülasyon tabanlı doğrulamalara odaklanacaktır.
- Önceden Tanımlanmış Bölgesel ECU'lar: Mimari, her biri belirli bölgelere atanmış ve araç işlevlerini yöneten dört adet ZCU içerecek şekilde tanımlanmıştır.

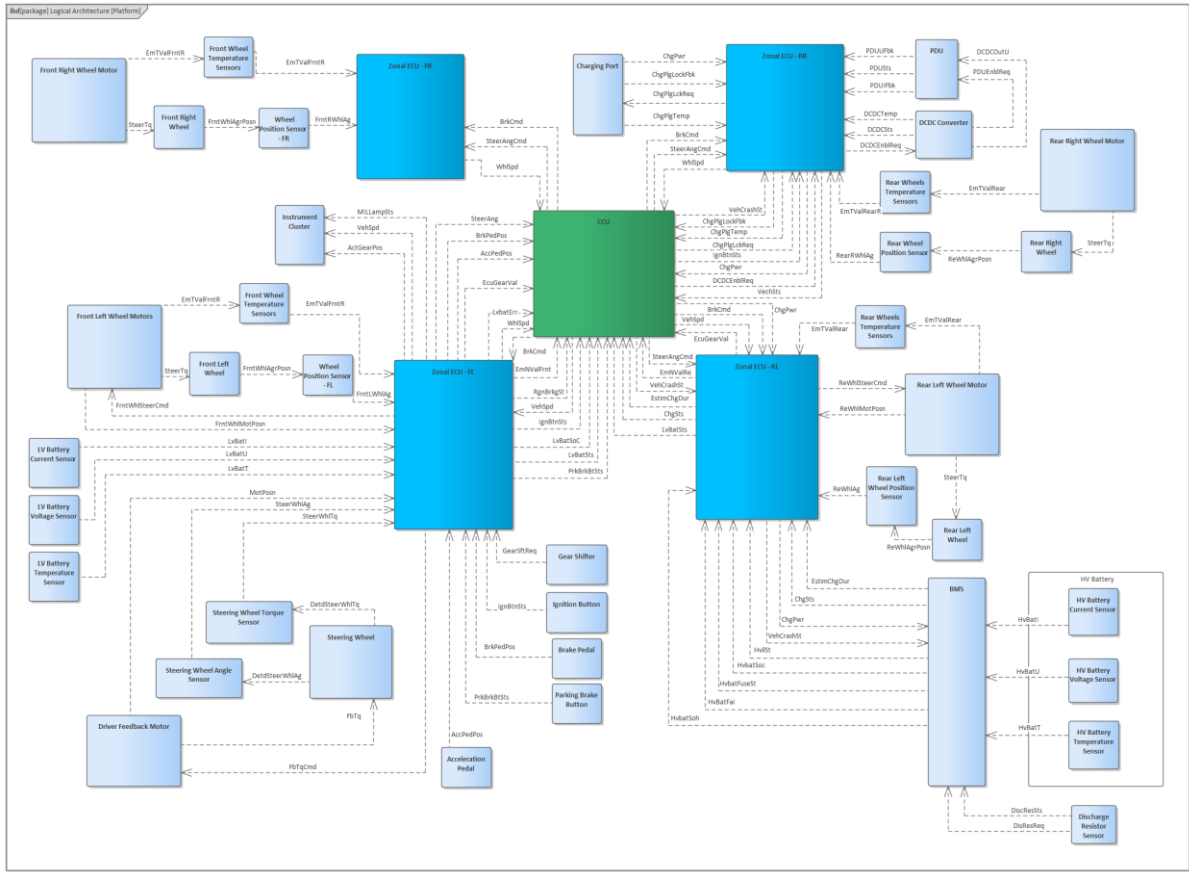


Şekil 1: Fiziksel Bölgesel Yerleşim

4. Önerilen Platform Mimarisi

Geliştirilen mantıksal mimari, araç genelinde yüksek seviyeli karar alma ve koordinasyonu sağlayan merkezi bir HPC, aracın dört fiziksel bölgesine karşılık gelen dört adet ZCU tarafından desteklenmektedir: Ön Sol, Ön Sağ, Arka Sol ve Arka Sağ. Bu mekânsal dağılım, e-motorlar, sensörler, güç elektroniği ve sürücü arayüzleri gibi bileşenlerin bölgesel olarak yönetilmesine olanak tanır; böylece kablolama karmaşıklığı önemli ölçüde azaltılırken, iletişim verimliliği artırılmış olur. İşlev dağılımı, alt sistemler ve sinyallerin fiziksel yakınlıkları ve sistemsel bağımlılıkları göz önünde bulundurularak yapılmıştır. Bu sayede, sinyal akışı verimli hâle getirilmiş ve bölgeler arası işlevsel sınırlar net biçimde tanımlanmıştır. Her bir ZCU, HPC ile Ethernet arayüzleri üzerinden haberleşir; böylece bölgesel kontrol görevleri merkezi işlem yapısı ile tutarlı şekilde bütünleştirilmiş olur.

Önerilen Bölgesel Elektrik/Elektronik Mimari Geliştirme (ZEEAD) yapısında, temel araç işlevleri dört ana bölgeye dağıtılmıştır — Ön Sol, Ön Sağ, Arka Sol ve Arka Sağ. Her bir Bölgesel ECU, kendi fiziksel bölgesindeki bileşenlerin iletişim, kontrol ve teşhis işlemlerinden sorumludur. Bu mekânsal-işlevsel eşleme; kablolama verimliliğini artırmakta, bakım kolaylığını desteklemekte ve merkezi hesaplama altyapısı ile entegrasyonu mümkün kılmaktadır.



Şekil 2: Geliştirilen Mantıksal Mimari

Ön Sol Bölgesel ECU, sürücü etkileşimli ve güvenlik açısından kritik birçok fonksiyonu konsolide eder. Bu bölge, sürücü koltuğuna yakın konumda olan gösterge paneli, direksiyon simidi, vites seçici ve kontak düğmesi gibi temel kontrol unsurlarına olan yakınlığı sayesinde düşük gecikmeli ve doğrudan iletişim sağlar. Ayrıca fren pedalı, hızlanma pedalı (ACC) ve park freni düğmesi de ön sol bölgeye entegre edilerek sürüş komutlarının etkin biçimde işlenmesi sağlanmıştır. Bu bölge içerisinde yer alan LV bataryası ise, başlangıç ve düşük güç işlevleri için kararlı enerji yönetimi ve yerel güç beslemesi sunar.

Ön Sağ Bölgesel ECU, ön sağ tekerlek motorunun yönetiminden sorumludur. Bu bölgedeki bileşen yükünün minimum düzeyde tutulması, mimarinin gövde boyunca kablolamayı en aza indirip, kontrolü aracın ilgili tarafında bölgeselleştirme felsefesini yansıtmaktadır.

Arka Sol Bölgesel ECU, HV'lı enerji depolama ve buna ait güvenlik yönetimi fonksiyonlarını denetler. BMS ve Yüksek Gerilim Bataryası, doğrudan şarj durumu (SoC), termal yönetim ve hata tespiti üzerinde kontrol ve izleme sağlamak üzere Arka Sol Bölgesel ECU'ya atanmıştır. Bu bileşenlerin bölgeselleştirilmesi, HV güvenlik operasyonlarında gecikmeyi azaltır ve HPC ile izole iletişimi destekler.

Arka Sağ Bölgesel ECU, araç şarjı ve gerilim dönüştürme açısından kritik olan güç elektroniği bileşenlerinin yönetimini

sağlar. PDU, DC/DC dönüştürücü ve şarj girişi bu bölge içerisinde konumlandırılmıştır. Bu bileşenlerin tek bir bölgesel kontrol birimi altında gruplanması; şarj, sürüş ve rejenerasyon senaryolarında güç dağıtımının koordineli şekilde yönetilmesini sağlar. Ayrıca, şarj sistemine ait termal ve teşhis işlevlerinin optimizasyonunu da destekler.

Bu fonksiyon-bölge eşleştirme yaklaşımı; modülerliği mümkün kılar ve merkezi koordinasyonla birlikte işlevsel ayrışmayı garanti eder. Her bir Bölgesel ECU, merkezi HPC ile iletişim hâlinindedir; böylece yerel işlevler dağıtık biçimde yürütülürken, genel araç kontrol stratejisine entegrasyon sağlanır.

5. Mimarisi Mimari Doğrulama

Bölgesel E/E sistemi için tanımlanan Ethernet tabanlı iletişim mimarisini doğrulamak amacıyla, CANoe® simülasyon ortamı kullanılarak bir RestBUS simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Bu simülasyonda, ECU'lar arası iletişimde kullanılan PDU'ları ve sinyal tanımlarını içeren, AUTOSAR® spesifikasyonlarına uygun şekilde geliştirilmiş standart bir .arxml dosyası kullanılmıştır. CANoe® üzerinden, aracın Ethernet ağı davranışı emüle edilerek, mesaj zamanlaması, veri yolu yükü ve protokol uyumluluğu test edilmiştir. Bu sayede HPC ile ZCU'lar arasındaki iletişim mimarisinin davranışı değerlendirilmiştir.

Eth1::ConnectionStatus	Link up
Ignition	1
_NMCControl::Vehicle_Ethernet::Nodes::HPC::State	NORMAL_OPERATION
_NMCControl::Vehicle_Ethernet::Nodes::IC::State	NORMAL_OPERATION
_NMCControl::Vehicle_Ethernet::Nodes::BMS::State	NORMAL_OPERATION
_NMCControl::Vehicle_Ethernet::Nodes::ZFL::State	NORMAL_OPERATION
_NMCControl::Vehicle_Ethernet::Nodes::ZFR::State	NORMAL_OPERATION
_NMCControl::Vehicle_Ethernet::Nodes::ZRL::State	NORMAL_OPERATION
_NMCControl::Vehicle_Ethernet::Nodes::ZRR::State	NORMAL_OPERATION

Şekil 3: İletişim Simülasyonu Düğüm Durumları

6. Sonuçlar

Bu çalışma, elektrikli bir araç platformu için merkezi hesaplama temelli bölgesel bir E/E mimarisinin geliştirilmesini ve doğrulanmasını sunmuştur. Sistem, her biri bir ZCU tarafından yönetilen ve merkezi bir HPC ile koordine edilen mekânsal olarak tanımlı bölgelere bölünerek yapılandırılmıştır. Bu yaklaşım, modülerliği artırmış ve ölçeklenebilirliği iyileştirmiştir. Gereksinim mühendisliği yaklaşımı doğrultusunda, mantıksal mimari tasarımı, sinyal eşlemeleri, iletişim veri tabanı oluşturulması ve teşhis stratejisi yapılandırılmıştır. AUTOSAR® uyumlu .arxml dosyası kullanılarak CANoe® ortamında gerçekleştirilen RestBUS simülasyonu, sistem bileşenleri arasında Ethernet tabanlı iletişimin bütünlüğünü ve güvenilirliğini doğrulamış, tanımlanan arayüzlerin işlevselliğini kanıtlamıştır.

Gelecek çalışmalarda, RestBUS simülasyonundan elde edilen bulgulara dayanarak fonksiyon tahsisleri iyileştirilecek; bu sayede iletişim verimliliği ve sistem tepkiselliği daha da optimize edilecektir. Ayrıca, mimarinin kapsamı genişletilerek; gövde (body) donanım işlevleri, SDV entegrasyonu ve ISO 26262'ye uyumlu daha kapsamlı bir İşlevsel Güvenlik çerçevesi dahil edilecektir. Bu geliştirmeler, önerilen mimarinin ADAS, OTA mekanizmaları ve genişleyen araç işlevleri boyunca gerçek zamanlı teşhisler gibi daha geniş otomotiv uygulamaları için hazır hale gelmesini sağlayacaktır.

Kaynakça

- [1] H. Jang, C. Park, S. Goh, and S. Park, "Design of a Hybrid In-Vehicle Network Architecture Combining Zonal and Domain Architectures for Future Vehicles," in Proc. 2023 IEEE 6th Int. Conf. Knowledge Innovation and Invention (ICKII), Sapporo, Japan, 2023, pp. 33–37, doi: 10.1109/ICKII58656.2023.10332574.
- [2] J. Maier and H.-C. Reuss, "Design of Zonal E/E Architectures in Vehicles Using a Coupled Approach of k-Means Clustering and Dijkstra's Algorithm," Energies, vol. 16, no. 19, p. 6884, 2023.
- [3] H. Askaripoor, M. H. Farzaneh, and A. Knoll, "E/E Architecture Synthesis: Challenges and Technologies," Electronics, vol. 11, no. 4, p. 518, 2022.
- [4] J. Maier and H.-C. Reuss, "Handling System Complexity in Zonal E/E Architectures," Transp. Eng., vol. 13, p. 100195, 2023.
- [5] N. N. Surjekar, Y. Patwardhan, and V. Konduju, "A Case Study on Migrating Towards Functionally Safe Zonal

Architecture Using," in INCOSE Int. Symp., vol. 33, no. 1, pp. 1403–1417, Honolulu, USA, 2023.

- [6] C. Park and S. Park, "Performance Evaluation of Zone-Based In-Vehicle Network Architecture for Autonomous Vehicles," Sensors, vol. 23, no. 2, p. 669, 2023.
- [7] W. Wang, K. Guo, W. Cao, H. Zhu, J. Nan, and L. Yu, "Review of Electrical and Electronic Architectures for Autonomous Vehicles: Topologies, Networking and Simulators," Automot. Innov., 2024.
- [8] M. Maul, G. Becker, and U. Bernhard, "Service-Oriented EE Zone Architecture: Key Elements for New Market Segments," ATZelektronik Worldwide, vol. 13, pp. 36–41, 2018.
- [9] P. Aberl, S. Haas, and A. Vermurl, "How a Zone Architecture Paves the Way to a Fully Software-Defined Vehicle," TI Power, Texas Instruments, 2024.
- [10] M. Lu, "Connecting Zonal Automotive Architectures with PCIe," 2021.
- [11] M. Jonasson and O. Wallmark, "Control of Electric Vehicles with Autonomous Zonal Modules: Implementation Aspects and Fault Handling," Int. J. Vehicle Syst. Model. Test., vol. 3, no. 3, 2008.
- [12] A. Ferré, J. Fontanilles, R. M. Gutiérrez Serret, and C. Fernández, "E-Systems for Automated Driven Vehicles," 2017.
- [13] F. C. Santos, A. L. Silva, B. Paterlini, H. G. Pedroso, J. M. Alves, P. H. P. Milani, and R. B. Klepa, "Zonal Architecture: A Way of Using of the CAN Protocol," SAE Tech. Paper, no. 2024-36-0127, 2024.
- [14] N. M. Shinde, "Design of an In-Vehicle Network (Using LIN, CAN and FlexRay), Gateway and its Diagnostics Using Vector CANoe," Am. J. Signal Process., vol. 1, no. 2, pp. 33–38, 2011.
- [15] N. S. Tany, S. Suresh, D. N. Sinha, C. Shinde, C. Stolojescu-Crisan, and R. Khondoker, "Cybersecurity Comparison of Brain-Based Automotive Electrical and Electronic Architectures," Information, vol. 13, p. 518, 2022.
- [16] S. Jiang, "Vehicle E/E Architecture and Key Technologies Enabling Software-Defined Vehicle," SAE Tech. Paper Ser., 2024.

Akıllı Robotik Yürüteçte Kullanıcı Hareket Niyetinin Kuvvet/Tork Sensör Verileri ve Makine Öğrenimi ile Tahmini

Prediction of User Movement Intention in a Smart Robotic Walker Using Force/Torque Sensor Data and Machine Learning

Mehmet Korkunç¹, Meryem Özkurt², Nurdan Bilgin³

¹Makine Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
mehmet.korkunc@omu.edu.tr, korkunc18@itu.edu.tr

²Makine Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
21060757@stu.omu.edu.tr

³Makine Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
nurdan.bilgin@omu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, ileri yaşlılık veya hareket kısıtlılığı yaşayan bireylerin günlük yaşamlarında kullandıkları akıllı robot yürüteçlerin hareket niyeti algılama yeteneklerini geliştirmeyi amaçlamaktadır. Çalışmada, kullanıcı ile yürüteç arasındaki fiziksel etkileşim esnasında ortaya çıkan kuvvet ve tork değerleri, yürüteç üzerine entegre edilen hassas kuvvet tork sensörü ile anlık olarak kaydedilmiştir. Toplanan bu veriler, kullanıcıların üç temel hareket niyeti olan düz yürüyüş, sola dönüş ve sağa dönüş durumlarının otomatik olarak sınıflandırılmasında kullanılmıştır. Sınıflandırma işlemi, zaman serisi verilerindeki karmaşık ve ardışık ilişkileri başarıyla öğrenebilen Uzun Kısa Süreli Bellek (LSTM) tabanlı derin öğrenme modeli ile gerçekleştirilmiştir. LSTM modeli, veri setinde yer alan zamansal bağımlılıkları güçlü şekilde analiz ederek kısa süreli dalgalanmalardan etkilenmeyen, tutarlı ve güvenilir tahminler üretmiştir. Deneysel çalışmalar sonucunda, geliştirilen yöntemin genel hareket niyeti tespitinde genel olarak %94 oranında doğruluk sağladığı, özellikle düz yürüyüş sınıfında ise %97'nin üzerinde bir başarıya ulaştığı belirlenmiştir. Ayrıca, kuvvet/tork sensörlerinin yüksek hassasiyeti sayesinde kullanıcıların küçük hareket niyetlerinin bile anlık olarak algılanabildiği, böylece hareketin başlangıcında erken tespit yapılabildiği gözlemlenmiştir. Geliştirilen yöntemin bir diğer önemli avantajı kolay entegre edilebilen sensör altyapısı ile, IMU veya kamera tabanlı sistemlerle kıyaslanabilir performansla sahip olmasıdır. Sonuçlar, akıllı robot yürüteçlerde doğrudan kuvvet ve tork bilgisinin kullanımıyla güvenli ve etkin hareket niyeti tespiti yapılabileceğini göstermektedir.

Abstract

This study aims to enhance the motion intent detection capabilities of smart robotic walkers used in the daily lives of

elderly individuals or those with mobility limitations. In this work, the force and torque values generated during physical interaction between the user and the walker were instantaneously recorded by force/torque sensor integrated into the walker. These collected data were utilized to automatically classify three fundamental user intentions: straight walking, left turn, and right turn. The classification process was carried out using a Long Short-Term Memory (LSTM) based deep learning model, which effectively learns complex and sequential relationships within time series data. The LSTM model analyzed the temporal dependencies in the dataset robustly, providing consistent and reliable predictions that are unaffected by short-term fluctuations. Experimental results indicated that the developed method achieved an overall intent detection accuracy of 94%, with an accuracy exceeding 97% specifically for the straight walking class. Additionally, thanks to the high sensitivity of the force/torque sensors, even minor user intentions could be detected instantaneously, allowing for early identification of movement onset. Another significant advantage of the developed method is its easily integrable sensor infrastructure, which offers performance comparable to IMU or camera-based systems. The results demonstrate that the direct use of force and torque information enables safe and effective motion intent detection in smart robotic walkers.

1. Giriş

Günümüzde dünya nüfusunun yaşlanması, küresel sağlık sistemleri ve toplumsal yaşam üzerinde önemli etkiler yaratmaktadır. Özellikle gelişmiş ve gelişmekte olan ülkelerde yaşam süresinin uzamasıyla birlikte yaşlı nüfus oranı giderek artmakta, bu durum yaşa bağlı hareket kabiliyetinde azalma, kas-iskelet sistemi zayıflıkları ve nörolojik hastalıklara bağlı yürüme bozuklukları gibi çeşitli sağlık sorunlarının da yaygınlaşmasına neden olmaktadır [1–2]. Yaşlı bireylerin

bağımsızlıklarını sürdürebilmeleri, günlük yaşam aktivitelerine güvenli bir şekilde katılabilmeleri ve düşmeye bağlı ciddi yaralanma risklerinden korunmaları, çağdaş geriatri ve rehabilitasyon teknolojileri açısından öncelikli hedefler arasında yer almaktadır. Bu bağlamda, yaşlı bireylerin güvenli mobilitasını destekleyen, aynı zamanda kullanıcıyla etkileşim kurabilen yenilikçi çözümler geliştirilmesi giderek daha fazla önem kazanmaktadır.

Son yıllarda, bu ihtiyaçlara yanıt olarak akıllı robotik yürüteç sistemleri (ya da diğer adıyla akıllı rollatörler) ortaya çıkmış ve hem klinik rehabilitasyon ortamlarında hem de ev içi kullanım senaryolarında uygulanmaya başlanmıştır [3]. Akıllı yürüteçler, klasik mekanik yürüteçlerin ötesine geçerek, çeşitli sensörler, algılama algoritmaları ve hareket kontrol sistemleri ile donatılmış, kullanıcının hareketlerini izleyebilen ve gerektiğinde destek sunabilen gelişmiş yardım araçlarıdır. Bu cihazların temel işlevi, kullanıcının yürüme davranışını analiz etmek, hareket niyetini (örneğin düz ilerleme, yön değiştirme, durma) doğru şekilde anlamak ve bu niyete uygun destekleyici veya yönlendirici tepkiler verebilmektir. Akıllı bir yürütecin, kullanıcının hareket niyetini doğru ve mümkün olduğunca erken aşamada algılayarak tepki verebilmesi, hem yürüme sürecinde denge desteği sağlanması hem de düşme gibi istenmeyen durumların önlenmesi açısından kritik bir gerekliliktir [4].

Bu kapsamda geliştirilen sistemlerde, genellikle kullanıcı ile robotik yürüteç arasındaki etkileşimi izlemek üzere çeşitli sensörler kullanılmaktadır [3–5]. Örnek olarak, kullanıcının üzerine giydirilen IMU sensörü, yürütecin tutma kollarına entegre edilen gerinim ölçerler veya kuvvet/tork sensörleri, tekerlek hareketini izleyen hall sensörleri, çevresel mesafe algısı için kullanılan LiDAR gibi lazer tabanlı sensörler sayılabilir. Bu sensörlerden elde edilen veriler, kullanıcının yürüyüş yönü, hızı, dengesizlik durumu ve dönüş niyeti gibi parametrelerin yorumlanmasına olanak sağlamaktadır.

Bazı ileri düzey prototiplerde, omni-directional (her yöne hareket edebilen) manevra kabiliyeti bulunan sistemler tasarlanmış ve kullanıcının yönlendirme kuvvetlerini hassas bir şekilde algılayabilmek için altı eksenli kuvvet/tork sensörleri kullanılmıştır [6]. Ancak, bu sistemlerin uygulamada bazı sınırlılıkları bulunmaktadır. Özellikle birden fazla sensörün kullanılması, sistemin donanımsal olarak karmaşık hale gelmesine ve dolayısıyla maliyetin artmasına yol açmaktadır. Ayrıca, kullanıcının vücuduna giydirilen sensörler, günlük kullanım açısından konforu ve kabul edilebilirliği olumsuz etkileyebilmektedir [7]. Bu nedenle, daha sezgisel, kullanıcı dostu ve düşük maliyetli etkileşim çözümlerine yönelim gün geçtikçe artmaktadır [8].

Bu bağlamda araştırmacılar, sensör sayısını azaltarak kullanıcıdan doğrudan alınan fiziksel etkileşim verilerinden hareket niyeti çıkarımı yapılabileceğini gösteren yaklaşımlara odaklanmaktadır. Örneğin, bazı çalışmalar açık kaynaklı modüler platformlar geliştirmiş ve sistem karmaşıklığını düşürerek ekonomik çözümler sunmayı hedeflemiştir [9]. Bununla birlikte, akıllı yürüteçlerin gerçek yaşam koşullarında yaygınlaşmasının önünde hâlâ cihaz maliyeti, sistem entegrasyon zorluğu ve kullanıcı benimsemesi gibi engeller bulunmaktadır [10–11]. Bu durum, özellikle yaşlı bireylerin ihtiyaç ve konforunu ön planda tutan, minimum donanımla

maksimum etkileşim başarısı sağlayabilecek algoritmalara olan ihtiyacı da gündeme getirmektedir.

Bu çerçevede, özellikle son yıllarda, yürüyüş niyeti algılamaya yönelik makine öğrenmesi ve derin öğrenme tabanlı yöntemlere olan ilgi hızla artmıştır. Derin öğrenme algoritmaları, sensör verilerinden karmaşık örüntüleri öğrenme ve sınıflandırma yetenekleri sayesinde, akıllı yürüteç uygulamalarında umut vadeden sonuçlar ortaya koymaktadır. Örneğin, RGB-D kameralar ile yapılan çalışmalarda, kullanıcının alt vücut hareketlerinden elde edilen görsel veriler, derin evrişimsel sinir ağı (CNN) ve dikkat mekanizması (attention) kullanan modellerle işlenerek, dört temel yürüme durumunun yüksek doğrulukla sınıflandırılması sağlanmıştır [7]. Öte yandan, daha geleneksel yaklaşımlarda, yürütecin tutamaçlarındaki basınç sensörlerinden alınan veriler kullanılarak, Destek Vektör Makineleri (SVM) gibi gözetimli öğrenme algoritmalarıyla kullanıcı niyeti başarıyla tahmin edilmiştir [12]. Yapılan başka çalışmada ise, yürüteç ve kullanıcısı arasındaki hızı eşleştirmek için dikey etkileşim kuvvetine dayalı bir hibrit hareket modeli (HMM) ve bir makine öğrenimi modeli kullanılarak akıllı bir yürüteç geliştirilmiştir [13].

Ancak yürüme eyleminin doğası gereği zaman içinde gelişen ardışık bir süreç olması, bu tür hareketlerin tanımlanması için zamana bağlı örüntüleri algılayabilen modellere ihtiyaç doğurmuştur. Bu noktada, zaman serisi analizine özel olarak tasarlanmış LSTM ağları ön plana çıkmaktadır. LSTM, özellikle ardışık sensör verilerinde uzun vadeli bağımlılıkları yakalama becerisi ile bilinir ve yürüyüş gibi periyodik davranışlarda kullanıcının niyetini erken evrede algılamak için etkili bir araçtır. Literatürde yapılan çalışmalarda, LSTM ağlarının yalnızca ivmeölçer ve optik verilerle eğitilerek, kullanıcının birkaç adım sonrasındaki eklem hareketlerini öngörebildiği ve düşme riski gibi kritik durumları önceden tespit edebildiği gösterilmiştir [14–15].

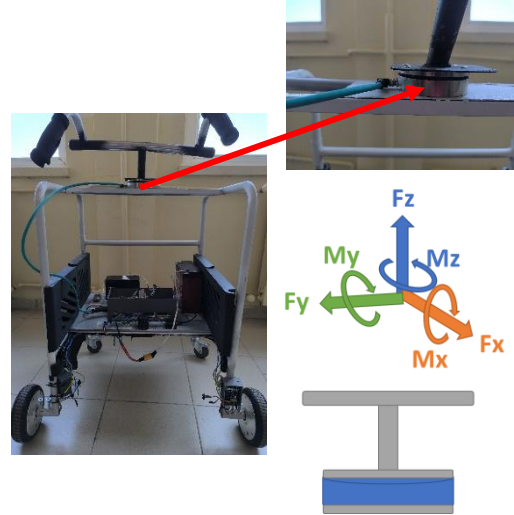
Bu çalışma, son yıllarda artan yaşlı nüfusun mobilité ihtiyaçlarına yanıt vermeyi hedefleyen akıllı robotik yürüteç teknolojilerinin gelişimine katkı sağlamak amacıyla gerçekleştirilmiştir. Literatürde yer alan çok sensörlü veya kullanıcıya takılı cihazlara dayalı niyet algılama sistemlerinin karmaşıklığı ve kullanıcı konforunu olumsuz etkileyen yönlerinden hareketle, bu çalışmada yalnızca tek bir altı eksenli kuvvet/tork sensörü (F_x , F_y , F_z , M_x , M_y , M_z) kullanılarak, yürüyüş esnasında kullanıcı ile yürüteç arasındaki fiziksel etkileşim verilerinden hareket niyetinin otomatik olarak tahmin edilmesi amaçlanmıştır. Geliştirilen yöntem, kullanıcının “düz yürüyüş”, “sola dönüş” ve “sağa dönüş” olmak üzere üç temel hareket niyetini, herhangi bir ek sensöre veya görsel algılayıcıya ihtiyaç duymadan yalnızca kuvvet/tork sensörü verileri aracılığıyla sınıflandırabilmektedir. Bu hedef doğrultusunda, yürüyüş sırasında zamanla değişen kuvvet desenlerini öğrenme konusunda güçlü bir yapı sunan LSTM tabanlı derin öğrenme modeli geliştirilmiştir. LSTM ağı, kullanıcının yürütece uyguladığı kuvvetlerin zamansal örüntülerini analiz ederek, niyetini yalnızca anlık sinyallerden değil; aynı zamanda hareketin öncesine dair kuvvet eğilimlerinden yola çıkarak da öngörebilmektedir. Özellikle dönüş niyetlerinde görülen asimetrik kuvvet dağılımları ve zamanla kademeli artış gösteren yönlendirme kuvvetleri, LSTM’nin öğrenme kapasitesiyle başarılı bir şekilde

ayrıştırılabilmektedir. Modelin bu özelliği sayesinde, hareket fiziksel olarak başlamadan hemen önceki kuvvet değişimlerinden dahi anlamlı tahminler yapılabilmüş, böylece akıllı yürütecin kullanıcının hareketine senkronize ve proaktif şekilde tepki verebilmesi mümkün olmuştur. Tek bir kuvvet/tork sensörü ile sağlanan bu çözüm, IMU ya da kamera tabanlı sistemlerde görülen karmaşık veri senkronizasyonu gibi sorunları ortadan kaldırmakta, aynı zamanda mobilite destek sistemlerinin klinik ve ev içi uygulamalarına daha kolay entegre edilebilmesini sağlamaktadır. Gerçekleştirilen deneysel çalışmalarda, yalnızca bu sensörden elde edilen kuvvet/tork zaman serileri ile eğitilen LSTM modeli, test verileri üzerinde %94 oranında genel sınıflandırma doğruluğu yakalamış; özellikle düz yürüyüş senaryolarında %94'nin üzerinde başarı elde edilmiştir. Çalışma, yalnızca algoritmik bir çözüm sunmakla kalmayıp, aynı zamanda donanım sadeleştirilmesi, erken niyet algılama ve kullanıcı dostu sistem tasarımı gibi uygulama odaklı katkılar da sunmaktadır. Bu yönüyle, yürüyüş destek sistemlerinde insan-robot etkileşiminin daha sezgisel bir yaklaşım ortaya koymaktadır. Çalışmanın devam eden bölümlerinde, deney düzeneği, veri toplama süreci ve LSTM tabanlı modelin mimarisi detaylı biçimde açıklanacaktır. Ardından elde edilen sonuçlar ve gelecekte yapılabilecek geliştirmelere yönelik önerilerde bulunulacaktır.

2. Kullanıcı Hareket Niyetini Belirlemek için Yapılan Deneyler ve Kullanılan Algoritma

Akıllı robotik yürüteç (rollatör) sistemlerinde, kullanıcının hareket niyetini (örneğin düz ilerleme ya da belirli bir yöne dönüş yapma isteğini) güvenilir şekilde algılamak, insansız destekli yürüme senaryolarında kritik bir öneme sahiptir [7]. Bu amaçla fiziksel insan-robot etkileşiminden elde edilen sensör geri bildirimleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle akıllı yürüteç tutamaçlarına yerleştirilen kuvvet sensörleri aracılığıyla, kullanıcının cihaza uyguladığı itme-çekme kuvvetleri ve dönüş momentleri ölçülerek niyet tahmini yapılabilmektedir [3,7].

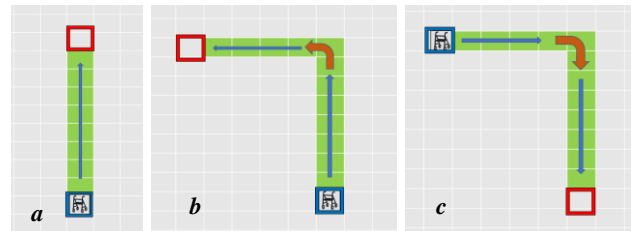
Bu çalışmada kullanılan akıllı robotik yürüteçte, Şekil 1'de gösterildiği gibi tutamaç altında konumlandırılmış altı eksenli bir kuvvet-tork sensörü ile donatılmıştır. Bu sensör (ATI Axia80 modeli), kullanıcının yürütece uyguladığı kuvvet ve torkları gerçek zamanlı olarak ölçmektedir. Axia80 sensörü, üç doğrusal kuvvet bileşeni (F_x , F_y , F_z) ile üç moment bileşenini (T_x , T_y , T_z) olmak üzere altı eksenle etkileşim kuvvetlerini algılayabilmektedir. Monolitik gerinim ölçer yapısı sayesinde yüksek çözünürlük ve sinyal-gürültü oranına sahiptir; bu da kullanıcı ile cihaz arasındaki en ufak itme-çekme veya dönme kuvvetini dahi hassas biçimde kaydetmesini mümkün kılar. Elde edilen bu çok eksenli kuvvet verileri, kullanıcının o andaki hareket niyetine dair önemli ipuçları taşımaktadır. Örneğin, kullanıcının yürüteci sola döndürmek istemesi, genellikle zaman içinde yürütecin sol tarafına uygulanan kuvvetlerin kademeli olarak artmasıyla kendini gösterir. Bu tür kuvvet desenlerini anlık bir kuvvet değeri yerine zaman serisi boyunca yakalamak, niyetin erken ve güvenilir bir şekilde çıkarımını sağlar [7]. Bu nedenle, literatürde akıllı yürüteç kullanıcılarının hareket niyetini çözümlemek için derin öğrenme yaklaşımları önerilmiş; özellikle *LSTM* gibi yinelemeli sinir ağları, ardışık sensör verilerindeki paternleri öğrenmedeki başarılarıyla öne çıkmıştır [15].



Şekil 1: Altı Eksenli Kuvvet/Tork Sensörüne Sahip Robotik Yürüteç

2.1. Yapılan Deney ve Geliştirilen Algoritma

Bu çalışma kapsamında, yukarıda bahsedilen sensörle donatılmış akıllı robotik yürüteç prototipi kullanılarak 7 sağlıklı yetişkin katılımcı ile bir dizi deney gerçekleştirilmiştir. Katılımcılar, gerçek bir yürüteç kullanım durumunu temsil eden üç farklı senaryoda yürüteç kullanmışlardır: (a) Düz çizgide yürüme, (b) Sola dönüş yapma ve (c) Sağa dönüş yapma (Şekil 2). Her bir senaryoda katılımcı ilgili hareketi yürüteç yardımı ile tamamlamış; düz yürüyüş senaryosunda yalnızca ileri yönlü itme kuvvetleri uygulanırken, dönüş senaryolarında katılımcı yürüteci ilgili yöne doğru döndürürken asimetrik kuvvet ve momentler uygulamıştır. Deneyler sırasında katılımcının tutamaçları kavrama pozisyonu ve tutuş yüksekliği sabit tutulmuş, böylece ölçülen kuvvet verilerinin tutarlılığı sağlanmaya çalışılmıştır. Her bir senaryo için katılımcılardan 10'ar tekrar gerçekleştirmesi istenmiş ve toplamda 180 ayrı veri kaydı (zaman serisi) toplanmıştır.



Şekil 2: a) Düz Yürüyüş, b) Sola Dönüş, c) Sağa Dönüş Parkurları

2.2. Veri Toplama ve İşleme Süreci

Tüm deneyler boyunca kuvvet/tork sensöründen altı eksenle ölçülen veriler 50 Hz örnekleme frekansı ile zamana bağlı olarak sürekli kaydedilmiştir. Her veri örneğine karşılık gelen gerçek hareket senaryosu ("düz", "sol", "sağ") önceden belirlenerek etiketlenmiştir. Bu ham veriler üzerinde aşağıdaki veri işleme adımları uygulanmıştır:

Filtreleme ve Önişleme: Ham sensör sinyallerindeki yüksek frekanslı parazitleri azaltmak amacıyla dijital bir alçak geçiren filtre uygulanmıştır. Bu sayede, özellikle kullanıcının adım ritminden kaynaklanan etkileşim kuvvetlerindeki salınımlar bastırılarak gerçek niyet bilgisini yansıtan bileşenler ayrıştırılabilmektedir. Ardından, farklı eksenlerdeki kuvvet ve tork bileşenleri ölçeklenerek normalize edilmiş; veriler ortak bir [0, 1] aralığına indirgenmiştir. Bu normalizasyon ile tüm eksenlerin model eğitime eşit katkı sağlaması hedeflenmiştir.

Segmentasyon ve Etiketleme: Her bir hareket senaryosuna ait 10 tekrar, kullanıcının ilgili hareketi başlattığı ve bitirdiği anlar dikkate alınarak ayrı zaman serisi segmentlerine bölünmüştür. Örneğin “düz yürüyüş” senaryosundaki her tekrar “düz” etiketiyle işaretlenmiş; benzer şekilde “sol dönüş” ve “sağ dönüş” denemelerinde, kullanıcının dönüşe başladığı andan bitişine kadar olan veri bölümleri çıkarılarak ilgili etiketlerle kaydedilmiştir. Segment süreleri, katılımcının hareketi gerçekleştirdiği süreye (genellikle birkaç saniye) karşılık gelecek şekilde ayarlanmıştır.

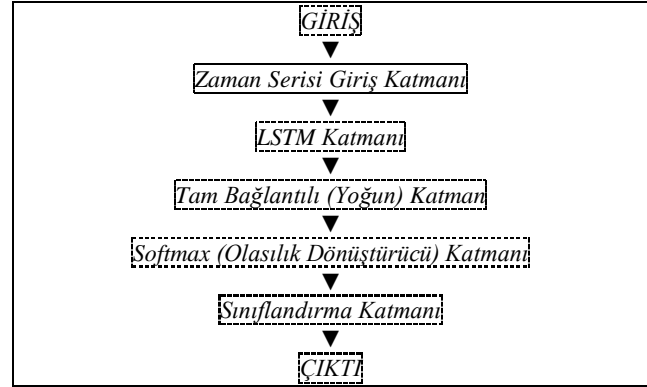
Eğitim ve Test Ayrımı: Her senaryoya ait 10 örnek verinin %30'u (3 örnek) eğitim, kalan %70'i (7 örnek) test seti olarak ayrılmıştır. Model, yalnızca eğitim verileri kullanılarak eğitilmiş ve ardından daha önce görmediği test verileri üzerinde performansı değerlendirilmiştir. Bu ayırım, modelin yeni örnekler üzerindeki genelleme yeteneğini sınavarak gerçek dünya uygulamaları için güvenilirliğini test etmeye olanak tanımaktadır.

Model Geliştirme: MATLAB Derin Öğrenme Araç Kutusu kullanılarak LSTM tabanlı bir model oluşturulmuştur. Ağ mimarisi tanımlanıp hiperparametreler (örneğin epoch sayısı, öğrenme hızı, mini-batch boyutu vb.) belirlendikten sonra modelin denetimli eğitim süreci başlatılmıştır. Her epoch sonunda eğitim performans metrikleri (kayıp ve doğruluk) izlenmiştir. Eğitim tamamlandıktan sonra test verileri modele sunulmuş; modelin tahmin ettiği sınıflar gerçek etiketlerle karşılaştırılmış ve yaklaşık %94 doğruluk oranı elde edilmiştir. Bu çalışmada deneyler 7 katılımcı ile gerçekleştirilmiş olsa da, elde edilen sonuçlar kuvvet/tork tabanlı niyet tespitinin yüksek bir potansiyele sahip olduğunu göstermektedir. Gelecek çalışmalarda daha geniş kullanıcı gruplarıyla modelin genellebilirliği ve kişisel farklılıklara karşı dayanıklılığı incelenecektir.

2.3. LSTM Tabanlı Model ve Eğitim Süreci

Yürüyüş niyeti tahmini problemi doğası gereği zaman serisi verisiyle ilgilidir. Kullanıcının yürütece uyguladığı kuvvetler zaman içinde değişen bir örüntü izler; anlık sensör değerleri yerine bu örüntünün bütününe bakılarak niyet daha sağlıklı çıkarılabilir. Bu bağlamda, modelleme yaklaşımı olarak yinelemeli sinir ağlarının gelişmiş bir türü olan LSTM ağı tercih edilmiştir (Şekil 3). LSTM ağları, ardışık verilerdeki uzun vadeli bağımlılıkları öğrenmede üstün performans gösterir ve dizi verilerinde uzak geçmişe ait bilgileri dahi hafızasında tutarak işleyebilir. Böylece ardışık kuvvet/tork verilerinin zaman içindeki paternlerini öğrenen model, kullanıcının hareket niyetini tekil anlık değerlerden daha güvenilir biçimde tahmin edebilir. Gerçek hayattan bir örnek vermek gerekirse; sola dönüş yapma niyeti, kullanıcının yürütecin sol tarafına uyguladığı kuvvetlerin kademeli artışıyla kendini belli eder.

LSTM modeli, zaman serisi boyunca bu artış eğilimini analiz ederek henüz dönüş başlamadan "sola dönüş" niyetini sezebilir.



Şekil 3: LSTM Ağının Mimari Yapısı

Ağ Mimarisi: Giriş verisi, her bir zaman adımında altı boyutlu bir kuvvet/tork vektörü içeren çok değişkenli bir zaman serisidir. Bu veriler sırasıyla LSTM ağına beslenir. Önerilen modelin ilk katmanı 50 adet bellek hücresine sahip bir LSTM katmanıdır. LSTM katmanı, girdi dizisinin önemli özelliklerini zaman boyutunda yakalayıp kendi gizil durumunda işler. Bu modellemede LSTM'nin sadece son zamana ait çıktısı ('OutputMode'="last") kullanılacak şekilde ayarlanmıştır; böylece dizinin tamamını özetleyen son gizil durum vektörü ağına çıktı katmanına aktarılır. Sonraki aşamada bu gizil durum bilgisi, tam bağlantılı bir çıktı katmanına giriş olarak verilir. Çıktı katmanında 3 nöron bulunmakta olup her biri modelin tahmin edeceği üç hareket niyetinden birine (düz yürüyüş, sola dönüş, sağa dönüş) karşılık gelmektedir. Son katmanda softmax aktivasyon fonksiyonu kullanılarak her bir sınıfa ait olasılık değerleri hesaplanır. Model, verilen bir kuvvet zaman serisi için üç sınıftan her biriyle uyum olasılığını çıktılayarak en yüksek olasılığa sahip sınıfı tahmin olarak seçer.

Eğitim Süreci: LSTM tabanlı model, hazırlanan eğitim veri seti üzerinde denetimli öğrenme yöntemiyle eğitilmiştir. Çok sınıflı sınıflandırma problemine uygun olarak kategorik çapraz entropi kayıp fonksiyonu kullanılmış; tahmin hatası bu fonksiyon ile hesaplanmıştır. Ağın ağırlıklarını optimize etmek için modern ve hızlı bir optimizasyon algoritması olan Adam seçilmiş ve başlangıç öğrenme hızı 0.001 olarak ayarlanmıştır. Model eğitimi 30 epoch boyunca, mini-batch boyutu 1 olacak şekilde gerçekleştirilmiştir (her seferinde tek bir zaman serisi örneği ile güncelleme yapılmıştır). Eğitim sırasında veriler her epoch'ta karıştırılarak ağı sunulmuş ve her epoch sonunda eğitim kaybı ile doğruluk değerleri izlenerek öğrenme sürecinin gidişatı değerlendirilmiştir. Modelin aşırı öğrenme (overfitting) yapmaması için eğitim süresince performans trendi takip edilmiş, gerekirse erken durdurma stratejisi ile eğitim sonlandırılacak şekilde planlanmıştır.

Eğitim tamamlandıktan sonra, öğrenilen LSTM modeli sabit parametreleriyle daha önce hiç görülmemiş test verileri üzerinde değerlendirilmiştir. Test aşamasında her bir zaman serisi örneği modele verilmiş; modelin tahmin ettiği sınıf etiketi ile gerçek etiket karşılaştırılarak genel doğruluk oranı hesaplanmıştır. Sonuçta, test verisi üzerinde yaklaşık %94 doğruluk elde edilmiştir. Bu bulgu, kuvvet sensörü verilerinden

yararlanarak LSTM tabanlı bir derin öğrenme modeli ile yürüyüş niyetinin yüksek doğrulukla tahmin edilebileceğini göstermektedir. Elde edilen sonuçlar, daha geniş veri kümeleri ve farklı kullanıcı gruplarıyla yapılacak ileri çalışmalar için umut verici bir temel oluşturmakta olup modelin genelleme performansının artırılması yönünde ışık tutmaktadır.

3. Sonuçlar

Kuvvet/tork verilerinden hareket niyetini sınıflandırmak amacıyla geliştirilen LSTM tabanlı model, daha önce kullanılmamış test verilerinde ortalama %94 doğruluk sağlamıştır. Sınıflar ayrı değerlendirildiğinde, en yüksek doğruluk oranı %97,39 ile düz yürüyüşte elde edilmiştir. Sol dönüş için doğruluk %93,09, sağ dönüş için ise %92,46 olmuştur. Bu bulgular, modelin özellikle düz yürüyüşü ayırt etmede çok başarılı olduğunu, dönüş hareketlerinde ise biraz daha düşük ancak hala yüksek doğruluk sunduğunu göstermektedir (Tablo 1).

Tablo 1: Altı kuvvet/tork bileşeni kullanılarak elde edilen sonuçlar (7 Denek ve genel sonuçlar)

		Gerçek		
		Düz	Sol	Sağ
	Tahmin			
Denek1	Düz	99.02	5.41	4.26
	Sol	0.2	91.59	6.96
	Sağ	0.78	2.99	88.77
Denek2	Düz	95.47	2.83	1.7
	Sol	2.64	94.59	2.77
	Sağ	2.79	3.35	93.87
Denek3	Düz	99.34	0.39	0.27
	Sol	0.63	92.76	6.61
	Sağ	2.23	4.42	93.35
Denek4	Düz	95.62	1.64	2.74
	Sol	2.18	93.45	4.37
	Sağ	3.53	2.22	94.25
Denek5	Düz	98.68	0.78	0.54
	Sol	2.79	93.87	3.35
	Sağ	3.31	4.24	92.45
Denek6	Düz	95.12	3.18	1.7
	Sol	4.63	90.51	4.86
	Sağ	5.03	2.9	92.07
Denek7	Düz	98.51	0.75	0.74
	Sol	4.11	94.86	1.03
	Sağ	4.52	3.01	92.48
Genel	Düz	97.39	2.14	1.71
	Sol	2.45	93.09	4.28
	Sağ	3.17	3.3	92.46

Tablo 1’de sunulan karışıklık matrisi, düz yürüyüş ile dönüş hareketleri arasında neredeyse hiç hata olmadığını ortaya koymaktadır. Yanlış sınıflandırmaların çoğu sol ve sağ dönüşler arasında gerçekleşmiştir. Gerçek hareket sol dönüş olduğunda yaklaşık %4,28 oranında sağ dönüş olarak, sağ dönüş olduğunda ise %3,30 oranında sol dönüş olarak tahmin yapılmıştır. Bu durum, dönüş anında kuvvet/tork desenlerinin benzerlik göstermesi ve kuvvet yönlerindeki kısa süreli dalgalanmalarla açıklanabilir. Düz yürüyüş verilerinin dönüş olarak sınıflandırılması ise son derece azdır; genel sonuçlarda bu oran %2’nin biraz üzerindedir. Bu da modelin düz yürüme

ile dönme arasındaki farkı net biçimde yakalayabildiğini göstermektedir.

Denek bazında sonuçlar incelendiğinde, modelin performansının genel olarak tutarlı olduğu, ancak küçük farklılıklar bulunduğu görülmektedir. Tüm deneklerde düz yürüyüş doğruluğu %95’in üzerinde, bazı deneklerde ise %99’a yaklaşmıştır. Bu durum, düz ilerleme niyetinin kişisel farklılıklardan bağımsız olarak güvenilir şekilde tespit edilebildiğini göstermektedir. Dönüş hareketlerinde ise bazı deneklerde doğruluk diğerlerine göre daha düşük kalmıştır. Örneğin, Denek 1’in sağ dönüş doğruluğu %88,8 ile en düşük değerlerden biridir ve bu denekte bazı sağ dönüşler sol dönüş olarak tahmin edilmiştir. Benzer şekilde, Denek 6’da sol dönüş doğruluğu %90,5 ile diğer deneklere kıyasla daha düşüktür. Bu farklılıklar, ilgili katılımcıların dönüş esnasındaki kuvvet uygulama biçimlerinin modele daha fazla zorluk çıkarmasından kaynaklanabilir. Bunun dışında, çoğu denekte sol ve sağ dönüş doğrulukları %92–94 aralığında kalmış, bazı deneklerde ise (Denek 2, Denek 4 ve Denek 7) her iki dönüş yönü de %93–95 doğrulukla tanınmıştır. Bu tutarlılık, modelin farklı kullanıcılar arasında genelleme yeteneğinin yüksek olduğunu, yalnızca sınırlı sayıda durumda küçük performans düşüşleri yaşandığını göstermektedir.

4. Tartışma ve Gelecek Çalışmalar

Bu çalışma, tek bir altı eksenli kuvvet/tork sensöründen elde edilen veriler ile yürüyüş niyetinin (düz, sola dönüş, sağa dönüş) LSTM tabanlı bir model kullanılarak yüksek doğrulukla sınıflandırılabilirliğini göstermektedir. LSTM modeli, zamansal bağımlılıkları yakalama yeteneği sayesinde özellikle düz yürüyüş verilerinde çok yüksek doğruluk sağlamıştır. Yanlış sınıflandırmaların büyük bölümü sol ve sağ dönüş hareketleri arasında görülmüştür. Bu durum, dönüş sırasında kuvvet ve tork verilerinde oluşan kısa süreli dalgalanmalar ile katılımcılar arasındaki dönüş paternlerinin farklı olmasından kaynaklanabilir. Elde edilen bulgular, yalnızca tek bir sensör kullanılarak niyet bilgisinin güvenilir biçimde tespit edilebileceğini göstermektedir.

Çalışmanın bazı sınırlılıkları vardır. Analizler MATLAB ortamında çevrimdışı olarak yapılmıştır. Gerçek zamanlı uygulamalarda önemli olabilecek gecikme, bellek kullanımı, işlem yükü ve enerji tüketimi değerlendirilmemiştir. Katılımcı sayısının sınırlı olması, kalibrasyon gereksinimlerini ve bireysel farklılıkların etkisini tam olarak yansıtmayabilir. Dönüş başlangıcını belirlemek için kullanılan istatistiksel eşikleme yöntemi ve pencere süresi seçilen parametrelere duyarlıdır. Bu nedenle bazı katılımcılarda sol ve sağ dönüşlerin karışma oranı artabilmektedir.

Gelecek çalışmalarda farklı yaş gruplarından ve farklı fiziksel özelliklere sahip daha geniş bir katılımcı grubuyla testler yapılmalıdır. Denemeler farklı parkur ve ortam koşullarında gerçekleştirilerek modelin genellenebilirliği doğrulanmalıdır. Dönüş başlangıcının kişiye uyarlanması sol ve sağ dönüşlerdeki karışma oranını azaltabilir. Sınıf dengesizliklerini gidermek için veri dengeleme ve veri artırma yöntemleri kullanılabilir. Çevrimiçi kullanım için kayan pencere temelli çıkarım ve karar yumuşatma yöntemlerinin sürekli çalışması sağlanmalıdır. Modelin gömülü donanım üzerinde gecikme ve işlem maliyeti açısından değerlendirilmesi önerilmektedir. Ayrıca LSTM modeline ek olarak GRU gibi daha hafif dizi modeller ile

karşılaştırma yapılması ve temel ablation analizlerinin uygulanması tasarım kararlarının nicel olarak desteklenmesine katkı sağlayacaktır.

Kaynakça

- [1] G. Moustris et al., “The i-Walk lightweight assistive rollator: First evaluation study,” *Frontiers in Robotics and AI*, vol. 8, Article no. 677542, 2021.
- [2] L. Dunai, I. S. Verdú, S. Liang, and I. Lengua, “Evaluating robotic walker performance: Stability, responsiveness, and accuracy in user movement detection,” *Sensors*, vol. 25, no. 11, Article no. 3428, 2025.
- [3] G. Verdezoto, J. Ballesteros, and C. Urdiales, “Smart rollators aid devices: Current trends and challenges,” *IEEE Transactions on Human-Machine Systems*, vol. 52, no. 6, pp. 1103–1110, 2022.
- [4] Z. Sun, X. Guo, Z. Lan, and Q. Wang, “Turn intention perception and fall detection for smart walkers,” *Chinese Journal of Rehabilitation Theory and Practice*, vol. 29, no. 7, pp. 849–855, 2023.
- [5] S. D. Sierra Marín, N. Harris, M. Múnera, and C. A. Cifuentes, “Socially assistive walker for daily living assistance in older adults,” *Frontiers in Robotics and AI*, vol. 11, Article no. 1401663, 2024.
- [6] J. Ji, W. Chen, W. Wang, and J. Xi, “Design and control of an omni-directional robotic walker based on human-machine interaction,” *IEEE Access*, vol. 9, pp. 111358–111367, 2021.
- [7] C. Gonçalves, J. M. Lopes, S. Moccia, D. Berardini, L. Migliorelli, and C. P. Santos, “Deep learning-based approaches for human motion decoding in smart walkers for rehabilitation,” *Expert Systems with Applications*, vol. 228, Article no. 120288, 2023.
- [8] M. F. Jimenez, R. C. Mello, F. Loterio, and A. Frizera, “Multimodal interaction strategies for walker-assisted gait: A case study for rehabilitation in post-stroke patients,” *Journal of Intelligent & Robotic Systems*, vol. 110, no. 1, Article no. 13, 2024.
- [9] M. Fernández-Carmona, J. Ballesteros, M. Díaz-Boladeras, X. Parra-Llanas, C. Urdiales, and J. M. Gómez-de-Gabriel, “Walk-IT: An open-source modular low-cost smart rollator,” *Sensors*, vol. 22, no. 6, pp. 2086–2102, 2022.
- [10] R. Pérez-Rodríguez et al., “FriWalk robotic walker: Usability, acceptance and UX evaluation after a pilot study in a real environment,” *Disability and Rehabilitation: Assistive Technology*, vol. 15, no. 6, pp. 718–727, 2019.
- [11] B. Zhang, Z. Wang, and Z. Li, “Mobility Aid Design for the Elderly (MADE): A design thinking approach using a smart walker as a case study,” *Humanities and Social Sciences Communications*, vol. 11, Article no. 1469, 2024.
- [12] C. Valadão, E. Caldeira, T. Bastos-Filho, A. Frizera-Neto, and R. Carelli, “A new controller for a smart walker based on human-robot formation,” *Sensors*, vol. 16, no. 7, Article no. 1116, 2016.
- [13] J. Cheng and T. Shen, “A smart walker based on a hybrid motion model and machine learning method,” *Mechatronics*, vol. 96, Article no. 103069, 2023.
- [14] Q. Bian, M. Castellani, D. Shepherd, J. Duan, and Z. Ding, “Gait intention prediction using a lower-limb musculoskeletal model and long short-term memory neural networks,” *IEEE Transactions on Neural Systems and Rehabilitation Engineering*, vol. 32, pp. 822–830, 2024.
- [15] G. Chalvatzaki, X. Papageorgiou, P. Koutras, K. Tzafestas, and P. Maragos, “LSTM-based network for human gait stability prediction in an intelligent robotic rollator,” in *2019 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, Montreal, QC, Canada, 2019, pp. 4225–4231.

TKKK, İTKKK ve TİTKKK Yöntemlerinin İki Serbestlik Dereceli Robot Kolu için Tasarımları ve Performans Değerlendirilmesi

Design and Performance Evaluation of TSMC, ITSMC, ve NTSMC Methods for a Two Degrees of Freedom Robot Arm

Emrullah Kaan Tırak¹, Fatih Adıgüzel¹

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

{kaan.tirak}@std.yildiz.edu.tr, {fatih.adiguzel}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, iki serbestlik dereceli rijit bir robotik kol için üç farklı terminal kayan kipli kontrol yöntemi incelenmiştir. Sistem modeli Euler-Lagrange yaklaşımı ile elde edildikten sonra, terminal kayan kipli kontrol (TKKK), integral terminal kayan kipli kontrol (İTKKK) ve tekillik içermeyen terminal kayan kipli kontrol (TİTKKK) yapılarının robot kol üzerinde teorik tasarımları ve kararlılık analizleri verilmiştir. Kontrolcülerin yörünge izleme performansları benzetim ortamında karşılaştırmalı olarak değerlendirilmiştir. Benzetim sonuçları, her bir yöntemin referans izleme kabiliyeti, hata davranışı ve kontrol girişleri açısından farklı avantajlar sunmaktadır. Bu çalışmanın katkısı, iki serbestlik dereceli rijit bir robotik kol sisteminde TKKK, İTKKK ve TİTKKK sistemlerinin karşılaştırmalı olarak incelenmesi ve etkinliklerinin analiz edilmesidir.

Abstract

In this study, three different terminal sliding mode control methods are investigated for a two-degree-of-freedom rigid robotic manipulator. After obtaining the system model using the Euler-Lagrangian approach, theoretical designs and stability analyses of terminal sliding mode control (TSMC), integral terminal sliding mode control (ITSMC), and singularity-free terminal sliding mode control (NTSMC) structures on the robot arm are presented. Trajectory tracking performances of the controllers are comparatively evaluated in a simulation environment. Simulation results reveal different advantages in terms of reference tracking capability, error behavior, and control inputs for each method. The contribution of this study is the comparative examination of TSMC, ITSMC, and NTSMC systems in a two-degree-of-freedom rigid robotic manipulator, as well as an analysis of their effectiveness.

1. Giriş

Robotik sistemlerin hassas, hızlı ve güvenilir bir şekilde kontrol edilmesi; özellikle çok girişli, çok çıkışlı (ÇGÇÇ) yapıya sahip, doğrusal olmayan ve seri veya paralel bağlanmış dinamik

özellikler sergileyen rijit robotik kollar için temel mühendislik problemlerinden biridir [1, 2, 3]. İki serbestlik dereceli robot kol sistemleri ise kontrol algoritmalarının test edilmesi ve performanslarının değerlendirilmesi amacıyla literatürde sıklıkla kullanılmaktadır. Ayrıca, bu sistemlerin kontrolünü için çok sayıda gelişmiş kontrol tekniği önerilmektedir [1-5, 7, 10].

Kayan kipli kontrol (KKK) yaklaşımı, özellikle sistem parametrelerindeki belirsizliklere ve dış bozululara karşı olan dayanıklılığı sayesinde, robot kol kontrolünde yaygın olarak tercih edilmektedir [5, 6]. Klasik KKK yapıları asimptotik yakınsama sağlamasına rağmen sistem cevabında çattırda olarak bilinen yüksek frekanslı salınımlarla sonuçlanabilmektedir [7]. Bu tür olumsuzlukları gidermek amacıyla, sonlu zamanda yakınsama garantisi sunan TKKK yöntemleri geliştirilmiştir [1, 7, 13]. TKKK yapıları, klasik KKK'nin çattırda ve yavaş yakınsama problemlerine karşı daha hızlı ve güçlü bir çözüm sunmaktadır; ancak bu yapılar, sifıra yakın hata değerlerinde tekillik problemi yaşama eğilimindedir [1, 7]. Bu sorunu çözmek üzere geliştirilen TİTKKK, hem sonlu zamanda yakınsama hem de tekillik problemini ortadan kaldırma açısından avantajlı olmaktadır [9]. Diğer taraftan, İTKKK yapısı ise, sistemin kalıcı hataya sürüklenmesini engellemek amacıyla integral terimini kayma yüzeyine dahil eder ve bu sayede kalıcı rejimde sıfır hata sağlayabilmektedir [10, 11].

Sabit zamanlı kontrol, başlangıç koşullarından bağımsız olarak sistemin belirli ve önceden tanımlanmış bir sürede kararlı hale gelmesini sağlamasıyla öne çıkmaktadır [7, 12]. Bu yöntem, klasik sonlu zamanlı kontrol tekniklerinde karşılaşılan, yakınsama süresinin başlangıç değerlerine bağlı olma dezavantajını ortadan kaldırmaktadır. Özellikle robotik sistemlerde, hızlı, hassas ve öngörülebilir bir kontrol performansı elde etmek amacıyla sabit zamanlı kontrol stratejileri yaygın olarak kullanılmaktadır [12]. Sabit zamanlı KKK stratejileri, hem Lyapunov temelli dayanıklılık hem de öngörülebilir yakınsama süresi ile robotik uygulamalarda önemli avantajlar sunmaktadır. Bununla birlikte, uygulamada karşılaşılan en önemli avantajlardan biri, sistemin tüm başlangıç koşulları için yakınsamanın garanti edilebilmesi olmasıdır. Ayrıca, uyarlamalı yaklaşımlar sayesinde sistemdeki model belirsizlikleri ve dış bozululara karşı yüksek performanslı ve dayanıklı kontrol mümkün olmaktadır [12]. Bu çalışmada, sabit zamanlı kontrolün bu avantajlarından faydala-

nılarak hem hızlı hem de başlangıç koşullarından bağımsız bir kararlılık sağlanması hedeflenmiştir. Bu yönüyle sabit zamanlı kontrol için hem teorik hem de pratik açıdan yüksek düzeyde performans ve güvenilirlik sunmaktadır [7, 12].

Bahsedilen kontrol stratejilerinin en önemli avantajlarından biri, yalnızca sabit referanslara değil, aynı zamanda zamanla değişen dinamik referanslara hızlı ve hassas tepki verebilmesidir [7, 13, 14]. Literatürde sunulan sonlu ve sabit zamanlı kontrol ile performans garantili yaklaşımlar [7, 13, 14], sistemlerin başlangıç koşullarından ve model parametrelerinden bağımsız olarak, önceden belirlenmiş bir sürede kararlılığa ulaşmasını sağlayarak kontrol başarımını önemli ölçüde artırmaktadır. Özellikle bizim çalışmamızda, ÇGÇÇ robotik sistemlerde hem sabit hem de değişken referans izleme probleminin güvenilir ve hızlı şekilde çözülebilmesi için bu kontrol tekniklerinin uygulanması kritik öneme sahiptir. Böylece hem pratikte karşılaşılan model belirsizlikleri ve bozulculara karşı dayanıklı bir kontrol elde edilmekte, hem de öngörülebilir ve kısa sürede sistemin istenen davranışı göstermesi sağlanmaktadır.

Bu çalışmada, iki serbestlik dereceli rijit bir robotik kol için TKKK, İTKKK ve TİTKKK yöntemlerinin performansları karşılaştırılarak analiz edilmiştir. Euler-Lagrange temelli model üzerinde sabit ve sinüzoidal referans sinyalleri altında her bir kontrol yapısının izleme performansı, hata ölçütleri (MSE, RMSE) ve kontrol sinyallerinin büyüklüğü üzerinden değerlendirilmiştir. Literatürde robot kol üzerinde bu üç yapının aynı koşullar altında karşılaştırıldığı bir çalışmaya rastlanmamıştır. Dolayısıyla, bu çalışma TKK yapılarının sistematik bir performans kıyaslamasını sağlamayı amaçlamaktadır.

2. Robotik Kol Modeli

Bu çalışmada, iki serbestlik dereceli düzlemsel bir robotik kolun izleme kontrolü ele alınmıştır. Robot kolun her bir bağlantısı rijit kabul edilmiştir. Euler-Lagrange yaklaşımı ile elde edilen model, eklem açıları, açısal hızları ve sabit parametrelerine bağlı olarak ifade edilmektedir. Robot kolun dinamik denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [1]:

$$M(q)\ddot{q} + C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) = u \quad (1)$$

burada $\mathbf{q} = [q_1 \ q_2]^T$ eklem konum vektörünü, $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2]^T$ kontrol girişlerini, $M(\mathbf{q})$ eylemsizlik matrisini, $C(\mathbf{q}, \dot{\mathbf{q}})$ Coriolis ve sanal kuvvetler matrislerini, $G(\mathbf{q})$ ise yerçekimi kuvvet vektörünü ifade etmektedir. İzleme kontrolü amacıyla, robotik kolun takip etmesi istenen davranışı tanımlayan referans model, ikinci dereceden doğrusal bir sistem olarak tanımlanmıştır. Referans model aşağıdaki durum-uzay biçimindedir:

$$\dot{x}_m = A_m x_m + B_m r, \quad (2)$$

$$A_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -6 & 0 & -8 & 0 \\ 0 & -6 & 0 & -8 \end{bmatrix}, \quad B_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

burada $x_r = [q_{r1} \ q_{r2} \ \dot{q}_{r1} \ \dot{q}_{r2}]^T$ referans pozisyon ve hız vektörlerini, r ise sabit referans girişini temsil etmektedir.

2.1. Terminal Kayan Kipli Kontrol (TKKK)

TKKK, klasik kayan kipli kontrolün asimptotik yakınsama sınırlamasını aşmak amacıyla geliştirilmiştir. TKKK sistem hatasını sonlu sürede sifıra indirerek daha hızlı ve kararlı bir izleme performansı sağlamaktadır. İzleme hataları, referans model ile gerçek sistem arasındaki fark olarak tanımlanmaktadır:

$$e = q - q_r, \quad \dot{e} = \dot{q} - \dot{q}_r. \quad (4)$$

Klasik KKK'de kullanılan doğrusal kayma yüzeyi yerine, TKKK'de hata terimi üstel bir yapıda alınmaktadır. Bu sayede hata küçüldükçe "çekici kuvvet" artmaktadır ve sistem performansı artmaktadır. Tek girişli-çıkışlı bir sistem için terminal kayma yüzeyi şeklinde tanımlanmaktadır:

$$s = |e|^\lambda \text{sign}(e) + \dot{e}. \quad (5)$$

ÇGÇÇ sistemler için ise, terminal kayma yüzeyi vektörel olarak

$$S = \Phi(e) + \dot{e} \quad (6)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada $\Phi(e) = [|e_1|^\lambda \text{sign}(e_1), |e_2|^\lambda \text{sign}(e_2)]^T$ terminal yüzeyin temel yapısını ifade etmektedir. λ parametresi pozitif reel sayı olup, terminal kayma modunun yakınsama ve tekillik özellikleri üzerinde doğrudan etkili olmaktadır. Klasik terminal kayma yüzeylerinde genellikle $0 < \lambda < 1$ aralığı seçilirken, bu seçim kontrol yüzeyinde sonlu zamanda yakınsama sağlasa da, $e = 0$ civarında tekillik (singularity) problemi ortaya çıkarmaktadır. Bu problemi ortadan kaldırmak için geliştirilen tekillik içermeyen terminal kayma yüzeylerinde ise $1 < \lambda < 2$ aralığı tercih edilir ve böylece tekillik durumu engellenmektedir [5]. ÇGÇÇ sistemlerde ise, her hata bileşeni için bu parametreler ayrı ayrı belirlenir ve vektörel terminal yüzey tanımı ile sistemin tüm bileşenlerinde sonlu zamanda kararlılık elde edilmektedir [5].

TKKK yapısında, sistemin kararlılığı Lyapunov analizine dayanarak ispatlanmaktadır. Bu amaçla aşağıdaki pozitif tanımlı Lyapunov fonksiyonu

$$V(t) = \frac{1}{2} S^T S \quad (7)$$

şeklinde seçilmektedir. Burada S terminal kayma yüzeyini ifade etmektedir. Bu fonksiyon, sistemin enerji benzeri bir ölçüsüdür ve zamanla azalan bir fonksiyon olması, sistemin kararlı olduğunu göstermektedir. Burada $e = q - q_r$, $\dot{e} = \dot{q} - \dot{q}_r$ hata terimlerini ifade ederken, $\Phi(e)$ terminal hata fonksiyonu olarak alınır ve genellikle her bileşeni $|e_i|^\lambda \text{sign}(e_i)$ formundadır. Bu yapı, klasik doğrusal kayma yüzeylerinden farklı olarak hatanın sonlu zamanda sıfırlanmasını sağlar. Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi aşağıdaki gibidir:

$$\dot{V}(t) = S^T \dot{S}. \quad (8)$$

Şimdi \dot{S} ifadesini elde etmek için her bir terimin türevi alınır:

$$\dot{S} = \frac{d}{dt} (\Phi(e) + \dot{e}) = \frac{d\Phi(e)}{dt} + \ddot{e}. \quad (9)$$

Bu kısımda, $\ddot{e} = \ddot{q} - \ddot{q}_r$ olduğu için, (1) dinamiğinden \ddot{q} ifadesi aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\ddot{q} = M(q)^{-1}(u - C(q, \dot{q})\dot{q} - G(q)), \quad (10)$$

bu ifade yerine konduğunda, \ddot{e} doğrudan kontrol girdisi u ile ilişkilendirilmiş olmaktadır. TKKK tasarımı, sistem (6)'da tanımlanan terminal kayma yüzeyine ulaşması istenir. Bu amaçla kontrol kuralı genel olarak aşağıdaki gibi seçilir:

$$u = C(q, \dot{q})\dot{q} + G(q) + M(q) [\ddot{q}_r - \Phi'(e)\dot{e} - kS] \quad (11)$$

burada $k > 0$ tasarım parametresi, $\Phi'(e)$ ise $\Phi(e)$ fonksiyonunun e 'ye göre türevini ifade etmektedir. Bu kontrol yasası sayesinde, sistemin hata dinamiği istenen terminal kayma yüzeyine oturtularak sonlu zamanda yakınsama ve kararlılık sağlanır.

Bu ilişkiyle birlikte, kontrol sinyali u bağlı olarak \dot{S} ifadesi de elde edilmektedir. TKKK'de önerilen kontrol yasası, kayma yüzeyinin normuna bağlı iki bölge için tanımlanmaktadır:

$$u = \begin{cases} -\frac{S^T}{a_1 \|S\|} w, & \text{eğer } \|S\| \geq d \\ -\frac{S^T}{a_1 d} w, & \text{eğer } \|S\| < d. \end{cases} \quad (12)$$

Burada $a_1 > 0$ tasarım parametresi olup, kontrol sinyalinin genliğini ölçeklemektedir. w terimi ise sistemin kararlılığını ve sağlamlığını sağlamak için robot dinamiğindeki çeşitli üst sınır ve etkileri toplanmış olarak ifade etmektedir. Bu terimin robot kolu uygulamasındaki açılımı şu şekildedir:

$$w = \|Pq_r\| + \|Q\dot{q}_r\| + \|B_1 r\| + \|C_1 er\| + a_2(b_1 + b_2\|q\| + b_3\|\dot{q}\|^2), \quad (13)$$

burada q ve \dot{q} robot kolunun eklem konumları ve hızlarını, q_r ve \dot{q}_r referans modele ait eklem konum ve hızlarını, P ve Q sistem matrislerinden türetilen ve referans modeli ölçekleyen matrisleri (ör: $P = \text{diag}(-4, -4)$, $Q = \text{diag}(-5, -5)$), B_1 ve C_1 birim matrislerini, r referans giriş vektörünü, er hata bileşenlerinin türevlerini, λ parametresine bağlı terimlerin kombinasyonunu (örneğin, $er = \text{diag}(\lambda e_{1,\text{safe}}^{\lambda-1}, \lambda e_{2,\text{safe}}^{\lambda-1})[e_{1d}; e_{2d}]$ gibi tanımlanır.), a_2, b_1, b_2, b_3 kontrol kazançları veya sistem parametrelerinin üst sınırlarını temsil eden tasarım sabitleri göstermektedir. Bu yapının amacı; referans modele ait hız ve ivme etkileri, dış bozucular, model belirsizlikleri (örneğin kütle, sürtünme katsayılarındaki belirsizlikler) ve sistem dinamiğindeki bilinmeyen tüm etkileri kontrol sinyali doğrudan yansıtarak robot kolun dayanıklı kararlı bir şekilde çalışmasını garanti altına almaktır. Bu bilgiler ışığında seçilen Lyapunov fonksiyonunun türevi aşağıda gösterildiği gibi tanımlanmaktadır:

$$\dot{V} = \begin{cases} -\frac{1}{a_1} \|S\| w, & \text{eğer } \|S\| \geq d \\ -\frac{1}{a_1 d} \|S\|^2 w, & \text{eğer } \|S\| < d. \end{cases} \quad (14)$$

Her iki koşul altında da $\dot{V}(t) \leq 0$ olduğundan, Lyapunov kararlılığına göre sistem kayma yüzeyine yaklaşır ve orada kalır. Bu, sistemin küresel kararlılığını sağlar. Terminal kayma yüzeyi tanımına kayma modu koşulu ($S = 0$) uygulandığında, hata teriminin zamana göre değişim hızı doğrudan elde edilmektedir. Böylece, sistem kayma yüzeyindeyken hatanın izlediği dinamik ifade ortaya çıkar ve bu ifade şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\dot{e} = -|e|^\lambda \text{sign}(e), \quad (15)$$

bu diferansiyel denklemin çözümü ile terminal yakınsama süresi T şu şekilde bulunabilmektedir:

$$\int_{e(0)}^0 \frac{de}{|e|^\lambda} = - \int_0^T dt \implies T = \frac{e(0)^{1-\lambda}}{1-\lambda}. \quad (16)$$

Burada $0 < \lambda < 1$ olmak koşuluyla, $T < \infty$ elde edilir. Bu da TKKK'nin terminal yakınsama özelliğini teorik olarak ispatlar.

2.2. Tekillik İçermeyen Terminal Kayan Kipli Kontrol (TİTKKK)

Klasik TKKK yapılarında, hata sıfıra yaklaşırken kullanılan terminal yüzey tanımında yer alan negatif kuvvetli terimler, kontrol yasasında matematiksel tekilliklere yol açabilmektedir. Bu durum, özellikle $|e|^{\lambda-1}$ gibi $e \rightarrow 0$ durumunda tanımsız hale gelmesine ve kontrol sinyalinin sınırsız büyümesine neden olmaktadır. TİTKKK yöntemi bu sorunu çözmek üzere geliştirilmiş olup, terminal yakınsama özelliğini korurken matematiksel tekillik oluşturmamanın bir yüzey yapısı sunmaktadır. TİTKKK'de kayma yüzeyi tanımlanmaktadır:

$$S = \dot{e} + c_1 |e|^{\frac{p_1}{p_2}} \text{sign}(e) \quad (17)$$

burada $\lambda = \frac{p_1}{p_2}$ ifadesi kayma yüzeyinin doğrusal olmayan bileşenini belirler. Bu yapının tekil olmaması için $\lambda > 1$ koşulu sağlanmalıdır. Genellikle $1 < \lambda < 2$ aralığı tercih edilmekte olup, hem sonlu zamanda yakınsama garantisi sunar hem de $a_1 > 0$ olduğu için kontrol yasasındaki türev ifadeleri tanımlı kalmaktadır. Ayrıca p_1 ve p_2 değerlerinin tek sayı olarak seçilmesi, türelenebilirlik ve işaret fonksiyonlarının sürekliliği açısından avantaj sağlamaktadır. Matematiksel tekilliğin önlenmesi, aşağıdaki türev yapısının pozitif ve sınırlı kalmasıyla sağlanmaktadır:

$$\frac{d}{dt} (|e|^\lambda \text{sign}(e)) = \lambda |e|^{\lambda-1} \dot{e}. \quad (18)$$

Bu ifade, $\lambda > 1$ olduğunda $e \rightarrow 0$ durumunda bile tanımlı ve sınırlı kalmaktadır. Uygulamada sayısal kararlılığı artırmak için hata mutlak değeri çok küçük olduğunda (örneğin $|e| < 10^{-3}$), bu ifade sabit bir eşik değeri ile sınırlandırılmaktadır. Sistemin kararlılığını analiz etmek amacıyla aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu tanımlanmaktadır:

$$V = \frac{1}{2} S^T S. \quad (19)$$

Bu fonksiyon pozitif tanımlıdır ve sistemin enerjisini temsil eder. Zamana göre türevi şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\dot{V} = S^T \dot{S}. \quad (20)$$

\dot{S} ifadesi aşağıdaki şekilde açılmaktadır:

$$\dot{S} = \ddot{e} + c_1 \frac{d}{dt} (|e|^\lambda \text{sign}(e)) = \ddot{e} + c_1 \lambda |e|^{\lambda-1} \dot{e}. \quad (21)$$

Bu ifade, klasik TKKK'de karşılaşılan $|e|^{\lambda-1}$ türünden tekillikleri barındırmaz çünkü $\lambda > 1$ koşulu altında $|e|^{\lambda-1}$ türelenebilir kalmaktadır. Ek olarak, çok küçük hata durumlarında $|e| < \epsilon$ için bu terim sabit eşiklerle sınırlandırılarak sayısal kararlılık artırılmaktadır. Sistem, aşağıdaki parça tanımlı kontrol

yasasına göre sürülmektedir:

$$u = \begin{cases} -\frac{S^T}{a_1 \|S\|} w, & \text{eğer } \|S\| \geq d \\ -\frac{S^T}{a_1 d} w, & \text{eğer } \|S\| < d. \end{cases} \quad (22)$$

Buradaki w terimi, sistemin dinamik belirsizliklerini, referans modelin hız ve ivme gereksinimlerini ve dış bozucuları üst sınırlayan dayanıklı bir bileşendir. Genel yapısı aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$w = \|Pq_r\| + \|Q\dot{q}_r\| + \|B_1 r\| + \|C_1 e_r\| + a_2(b_1 + b_2\|q\| + b_3\|\dot{q}\|^2). \quad (23)$$

Bu yapı sayesinde, kontrol sinyali yalnızca mevcut hataya değil, sistem üzerindeki potansiyel zorluklara da uyarlamalı şekilde yanıt verebilmektedir. Kontrol yasasının yukarıda tanımlandığı şekilde uygulanması durumunda, \dot{V} şu şekilde dönüşmektedir:

$$\dot{V} = \begin{cases} -\frac{1}{a_1} \|S\| w, & \text{eğer } \|S\| \geq d \\ -\frac{1}{a_1 d} \|S\|^2 w, & \text{eğer } \|S\| < d. \end{cases} \quad (24)$$

Her iki durumda da $\dot{V} \leq 0$ koşulu sağlanır; bu da Lyapunov'un ikinci yöntemiyle sistemin global kararlılığını garanti etmektedir. Sistem kayma yüzeyine ulaştığında hata dinamiği

$$\dot{e} = -|e|^\lambda \text{sign}(e), \quad (25)$$

şeklinde elde edilmektedir ve bu durumda, hata bileşeninin çözümü şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$T = \frac{e(0)^{1-\lambda}}{1-\lambda}. \quad (26)$$

Bu ifade, sonlu zamanda hatanın sıfıra yakınsayacağını açıklamaktadır. Bu özellik, İTKKK yönteminin yakınsamasının klasik yapıdan daha dayanıklı şekilde gerçekleştirdiğini ifade eder.

2.3. İntegral Terminal Kayan Kipli Kontrol (İTKKK)

TKKK yapılarına yönelik temel eleştirilerden biri, kontrol yüzeyinde yer alan doğrusal olmayan türev terimlerin hata sıfıra yaklaştığında tekillik oluşturabilmesi ve bu durumun kontrol sinyali üzerinde sayısal kararsızlıklara neden olmasıdır. Ayrıca, klasik yapıda integral bileşenin bulunmaması nedeniyle kalıcı izleme hataları bastırılamamaktadır. Bu eksiklikleri gidermek amacıyla geliştirilen İTKKK yöntemi, hem kararlılığı koruyan hem de kalıcı hataları ortadan kaldıran yeni bir kontrol yapısı sunmaktadır [2]. İTKKK yönteminde tanımlanan kayma yüzeyi; konum hatası, hız hatası ve geçmiş hata (integral) bileşenlerinden oluşur. Her bir serbestlik derecesi için yüzey şu şekilde ifade edilmektedir:

$$S = e + \alpha \dot{e} + \beta \int e dt \quad (27)$$

burada e pozisyon hatasını, \dot{e} hız hatasını, $\int e dt$ ise geçmiş hataların integralini temsil etmektedir. α ve β pozitif sabitler olarak tasarım parametreleridir. Bu yapı sayesinde klasik TKKK yönteminde görülen negatif kuvvetli türev terimleri tamamen ortadan kaldırılmaktadır ve tekillik problemi çözüme kavuşturulmaktadır. Ayrıca sistemin izleme performansı, kalıcı hataları

sıfırlayabilen integral eylemi sayesinde önemli ölçüde iyileştirilmektedir.

İTKKK yapısının bir diğer avantajı, kontrol yasasının türevsel ifadeler içermemesidir. Bu, özellikle sayısal uygulamalarda kararlılığı artırmakta ve algoritmanın gerçek zamanlı sistemlerde daha güvenli kullanılmasını sağlamaktadır. Pratikte kullanılan kontrol yasası, yüzeyin normuna bağlı olarak iki farklı yapıda tanımlanmaktadır. Yüzey büyüklüğü belirli bir eşik değeri (d) üzerinde ise kontrol sinyali S yönünde orantılı olarak büyütülür; küçük hata bölgesinde ise doyum fonksiyonu ile sınırlanmış bir kontrol uygulanmaktadır.

Kararlılık analizi kapsamında seçilen pozitif tanımlı Lyapunov fonksiyonu ve zamana göre türevi aşağıdaki denklemlerle sırasıyla ifade edilmektedir:

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (28)$$

$$\dot{V} = S^T \dot{S} \quad (29)$$

şeklinde yazılmaktadır. Kontrol yasası, yüzey büyüklüğüne göre parça parça tanımlanabilmektedir. Kontrol sinyali

$$u = \begin{cases} -\frac{S}{a_1 \|S\|} w, & \text{eğer } \|S\| \geq d \\ -\frac{S}{a_1 d} w, & \text{eğer } \|S\| < d. \end{cases} \quad (30)$$

şeklinde tasarımı yapılmaktadır. Burada, a_1 tasarım parametresini ifade eder ve w , sistemdeki model belirsizlikleri, yerçekimi torkları, referans ivmeleri ve dış bozucu etkilerin büyüklüklerini içeren ve sistem sınırlandırılmış olan terim şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$w = \|Pq_r\| + \|Q\dot{q}_r\| + \|B_1 r\| + \|C_1 e_r\| + a_2(b_1 + b_2\|q\| + b_3\|\dot{q}\|^2). \quad (31)$$

Bu yapı, sistemin dayanıklı kontrol karakteristiğini sürdürmesini sağlar. Bu kontrol yasası Lyapunov türevine konulduğunda aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T \left(\frac{d\Phi(e)}{dt} + \ddot{e} \right). \quad (32)$$

Burada görülmektedir ki, uygun seçimlerle $\dot{V} \leq 0$ sağlanarak sistemin kararlılığı garanti altına alınır. Ayrıca, sistemin sonlu zamanda yakınsadığını göstermek için aşağıdaki gibi çözüm önerilmektedir:

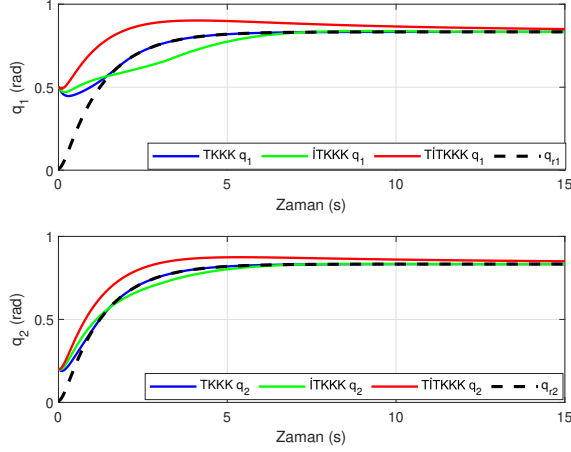
$$\dot{V} = -cV^\gamma \quad (33)$$

burada $0 < \gamma < 1$ ve $c > 0$ olmak üzere çözüm şu şekilde olmaktadır:

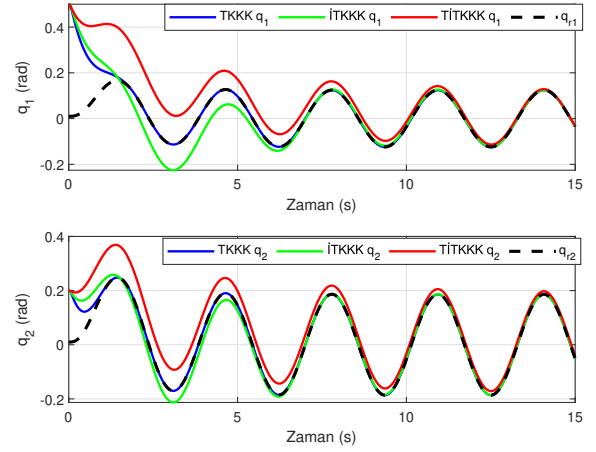
$$V(t) \leq (V(0)^{1-\gamma} - c(1-\gamma)t)^{\frac{1}{1-\gamma}}. \quad (34)$$

Bu ifade, $V(t)$ fonksiyonunun belirli bir t^* anında sıfıra ulaşacağını ve sistemin sonlu zamanda kararlı olacağını gösterir.

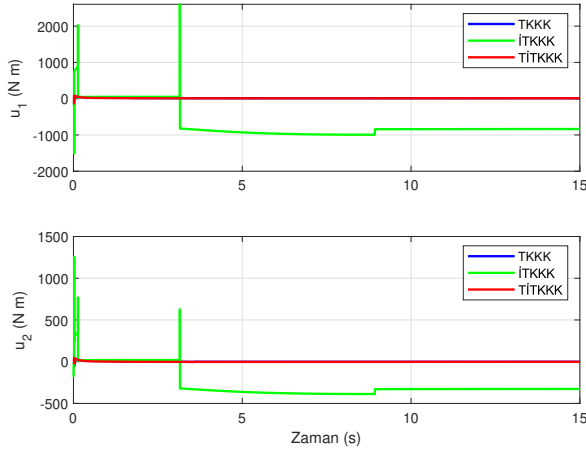
Sonuç olarak İTKKK, klasik TKKK'nin avantajlarını sürdürürken, integral eylem sayesinde kalıcı hataları ortadan kaldırır, türev terim yapısıyla tekillik problemini çözer ve sayısal uygulamalarda sistemin performansını ve güvenliğini hem teori hem de uygulamada destekleyen sağlam bir kontrol stratejisidir.



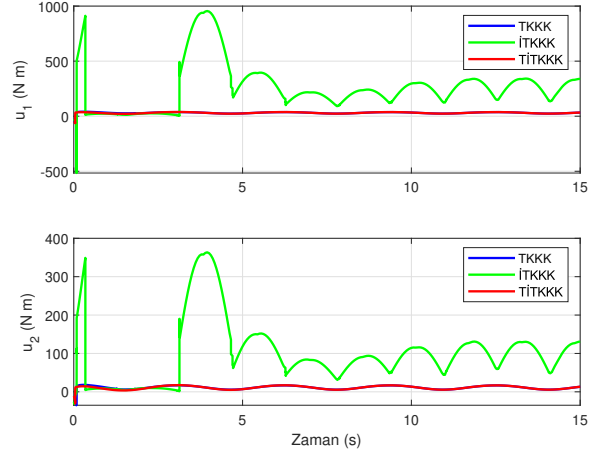
Şekil 1: Basamak giriş referans takibi.



Şekil 3: Sinusoidal giriş referans takibi.



Şekil 2: Basamak giriş kontrol sinyali.



Şekil 4: Sinusoidal giriş kontrol sinyali.

3. Benzetim Sonuçları

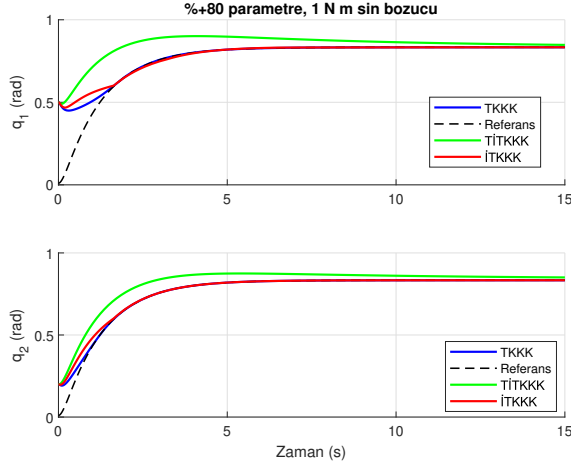
Bu alt başlıkta, TKKK, İTKKK ve TİTKKK yöntemlerinin etkinliği, MATLAB ortamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile değerlendirilmektedir. Benzetimlerde çözücü olarak ode23s kullanılmaktadır. Başlangıç koşulları $[q_1, q_2, \dot{q}_1, \dot{q}_2, q_{r1}, q_{r2}, \dot{q}_{r1}, \dot{q}_{r2}] = [0.5, 0.2, 0, 0, 0.01, 0.01, 0, 0]$ olarak atanmaktadır. Benzetim süresi 15 saniye olarak belirlenmektedir. Sistem nominal parametre değerleri şöyledir: sırasıyla kol uzunlukları $r_1 = 1$ m, $r_2 = 0.8$ m, kol ağırlıkları $m_1 = 0.5$ kg, $m_2 = 1.5$ kg, eylemsizlik momentleri $J_1 = J_2 = 5$ kg m² ve yer çekimi $g = 9.8$ m/s² olarak atanmıştır. Ayrıca, kontrolcülerin bozucu ve parametre belirsizliği altında davranışı değerlendirilmiştir. Bu amaçla sistem parametreleri nominal değerini %80 üzerine ölçeklenmiş ve her ekleme 1 N.m genlikli, $\omega = 3$ rad/s sinüzoidal tork bozucusu uygulanmıştır. Üç farklı kontrol yönteminin izleme performansı, hata kare ortalaması (MSE), hata kök ortalaması (RMSE) ve kontrol sinyali büyüklükleri ile karşılaştırılmaktadır. Hata metriklerinin hesapları $MSE_{q_i} = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_i[k]^2$, $RMSE_{q_i} = \sqrt{MSE_{q_i}}$ olarak işletilmektedir. Burada $e_i[k]$ ($i \in \{1, 2\}$) k . örnekleme

anlarında ölçülen değerleri, N ise toplam örnekleme sayısını ifade etmektedir.

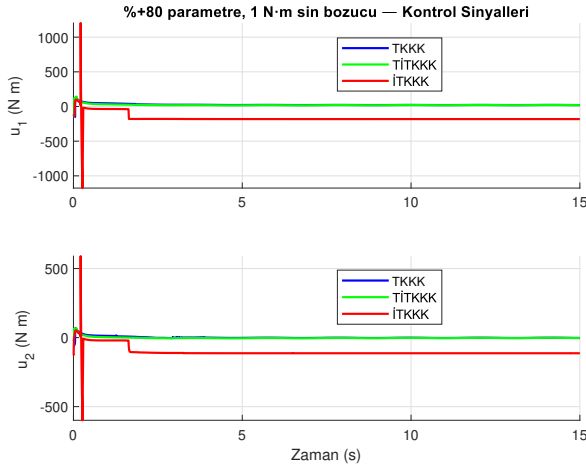
Benzetimlerde ilk olarak basamak referans girişi ($r = [5; 5]$) uygulanmaktadır. Elde edilen q_1 ve q_2 zamanı bağlı değişimleri ile kontrol girişleri (u_1, u_2) Şekil 1-2’te sunulmaktadır. MSE ve RMSE sonuçları Tablo 1’de verilmiştir. Sayısal sonuçlar, q_1 ve q_2 kanallarında TKKK ve İTKKK’nin hatayı daha hızlı bastırdığını; TİTKKK’nin ise daha yumuşak kontrol girişleri üretirken aktüatör dostu bir davranış sergilediğini Şekil 2 göstermektedir. Bu sonuç, şekillerdeki kontrol sinyal çıktıları ve Tablo 1’deki MSE ve RMSE değerleriyle tutarlıdır.

İkinci aşamada, referans olarak sinüzoidal giriş $r = [2 \sin(2t); 3 \sin(2t)]$ uygulanmaktadır. Şekil 3 ve Şekil 4’te dinamik referans takibi sırasında, kontrolcülerin değişken referans sinyalini başarılı şekilde izleyebildiği görülmektedir. İzleme performansları ile ilgili hata değerleri (MSE ve RMSE) Tablo 2’de özetlenmektedir.

Benzetim sonuçları, farklı referans girişleri ve kontrol yöntemleri için sistemin izleme ve kontrol performansını kapsamlı şekilde ortaya koymaktadır. Şekil 2 ve Şekil 4’de kontrol sinyallerinin zamana bağlı değişimi incelendiğinde, özellikle İTKKK algoritmasının daha yüksek genlikli ve dalgalı kontrol sinyalleri



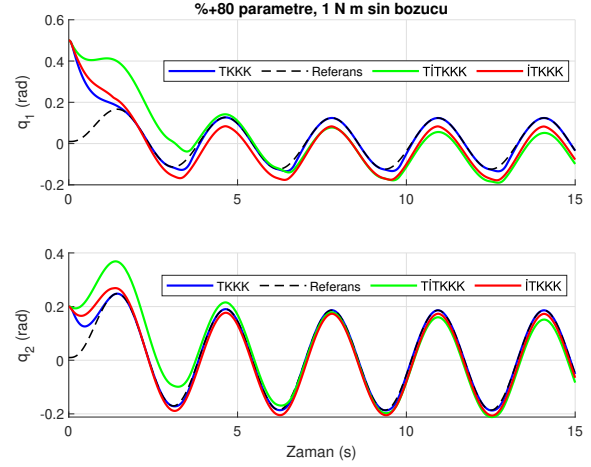
Şekil 5: Basamak giriş için parametre belirsizliği ve bozucu altında referans takibi.



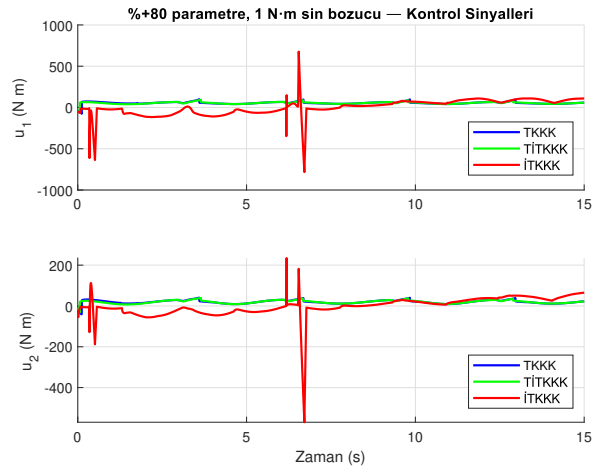
Şekil 6: Basamak giriş için parametre belirsizliği ve bozucu altında kontrol sinyali.

leri ürettiği, buna karşılık TITKKK yönteminin daha düşük genlikli ve daha kararlı bir kontrol davranışı sergilediği gözlenmektedir. TKKK ise genellikle orta seviyede kontrol sinyali üreterek kararlı bir izleme performansı sağlamaktadır. Şekil 1 ve Şekil 3'de referans takibi karşılaştırıldığında, tüm yöntemlerin hem q_1 hem de q_2 eklemlerinde referans sinyallerine başarıyla yakınsadığı görülmektedir. Bununla birlikte, TITKKK yöntemi özellikle başlangıçta hızlı yakınsama sağlarken, İTKKK yöntemi geçici rejimde dalgalanmalara neden olabilmektedir. TKKK ise hem geçici rejimde hem de kalıcı rejimde kararlı ve düzgün bir referans takibi sunmaktadır.

%20 parametre belirsizliği ve 1 N.m genlikli sinusoidal bozucusu altında yapılan benzetim sonuçları için referans yörünge izleme ve kontrol sinyali çıktıları Şekil 5 -Şekil 8'de sunulmaktadır. Her üç yöntem her iki referans izleme hatalarını sınırlı tutmuş ve referanslara yakınsamayı Şekil 5 ve Şekil 7'de görüldüğü üzere sürdürmektedir. Bu sonuçlara ait MSE ve RMSE değerleri basamak ve sinusoidal referanslar için sırasıyla Tablo 3 ve Tablo 4'de sunulmaktadır.



Şekil 7: Sinusoidal giriş için parametre belirsizliği ve bozucu altında referans takibi.



Şekil 8: Sinusoidal giriş için parametre belirsizliği ve bozucu altında kontrol sinyali.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, iki serbestlik dereceli robotik kol sistemi için TKKK, İTKKK ve TITKKK yöntemlerinin performansları ayrıntılı olarak karşılaştırılmıştır. Gerçekleştirilen benzetimlerde, ilk aşamada sabit ve ikinci aşamada ise sinusoidal referans girişler uygulanmıştır ve her üç kontrolcü de referans sinyallerini başarılı bir şekilde izlemiştir. Özellikle TKKK ve TITKKK yöntemleri, daha düşük hata değerleri ve daha yumuşak kontrol sinyalleri ile öne çıkarken, İTKKK yönteminde kontrol giridilerinin genliğinin belirgin şekilde yüksek olduğu tespit edilmiştir. Analizler sonucunda, hem basamak hem de sinusoidal referans sinyali altında, TKKK ve TITKKK yöntemlerinin hata metriklerinde İTKKK'ye göre daha üstün olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, İTKKK yapısında integral terimin bulunması, küçük hataların bile zamanla birikerek yüksek genlikli kontrol sinyallerine yol açmasına neden olabilmektedir. Bu durumun iyileştirilmesi için integral terimine doyma önleme (anti-windup) mekanizmalarının eklenmesi, hata integralinin düşük geçiren bir filtre ile sınırlandırılması, uyarlamalı ka-

Tablo 1: Basamak giriş hata değerleri

Yöntem		MSE	RMSE
TKKK	e_1	0.043425	0.208387
	e_2	0.005520	0.074294
İTKKK	e_1	0.042644	0.206505
	e_2	0.006333	0.079583
TİTKKK	e_1	0.097266	0.311876
	e_2	0.016601	0.128845

Tablo 2: Sinusoidal giriş hata değerleri

Yöntem		MSE	RMSE
TKKK	e_1	0.0185	0.136271
	e_2	0.002318	0.048144
İTKKK	e_1	0.029646	0.172181
	e_2	0.004305	0.065609
TİTKKK	e_1	0.038930	0.197307
	e_2	0.007862	0.088667

zanç ayarlaması yapılarak integral etkisinin sadece gerekli olduğunda artırılması, integral teriminin ağırlıklı veya parçalı tanımlanması gibi yöntemler, kontrol sinyalinin aşırı büyümesini önleyebilmektedir. Bu tür yaklaşımlar sayesinde İTKKK'nin hızlı yakınsama avantajı korunurken, kontrol sinyalinin genliği pratik uygulamalar için daha uygun seviyelere indirilebilmektedir. %20'lik parametre belirsizliği ve 1 N.m genlikli sinusoidal bozucu altında yapılan testler ise önerilen TKKK ve TİTKKK düzenleyicilerinin sağlam izleme yeteneklerini; İTKKK'nin ise hızlı yakınsama kapasitesine karşın daha yüksek kontrol genliği üretebildiğini nicel olarak doğrulamaktadır. Sonuç olarak, önerilen TKKK ve TİTKKK yöntemleri, robotik kol sisteminde hem izleme doğruluğu hem de kontrol sinyali optimallığı açısından avantaj sağlamaktadır. İTKKK ise hata giderici etkisi yüksek olmakla birlikte, uygulamada aktüatör sınırları ve enerji tüketimi açısından dikkatli değerlendirilmektedir.

5. Teşekkür

Bu çalışma, Yıldız Teknik Üniversitesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Doktora programında KOM6105 Doğrusal Olmayan Kontrol Sistemleri Tasarımı dersinden üretilmiştir.

6. Kaynakça

- [1] Z. Ming, A. P. Paplinski, and H. R. Wu, "A robust MIMO terminal sliding mode control scheme for rigid robotic manipulators," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 39, no. 12, pp. 2464–2469, 1994.
- [2] Q. Zhou, S. Zhao, H. Li, R. Lu, and C. Wu, "Adaptive neural network tracking control for robotic manipulators with dead zone," *IEEE Trans. Neural Networks Learn. Syst.*, vol. 30, no. 12, pp. 3611–3620, 2018.
- [3] Adigüzel, F., and Yalçın, Y. "Immersion and invariance disturbance observer-based nonlinear discrete-time control for fully actuated mechanical systems," *International Journal of Systems Science*, 53(2), pp. 388–401, 2022.
- [4] F. Piltan and N. B. Sulaiman, "Review of sliding mode control of robotic manipulator," *World Applied Sciences Journal*, vol. 18, no. 12, pp. 1855–1869, 2012.

Tablo 3: Basamak giriş performansı parametre belirsizliği ve bozucu altında hata değerleri

Yöntem		MSE	RMSE
TKKK	e_1	0.03010	0.1735
	e_2	0.003848	0.06203
İTKKK	e_1	0.03754	0.1938
	e_2	0.005523	0.07432
TİTKKK	e_1	0.08824	0.2971
	e_2	0.01487	0.01219

Tablo 4: Sinusoidal giriş için parametre belirsizliği ve bozucu altında hata değerleri

Yöntem		MSE	RMSE
TKKK	e_1	0.01489	0.122
	e_2	0.01877	0.04322
İTKKK	e_1	0.02187	0.1479
	e_2	0.003161	0.05622
TİTKKK	e_1	0.03095	0.1759
	e_2	0.005964	0.07723

- [5] V. I. Utkin, *Sliding Modes in Control and Optimization*. Springer Science & Business Media, 2013.
- [6] Y. Chen, J. Liang, Y. Wu, Z. Miao, H. Zhang, and Y. Wang, "Adaptive sliding-mode disturbance observer-based finite-time control for unmanned aerial manipulator with prescribed performance," *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 53, no. 5, pp. 3263–3276, 2022.
- [7] X. Yu, Y. Feng, and Z. Man, "Terminal sliding mode control—an overview," *IEEE Open J. Ind. Electron. Soc.*, vol. 2, pp. 36–52, 2020.
- [8] L. Yang and J. Yang, "Nonsingular fast terminal sliding-mode control for nonlinear dynamical systems," *Int. J. Robust Nonlinear Control*, vol. 21, no. 16, pp. 1865–1879, 2011.
- [9] Y. Luo, F. Ni, G. Lin, and J. Xu, "Finite-time Control of High-speed Maglev Train Levitation System based on Terminal Sliding Mode," in *2024 4th Int. Conf. on Control Theory and App. (ICoCTA)*, pp. 186–190, Oct. 2024.
- [10] Y. Su and C. Zheng, "A new nonsingular integral terminal sliding mode control for robot manipulators," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 51, no. 8, pp. 1418–1428, 2020.
- [11] J. L. Chang, "Dynamic output integral sliding-mode control with disturbance attenuation," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 54, no. 11, pp. 2653–2658, 2009.
- [12] B. Moudoud and H. Aissaoui, "Fixed-time adaptive sliding mode-based trajectory tracking control for Wheeled Mobile Robot: Theoretical development and real-time implementation," *e-Prime-Advances in Electrical Eng., Electronics and Energy*, vol. 10, Art. no. 100830, 2024.
- [13] Y. Liu, H. Li, R. Lu, Z. Zuo, and X. Li, "An overview of finite/fixed-time control and its application in engineering systems," *IEEE/CAA J. Autom. Sin.*, vol. 9, no. 12, pp. 2106–2120, 2022.
- [14] Y. Liu, D. Yao, H. Li, and R. Lu, "Distributed cooperative compound tracking control for a platoon of vehicles with adaptive NN," *IEEE Trans. Cybern.*, vol. 52, no. 7, pp. 7039–7048, 2021.

Dijital PI ve PR Denetleyiciler ile Baskın Kutup Çifti Seçiminde Üzerine Sınırlamalar

Constraints in Choosing Dominant Pole Pairs with Digital PI and PR Controllers

Ayşe Duman Mammadov¹, Emre Dince², Mehmet Turan Söylemez³

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul

¹{dumana}@itu.edu.tr

²{dincele}@itu.edu.tr

³{soylemezm}@itu.edu.tr

Özetçe

Baskın kutup yerleştirme yaklaşımında, kapalı çevrim sistemin geçici hal yanıtının hedeflenen şekilde gerçekleşmesi ve belirlenen performans ölçütlerinin sağlanabilmesi için baskın olmayan kutupların seçilen baskın kutup çiftinden yeterli mesafede konumlandırılması önemlidir. Endüstriyel uygulamalarda düşük mertebeli denetleyiciler yaygın şekilde tercih edilmekle birlikte, zaman gecikmelerinin bazı olumlu etkilerinden yararlanmak amacıyla gecikme tabanlı kontrolörlerin kullanımı da artış göstermektedir. Ancak bu tür denetleyiciler kullanıldığında, özellikle daha yüksek dereceden sistemlerde, tüm kapalı çevrim kutuplarının istenen konumlara yerleştirilmesi her zaman mümkün olmayabilir. Bu durumda, bazı kutuplar baskın bölgede kalabilir ve istenilen sistem performansını olumsuz etkileyebilir. Bu çalışmada, dijital PI ve PR denetleyiciler kullanılarak baskın olmayan kutupların seçilen baskın kutup çiftinden belirli bir kat kadar uzak tutulabilmesi için baskın kutup seçimine ilişkin sınırlamalar ele alınmıştır.

Abstract

In the dominant pole placement approach, it is crucial to position the non-dominant poles at a sufficient distance from the selected dominant pole pair to ensure the transient response of the closed-loop system is achieved as targeted and to meet the specified performance criteria. While low-order controllers are widely preferred in industrial applications, the use of delay-based controllers to take advantage of some of the positive effects of time delays is also increasing. However, when using such controllers, especially in higher-order systems, it may not always be possible to place all closed-loop poles at the desired locations. In this case, some poles may remain in the dominant region and negatively impact the desired system performance. This study addresses the limitations of dominant pole selection by using digital PI and PR controllers to keep the non-dominant poles a certain distance from the selected dominant pole pair.

1. Giriş

Baskın kutup atama yaklaşımı, doğrusal zamanla değişmeyen sistemler için basit bir tasarım süreci sunması ve sistemin performansının istenilen şekilde şekillendirilebilmesine imkan tanınması nedeniyle yaygın olarak tercih edilmektedir [1], [2]. Bu yöntemde, hedeflenen performans kriterlerine uygun bir baskın kutup çifti seçilir ve geri kalan kutupların bu çiftin etki alanından olabildiğince uzak bir bölgede yer alması beklenir. Ancak bu yerleşim doğru şekilde sağlanamazsa, kapalı çevrim sistemin beklenen geçici hal yanıtını elde etmek ve performans gereksinimlerini tam olarak karşılamak mümkün olmayabilir.

Oransal integral (PI) gibi düşük dereceli kontrolörler, basit bir yapıya sahip olmaları, kolay uygulama sağlamaları ve sürekli hal hatalarını ortadan kaldırması nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır [3]. Bununla birlikte, zaman gecikmesinin kontrol uygulamalarında bazı sistemleri kararlı yapmak için kullanıldığı çalışmalar mevcuttur [18]-[21]. Zaman gecikmesinin olumlu etkileri de göz önüne alınarak, literatürde gecikme tabanlı farklı kontrol algoritmalarının (Oransal Gecikmeli (PR), Oransal-İntegral-Gecikmeli (PIR), İntegral-Gecikmeli (IR) gibi) önerildiği çalışmalar mevcuttur [4]-[8].

Yukarıda bahsedilen nedenlerden dolayı, PI ve PR tipi denetleyiciler kullanılarak baskın kutup yerleştirme probleminin çözümü pratik açıdan önemli bir yere sahiptir. Ancak, baskın kutup atama yöntemi yerleştirme yüksek mertebeden sistemler için kalan kutupların baskın kutuplardan her zaman yeterince uzağa yerleştirilememesi nedeniyle zorlu olmaktadır [9]. Bu nedenle, bu gibi durumlarda baskın kutup çifti seçimindeki sınırlamaları bilmek önemli hale gelmektedir. Diğer taraftan, zaman gecikmesi olan sistemlerde kapalı çevrimde sonsuz kutup ortaya çıkmasından dolayı baskın kutup atama yaklaşımının uygulanması oldukça güçleşmektedir [3].

Bu çalışmada, baskın kutup yerleştirme yönteminin düzgün uygulanması ve kapalı çevrimde istenen performans özelliklerinin mümkün olduğunca doğru bir şekilde karşılanması için dijital PI ve PR denetleyiciler kullanılarak baskın kutup çifti seçimindeki sınırlamaların belirlenmesi amaçlanmaktadır. Daha kısa açıklanmak istenirse, önerilen

kontrolör yapıları ile baskın kutup yerleşimini garanti altına almak için z-düzleminde baskın kutup bölgesini bulmak istenmektedir. Önerilen tasarım yaklaşımı açıklandıktan sonra üç örnek üzerinden başarısı gösterilmektedir.

2. Baskın Kutup Atama Bölgesi Sınırlandırılması

2.1. PI Denetleyici Kullanarak Baskınlığın Sağlanması için Baskın Kutup Bölgesinin Tespiti

Doğrusal zamanla değişmeyen bir sistemin z-düzlemindeki transfer fonksiyonu ($m \leq n$)

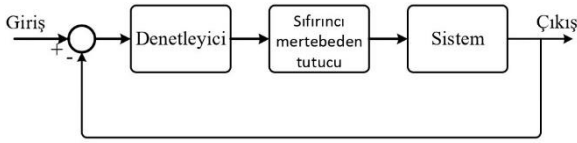
$$G(z) = \frac{N_G(z)}{D_G(z)} = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0} \quad (1)$$

ve dijital PI denetleyicinin transfer fonksiyonu, K_p ve $K_i \in R$ olmak üzere

$$C_{PI}(z) = \frac{N_C(z)}{D_C(z)} = \frac{(K_p + K_i)z - K_p}{z - 1} \quad (2)$$

gibidir. Şekil 1'de verilen geri beslemeli kontrol sisteminin karakteristik denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P_c(z) = 1 + C(z)G(z) = 0 \quad (3)$$



Şekil 1: Kapalı çevrim sistem blok şeması.

Kapalı çevrim sistem istenilen performans özelliklerine göre baskın bölgedeki kutup çiftini bulmak mümkündür. Baskın kutup çifti z-düzleminde $z_{1,2} = \sigma_z \pm j\omega_z$ olarak ifade edilsin. (3)'de verilen karakteristik denklem baskın kutuplardan biri yerine yazılarak yeniden ifade edilir.

$$P_c(\sigma_z + j\omega_z) = 1 + C(\sigma_z + j\omega_z)G(\sigma_z + j\omega_z) = 0 \quad (4)$$

(4)'te verilen denklem gerçel ve sanal bileşenlerine ayrıştırılarak aynı anda çözülür ($Re[P_c(z)] = 0$ and $Im[P_c(z)] = 0$) ve PI denetleyici terimleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{pmatrix} K_p \\ K_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{\sigma_z}{\omega_z} \\ -1 & \frac{1 - \sigma_z}{\omega_z} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{N_{G_{Re}}X - N_{G_{Im}}Y}{Z} \\ -\frac{N_{G_{Im}}X + N_{G_{Re}}Y}{Z} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} X &= D_{C_{Im}}D_{G_{Im}} - D_{C_{Re}}D_{G_{Re}} \\ Y &= D_{C_{Re}}D_{G_{Im}} + D_{C_{Im}}D_{G_{Re}} \\ Z &= N_{G_{Im}}^2 + N_{G_{Re}}^2 \end{aligned}$$

Burada, $N_{G_{Re}}$ ve $N_{G_{Im}}$ bilinen sistemin payının, $D_{G_{Re}}$ ve $D_{G_{Im}}$ sistemin paydasının gerçel ve sanal kısımlarını; $D_{C_{Re}}$ ve $D_{C_{Im}}$ denetleyicinin bilinen paydasının gerçel ve sanal kısımlarını ifade etmektedir. Denetleyicinin payının gerçel ve sanal ifadeleri ise $N_{C_{Re}} = K_p(-1 + \sigma_z) + K_i\sigma_z$ ve $N_{C_{Im}} = (K_p + K_i)\omega_z$ olarak yazılabilir.

Sonuç olarak, baskın kutupları atayan PI denetleyicisinin parametreleri, baskın kutup çiftinin z-düzlemindeki konumu cinsinden ifade edilir. Burada, kalan kutupların baskın kutuplardan yeterince uzakta (η kat) konumlandırılmasının garanti altına alınması amaçlanmaktadır.

(5)'te elde edilen denetleyici parametreleri (4)'te yerine yazılırsa, denklem σ_z ve ω_z cinsinden kalan kutuplarla oluşturulan polinom ile aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_c(z, \sigma_z, \omega_z) = (z^2 - 2\sigma_z z + (\sigma_z^2 + \omega_z^2))P_r(z, \sigma_z, \omega_z) \quad (8)$$

Kalan kutupların baskın kutup çiftinden η kat uzakta olması istendiğinden, baskın kutupların orijine olan uzaklığı $r = \sqrt{\sigma_z^2 + \omega_z^2}$ ise kalan kutupların konumlanması istenen bölge bir çember ile ifade edilebilir ve polinom $P_r(r^\eta z, \sigma_z, \omega_z)$ için kararlılık problemi olarak düşünülebilir ve Routh-Hurwitz kararlılık kriteri uygulanabilir. Routh-Hurwitz kararlılık kriterini uygulamak ve $\sigma_z - \omega_z$ düzleminde (z-düzleminde) baskın kutup bölgesini bulmak için bilineer dönüşüm yapılması gerekir. Bilneer dönüşüm aşağıdaki gibi uygulanır.

$$\mathcal{T}: z \mapsto \frac{w + 1}{w - 1} \quad (9)$$

$P_c(r^\eta z, \sigma_z, \omega_z)$ polinomu için Routh tablosunun ilk sütunundan yazılan eşitsizliklerle $\sigma_z - \omega_z$ düzleminde bölgeler tanımlar. Tüm bölgelerin kesişimleri (boş küme değilse), baskın kutup yerleşiminin garanti edildiği baskın kutup bölgesini verir. Böylece, dijital PI kontrolör ile kapalı çevrim sistemin baskın kutupları üzerindeki sınırlamalar bulunmuş olur.

2.2. PR Denetleyici Kullanarak Baskınlığın Sağlanması için Baskın Kutup Bölgesinin Tespiti

Dijital PR denetleyici transfer fonksiyonu

$$C_{PR}(z) = \frac{N_C(z)}{D_C(z)} = \frac{K_p z^h - K_r}{z^h} \quad (10)$$

olarak verilsin. Burada, $h \in Z^+$ ve $K_p, K_r \in R$.

Önceki bölümde verilen yöntem dijital PR denetleyici için de birebir uygulanabilir; fakat ilk olarak denetleyici gecikme teriminin h belirlenmesi gerekir. Zaman gecikmesi terimi nedeniyle, h 'nin tamsayılar kümesinden Z^+ seçilmesi gerektiğini hatırlamak önemlidir. Üstelik h arttıkça, yapılan literatürdeki mevcut benzetim çalışmalarının gösterdiği gibi,

uygun parametrelerin aralığı genellikle daha sınırlı hale gelmektedir [7].

Gecikme terimi belirlendikten sonra, (4)'te verilen karakteristik denklem PR denetleyici ile yazılarak gerçel ve sanal kısımlarına ayrıştırılarak birlikte çözülür. Böylelikle, denetleyicinin terimleri baskın kutup çiftine bağlı olarak elde edilir.

Daha sonra, kalan kutupların belirlenen η kat uzakta olmasının garanti altına alınması için önceki bölüm ile aynı adımlar uygulanarak baskın kutup çifti bölgesi bulunmuş olur.

3. Sayısal Uygulamalar

3.1. Örnek 1 (PI Denetleyici ile Baskın Kutup Bölgesinin Tespiti):

Dijital PI denetleyici ile kontrol edilmesi istenen aşağıdaki sistemi ele alalım.

$$G(s) = \frac{1}{s+1} e^{-0.3s}$$

Sistemin z-düzlemindeki transfer fonksiyonu, örnekleme zamanı 0.1 saniye seçilerek sıfırıncı mertebeden tutucu yardımıyla aşağıdaki gibi yazılır.

$$G(z) = \frac{0.09516}{z^3(z - 0.90484)}$$

Kapalı çevrim sistemde baskın olmayan kutupların baskın kutup çiftinden $\eta = 5$ kat uzakta konumlanması istenmektedir. Bunun için, önerilen yöntem kullanılarak baskın kutup çifti seçimindeki sınırlamaların (z-düzlemindeki baskın kutup bölgesinin) bulunması gerekir. İlk olarak, dijital PI denetleyici terimleri (5) kullanılarak $K_p(\sigma_z, \omega_z)$ ve $K_i(\sigma_z, \omega_z)$ baskın kutup çiftinin konumu cinsinden bulunur.

$$K_p = -19.02\sigma_z^3 + 60.05\sigma_z^4 - 42.03\sigma_z^5 - 19.02\sigma_z\omega_z^2 + 40.03\sigma_z^2\omega_z^2 - 20.02\omega_z^4 + 42.03\sigma_z\omega_z^4$$

$$K_i = 99.08\sigma_z^3 - 112.59\sigma_z^4 + 42.03\sigma_z^5 + 9.51\omega_z^2 + 9.51\omega_z^4 + \sigma_z^2(-28.53 + 65.05\omega_z^2) + \sigma_z(-61.05\omega_z^2 - 42.03\omega_z^4)$$

Daha sonra, polinom $P_r(z, \sigma_z, \omega_z)$ aşağıdaki gibi oluşturulabilir.

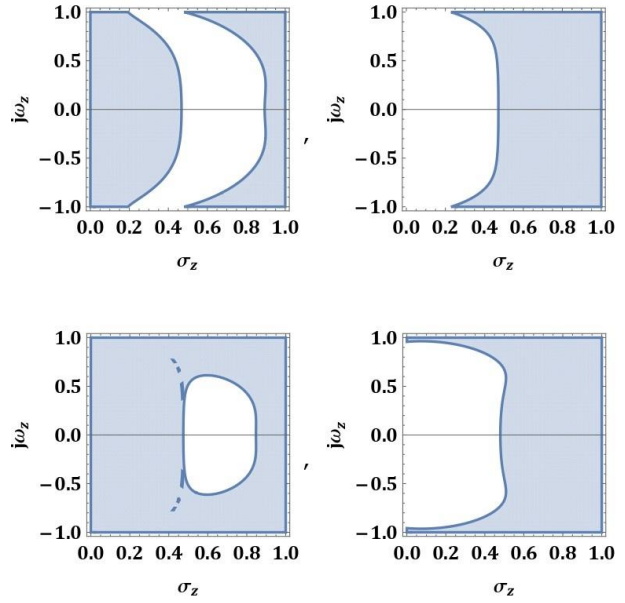
$$P_r(z, \sigma_z, \omega_z) = z^3 + P_2z^2 + P_1z + P_0$$

$$P_2 = -1.90484 + 2\sigma_z$$

$$P_1 = 0.904837 - 3.80967\sigma_z + 3\sigma_z^2 - \omega_z^2$$

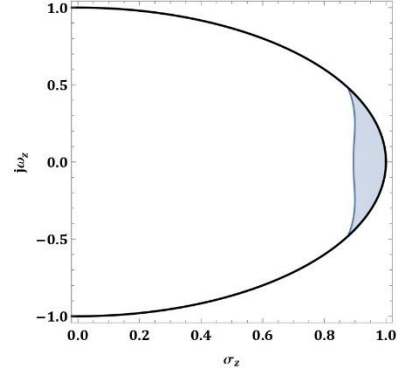
$$P_0 = 1.8097\sigma_z - 5.7145\sigma_z^2 + 4\sigma_z^3 + 1.9048\omega_z^2 - 4\sigma_z\omega_z^2$$

$\eta = 5$ için, $P_c(r^5z, \sigma_z, \omega_z)$ polinomu yazılarak bileer dönüşüm yapılır ve Routh tablosu oluşturulur. Routh tablosu oluşturulduktan sonra ilk sütunundan elde edilen eşitsizlikler yardımıyla çizilen bölgeler Şekil 2'deki gibi verilebilir.



Şekil 2: PI denetleyici ile Routh tablosundan elde edilen bölgeler.

Bu eşitsizliklerin kesişimi ile beraber z-alanındaki kararlılık bölgesi olan $\sigma_z^2 + \omega_z^2 < 1$ dikkate alırsa, baskın kutup çiftinin atanabileceği bölge aşağıdaki gibi bulunur.



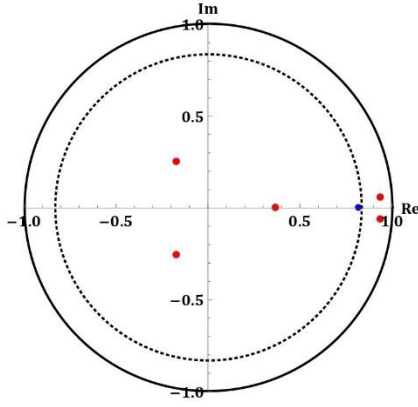
Şekil 3: PI denetleyici ile z-düzleminde baskın kutup bölgesi.

Sonuç olarak, dijital bir PI denetleyici kullanılarak baskın olmayan kutupların, baskın kutup çiftinden en az 5 kat uzak konumlandırılması hedeflendiğinde, baskın kutup seçiminde belirli bir sınırlama ortaya çıkmaktadır. Bu sınırlama Şekil 3'te gösterilmiştir.

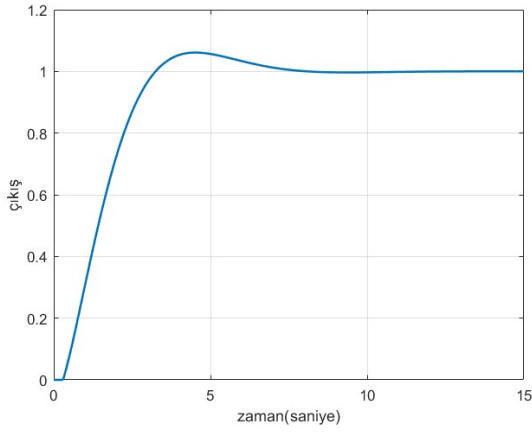
z-düzleminde elde edilen bölgeden bir baskın kutup çifti $z_{1,2} = 0.9391 \pm j0.0609$ seçilirse, dijital PI denetleyici

$$C_{PI}(z) = \frac{0.3898z - 0.31903}{z - 1}$$

olarak bulunur. Kapalı çevrim sistemin kutup-sıfır dağılımı ve birim basamak yanıtı Şekil 4 ve Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 4: PI denetleyici ile kapalı çevrim kutup-sıfır dağılımı.



Şekil 5: PI denetleyici ile kapalı çevrim birim basamak yanıtı.

Yukarıda görüldüğü üzere, önerilen yöntem ile baskın olmayan kutupların baskın kutuplardan en az 5 kat uzakta konumlanması sağlanmış olmaktadır.

3.2. Örnek 2 (PR Denetleyici ile):

Dijital PR denetleyici ile kontrol edilmesi istenen zaman gecikmeli ikinci mertebeden sistem

$$G(s) = \frac{1}{(10s + 1)(2s + 1)} e^{-s}$$

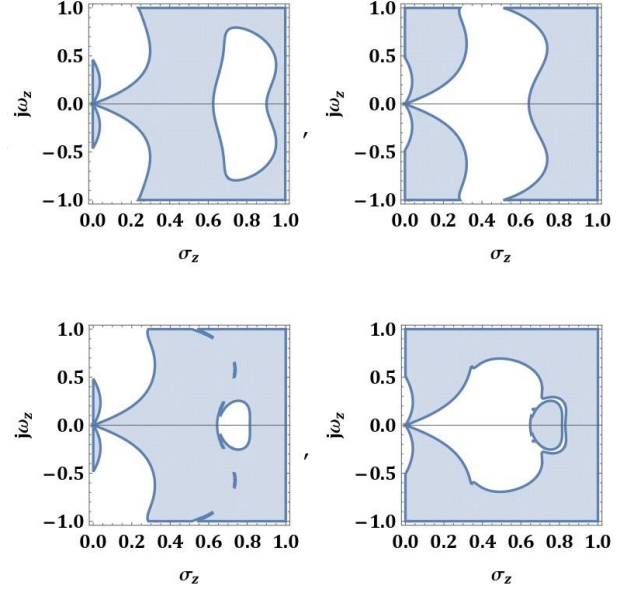
olarak verilsin. Bu sistemin 0.2 saniye örnekleme zamanı için, z-düzlemindeki ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$G(z) = \frac{0.00096(z + 0.96079)}{z^5(z^2 - 1.88504z + 0.88692)}$$

Gecikme parametresi $h = 1$ olarak seçildiğinde, dijital PR denetleyici aşağıdaki gibidir.

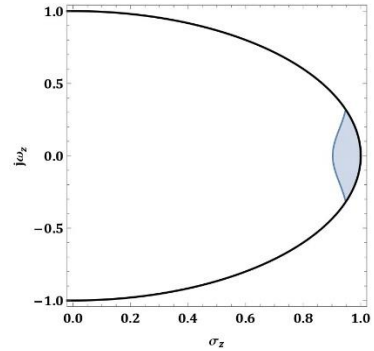
$$C_{PR}(z) = \frac{K_p z - K_r}{z}$$

$\eta = 3$ için, önceki örnekteki adımlar tekrarlandığında Routh tablosundan elde edilen bölgeler Şekil 6'da gösterilmiştir.



Şekil 6: PR denetleyici ile Routh tablosundan elde edilen bölgeler.

Bu eşitsizliklerin kesişimi ile $\sigma_z^2 + \omega_z^2 < 1$ için, baskın kutup çiftinin bölgesi Şekil 7'deki gibi bulunur.

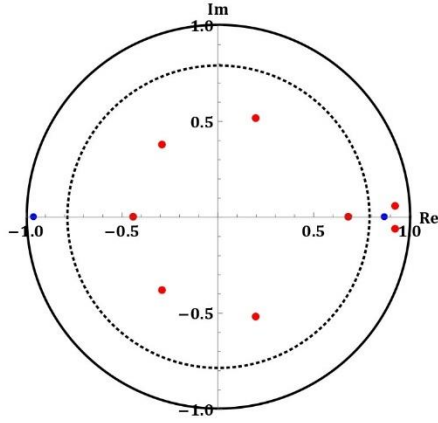


Şekil 7: PR denetleyici ile z-düzleminde baskın kutup bölgesi.

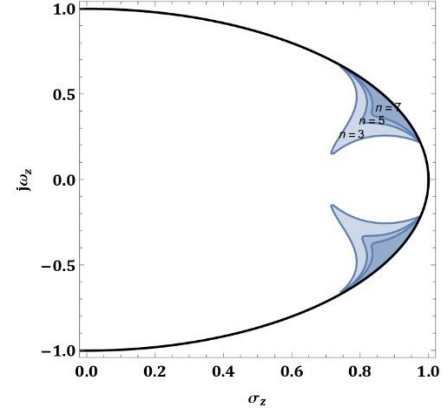
z-düzleminde elde edilen bölgeden bir baskın kutup çifti $z_{1,2} = 0.9217 \pm j0.0609$ için, dijital PR denetleyici aşağıdaki gibi elde edilir.

$$C_{PR}(z) = \frac{22.7629z - 19.7834}{z}$$

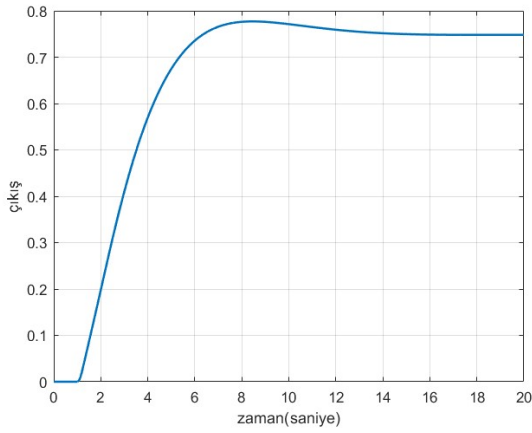
Şekil 8'de verilen kapalı çevrim sistemin kutup-sıfır dağılımına bakıldığında istenilen baskınlığın sağlandığı görülmektedir. Bulunan denetleyici ile kapalı çevrim birim basamak yanıtı Şekil 9'da verilmiştir.



Şekil 8: PR denetleyici ile kapalı çevrim kutup-sıfır dağılımı.

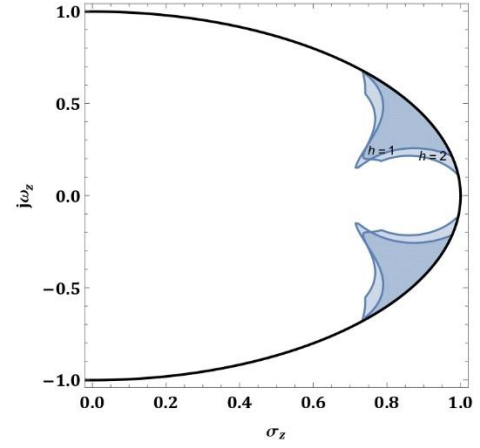


Şekil 10: Farklı η 'ler için, PR denetleyici ile baskın kutup bölgesi.



Şekil 9: PR denetleyici ile kapalı çevrim birim basamak yanıtı.

Daha sonra, $\eta = 3$ için, denetleyicinin gecikme parametresi $h = 1$ ve $h = 2$ ile bulunan baskın kutup bölgeleri Şekil 11'de gösterilmiştir.



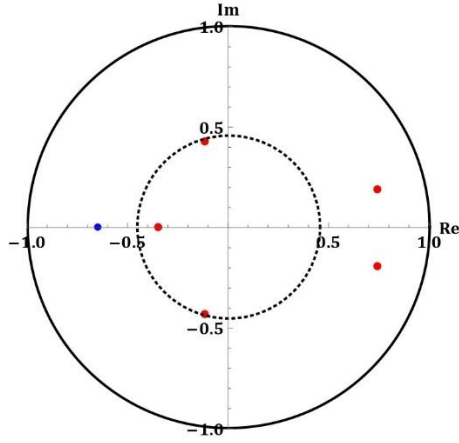
Şekil 11: Farklı h 'ler için, PR denetleyici ile baskın kutup bölgesi.

3.3. Örnek 3 (PR Denetleyici ile):

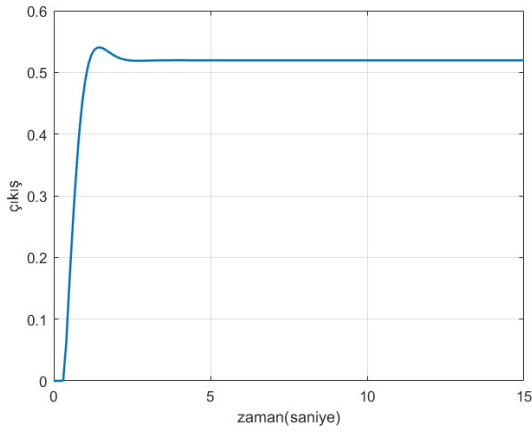
Bu bölümde, örnek 1'de verilen sistem için PR denetleyici ile baskın kutupların yerleştirilebileceği bölge tespit edilmektedir. Yukarıda anlatılan prosedür aynı şekilde uygulanabilir.

Baskın olmayan kutupların baskın kutuplardan uzakta olması istenilen kat olarak $\eta = 3$, $\eta = 5$ ve $\eta = 7$ için çözüm yapılırsa elde edilen baskın kutup bölgeleri Şekil 10'da verilmiştir.

Burada, $\eta = 3$ ve $h = 1$ için, elde edilen bölgeden baskın kutup çifti $z_{1,2} = 0.7444 \pm j0.1931$ seçilirse, dijital PR denetleyici ile kapalı çevrim kutup-sıfır dağılımı ve birim basamak yanıtı Şekil 12 ve Şekil 13'de verilmiştir.



Şekil 12: PR denetleyici ile kapalı çevrim kutup-sıfır dağılımı.



Şekil 13: PR denetleyici ile kapalı çevrim birim basamak yanıtı.

Yukarıda görüldüğü üzere, önerilen yöntem yardımıyla tasarlanan PR denetleyici ile baskın olmayan kutupların baskın kutuplardan istenilen kat uzakta konumlanması sağlanmıştır. Diğer taraftan, PR denetleyici ile elde edilen basamak yanıtında PI kontrolöre göre daha iyi yerleşme zamanı sağlanırken, PR kontrolör ile sürekli hal hatası gözlenmemektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, kapalı çevrim sistemde baskın olmayan kutupların, baskın kutuplara göre en az η kat daha uzakta konumlandırılmasını sağlayacak şekilde baskın kutup çiftlerinin belirlenmesi sorunu, dijital PI ve PR denetleyiciler aracılığıyla ele alınmıştır. Diğer bir ifadeyle, sistemin geri kalan kutuplarının belirli bir yarıçapa sahip çembersel bir bölge içine düşmesini garanti edecek şekilde baskın kutupların z-düzleminde yerleşimine ilişkin kısıtlar incelenmiştir. Önerilen yaklaşımın geçerliliği ve uygulanabilirliği üç örnek detaylı şekilde açıklanarak gösterilmiştir.

Burada dikkat edilmesi gereken bir nokta, düşük mertebeden bir denetleyiciler ile özellikle daha yüksek dereceden sistemler için, baskın olmayan kutupların istenilen uzaklıkta tutmak her

zaman mümkün olmayabilir. Bu nedenle, seçilen η değeri için, Routh tablosunun ilk sütununa dayalı eşitsizliklerin sağlandığı bir baskın kutup çifti bulunamayabilir; bu da çözüm kümesinin boş olmasına neden olabilir.

Kaynakça

- [1] Q.-G. Wang, Z. Zhang, K. J. Astrom, Y. Zhang, and Y. Zhang, "Guaranteed dominant pole placement with PID controllers," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 41, no. 2, pp. 5842–5845, 2008.
- [2] P. Persson and K. J. Åström, "Dominant pole design-a unified view of PID controller tuning," *IFAC Proc. Vol.*, vol. 25, no. 14, pp. 377–382, 1992.
- [3] K. J. Åström, T. Hägglund, and K. J. Astrom, *Advanced PID control*, vol. 461. ISA-The Instrumentation, Systems, and Automation Society Research Triangle Park, 2006.
- [4] A. Ramírez, S. Mondié, and R. Garrido, "Proportional Integral Retarded control of second order linear systems," 2013, doi: 10.1109/CDC.2013.6760214.
- [5] H. Fan, A. Ramírez, S. Mondié, and R. Sipahi, "DC Motor Velocity Control With Integral Retarded Controller Under Unintentional Delay," *J. Comput. Nonlinear Dyn.*, pp. 1–7, 2024.
- [6] E. Moreno-Negrete, C.-F. Méndez-Barrios, L. Félix, and A. Ramírez, "Some remarks on the design of robust PIR controllers for step-down DC-DC converters," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 55, no. 36, pp. 13–18, 2022.
- [7] A. D. Mammadov, E. Dincel, and M. T. Söylemez, "Analytical design of discrete PI-PR controllers via dominant pole assignment," *ISA Trans.*, vol. 123, pp. 312–322, 2022.
- [8] S. I. Niculescu and W. Michiels, "Stabilizing a chain of integrators using multiple delays," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, 2004, doi: 10.1109/TAC.2004.828326.
- [9] E. Dincel and M. T. Söylemez, "Limitations on dominant pole pair selection with continuous PI and PID controllers," in *2016 International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*, 2016, pp. 741–745.

İki Eksen Gimbal Sistemi İçin Kesir Dereceli Kontrolcülerin Başarımı Performance of Fractional Order Controller for Two Axis Gimbal System

Ecem Çetinyol^{1,2}, İ. Murat Koç²

¹Savunma Sistem Teknolojileri Sektör Başkanlığı
ASELSAN A.Ş., ANKARA
{ecetinyol}@aselsan.com

²Makina Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İSTANBUL
{ilker.koc}@itu.edu.tr

Özetçe

Gimbal sistemleri, gözetleme, seyrişer ve hedef takibi gibi uygulamalarda kullanılan mekanik veya elektronik yapılardır. Bu çalışmada, gimbal sistemine yüksek dengeleme kabiliyeti kazandırmak amacıyla kesir dereceli bir kontrolcü (FOPI) tasarlanmıştır. Tasarlanan FOPI kontrolcü, geleneksel tam sayı dereceli PI kontrolcüyle karşılaştırılmıştır. Karşılaştırma için sistem tanımlaması Frekans Yanıt Fonksiyonu (FRF) yöntemiyle gerçekleştirilmiş ve benzetim modeli elde edilmiştir. FOPI kontrolcüsü, Tustin, Simpson ve Al-Alaoui ayrıklaştırma yöntemleriyle yatay eksen için uygulanmıştır. Her iki kontrolcü hem benzetim ortamında hem de gerçek sistem üzerinde test edilmiştir. Performansı artırmak için Gradyan, Örüntü Arama ve Simpleks Arama gibi optimizasyon yöntemleri kullanılmıştır. Elde edilen sonuçlar, kesir dereceli kontrolcünün gerçek dünya uygulamalarında yüksek başarı potansiyeline sahip olduğunu göstermektedir.

Abstract

Gimbal systems are mechanical or electronic structures used in applications such as surveillance, navigation, and target tracking. In this study, a fractional order controller (FOPI) is designed to enhance the stabilization capability of a gimbal system. The performance of the proposed FOPI controller is compared with a conventional integer order PI controller. For this comparison, system identification is performed using the Frequency Response Function (FRF) method to obtain a simulation model. The FOPI controller is implemented for the traverse axis using discretization methods such as Tustin, Simpson, and Al-Alaoui. Both controllers are tested in simulation and on the real system. To improve performance, optimization techniques including Gradient, Pattern Search, and Simplex Search methods are employed. The results demonstrate that the fractional order controller offers significant potential for real-world applications by providing enhanced control performance.

1. Giriş

Hava saldırı sistemlerinde performansın önemi giderek artmaktadır. Bu sistemler genellikle seyrişer ve gözetleme gibi işlevleri kapsar ve bu işlevlerden sorumlu elektro-optik sistemlerin platforma veya araziye göre hareketlerini denetleyebilmesi, operasyonel bütünlüğünü koruması gerekir. Bu sistemler, hedef tespiti, hareket takibi, etki değerlendirmesi ve silah sistemlerinin belirlenen hedeflere hassas yönlendirilmesi gibi görevleri yerine getirebilir [1].

Ataletsel stabilizasyonlu platformlar (ISP), yapı, yataklar ve motorlardan oluşan bir gimbal düzeneği ile buna bağlı jiroskopları içerir. Bazı konfigürasyonlarda gimbal, doğrudan stabilize edilmesi gereken sensör veya yükü taşır [2]. Bu çalışma, Şekil 1'de gösterildiği gibi, jiroskop ile stabilize edilen hareketli bir platforma odaklanmaktadır.



Şekil 1: Bir gimbal sistemi örneği.

Gimbal düzenekleri, elektro-optik sistemlerin hassas hedef tespiti ve takibi için kritik öneme sahiptir. Platformun ne kadar etkin kontrol edildiği, hedef izleme başarısını doğrudan etkiler [3, 4]. Gimbal sistemlerinde farklı kontrol yöntemleri denenmiş olup, klasik tam sayı dereceli kontrolcüler yerine kesir dereceli kontrolcülerin daha iyi sonuç verebileceği düşünülmektedir. Kesir dereceli kontrolcüler, klasik kontrolcülere göre daha fazla esneklik ve kontrol imkânı sunar [5, 6].

Bu çalışmada, kesir dereceli kontrolcüler farklı optimizasyon yöntemleri ile hem benzetim hem de gerçek sistem üzerinde incelenmiştir. Bölüm 2’de sistem tanımlaması için FRF yöntemi ele alınmış, Bölüm 3’te çeşitli ayırıklaştırma yöntemlerinin benzetim ve gerçek sistemdeki etkileri, Bölüm 4’te yanıt optimizasyon yöntemi ile performans sonuçları sunulmuştur. Çalışma, Bölüm 5’te sonuçlarla tamamlanmaktadır.

2. Sistem Modellemesi

Bu bölümde, çalışmada kullanılacak sistem benzetiminin oluşturulabilmesi amacıyla gimbal sisteminin açık çevrim (open-loop) modelinin türetilmesine odaklanılmıştır. Bu sayede, sistemin transfer fonksiyonu belirlenerek sistem modelleme süreci gerçekleştirilecektir.

Sistem modellemesinin ilk adımı olan sistem tanımlamasını gerçekleştirmek için, sisteme bir giriş sinyali uygulanmakta ve bu girişe karşılık sistemin verdiği yanıt gözlemlenmektedir. Bu işlem için yaygın olarak kullanılan Frekans Yanıt Fonksiyonu (FRF) yöntemi tercih edilmiştir. Gerçek sistemin frekans yanıtını elde etmek amacıyla, servo kontrol birimi kullanılarak belirli bir frekans aralığını kapsayan sinüzoidal motor torkları hesaplanmakta ve bu torklara karşılık gelen motor sürücü kartına uygulanacak akım değeri belirlenmektedir. Ardından, bu akım sisteme uygulanmakta ve sistemin açışal hızı jiroskop sensöründen alınan verilerle elde edilmektedir [6].

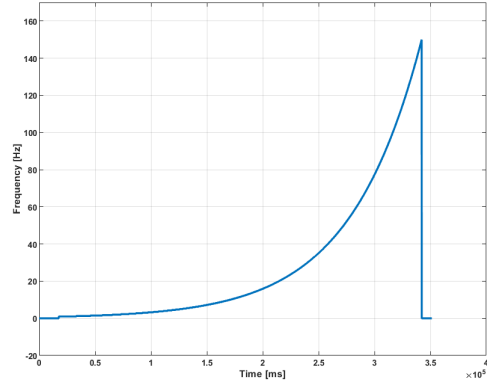
Sabit genlikte artan frekanslara sahip sinüzoidal sinyallerin uygulanmasının temel amacı, sistemin çalışma frekans aralığının tamamını kapsayacak şekilde bir frekans yanıtı elde etmektir. Bu yaklaşım sayesinde, sistemin sadece düşük frekansdaki davranışı değil, aynı zamanda yüksek frekanstaki dinamikleri de içeren kapsamlı bir model oluşturulması sağlanmaktadır. Bahsedilen tork-akım ilişkisi (1) denkleminde verilmektedir.

$$\tau_{cmd} = i_{cmd} \frac{K_t}{\sqrt{2}} \quad (1)$$

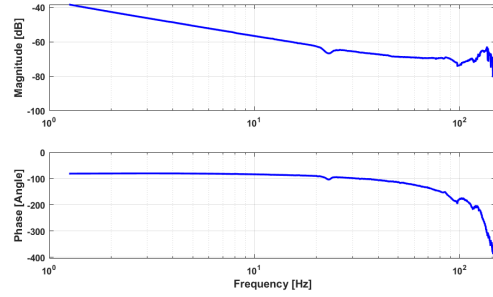
Şekil 2, FRF testinden elde edilen frekans tarama grafiğini göstermektedir. Tarama sırasında kullanılan genlik, doğru ve güvenilir sonuçlar elde edilmesinde kritik bir rol oynamaktadır. Genliğin maksimum seviyeye çıkarılması, sistemin yapısal dinamiklerinin tam olarak uyarılmasını sağlar. Bu da daha doğru ve gerçekçi sonuçların elde edilmesine olanak tanır. FRF testine ait belirlenen parametreler, Tablo 1’de detaylandırılmıştır.

Tablo 1: FRF Parametreleri

Tarama Başlangıç Frekansı	1 Hz
Tarama Bitiş Frekansı	150 Hz
Tarama Adım Frekansı	0.25 Hz
Frekans Başına Döngü Sayısı	16



Şekil 2: Frekans tarama.



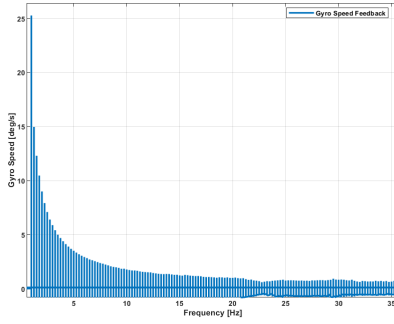
Şekil 3: Deneysel olarak elde edilen tork komutu [Nm] ile jiroskop hızı [°/s] arasındaki Bode diyagramı.

Tork komutu ile jiroskop hız geri beslemesine ait açık çevrim Frekans Yanıt Fonksiyonu (FRF) temelinde elde edilen Bode diyagramı, Şekil 3’te gösterilmiştir. Gimbal modelinin frekans yanıtları, düşük frekanslarda atalet özelliklerini yansıtırken, yüksek frekanslarda yapısal dinamik rezonans ve anti-rezonans davranışlarını ortaya koymaktadır. Bu yüksek frekanslarda, mekanik yapılar, zaman gecikmeleri ve sensör gürültüsünün etkisiyle rezonans ve anti-rezonans tepeleri daha belirgin hale gelmektedir. 20-25 Hz aralığındaki anti-rezonans tepesinin jiroskop hızına etkisi, çok küçük genliği nedeniyle minimal seviyededir; bu durum Şekil 4’te gözlemlenebilir.

Antirezonans tepesi ihmal edilebileceğinden, sistemin düşük frekanslardaki davranışı (2) denklemindeki gibi modellenenir.

$$G_{\text{plant}}(s) = \frac{1}{Js} e^{-st} G(s) \quad (2)$$

Atalet değeri (J)’ni belirlemek için, Şekil 3’te gösterilen Bode diyagramı üzerinde 10 Hz noktası seçilir çünkü bu frekansta sistem hâlâ atalet hâkimiyetindedir, ölçüm gürültüye karşı güvenilir ve yüksek frekanstaki rezonans etkileri henüz baskın değildir. Bu sayede J doğru ve doğrudan hesaplanabilir. Bu frekansta, $1/Js$ ifadesini temsil eden Bode diyagramı değeri -56.59 dB’dir ve bu değer diyagram üzerinde belirtilmiştir. Bode diyagramından elde edilen bu değer, $H(s) = 1/Js$

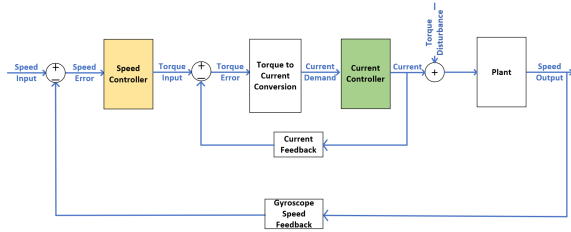


Şekil 4: Frekansa göre jiroskop hızının ayrıntılı geri beslemesi.

ifadesinin genlik değerini, yani $|H(jw)|$ 'yi temsil eder. 10 Hz frekansındaki genlik değeri (3) ifadesindeki gibi yazılabilir.

$$20 \log(H(jw)) = -56.59 \quad (3)$$

Burada $w = 2\pi f$ ve $f = 10 \text{ Hz}$ olduğu bilindiğinden, bu bilgi ve (3) ifadesi kullanılarak atalet (J) değeri 10.6157 kgm^2 olarak elde edilir. Kullanılan gimbal sistemi için görüş hattı (LOS) stabilizasyonuna ait kapalı çevrim hız kontrolünün blok diyagramı, Şekil 5'te gösterilmiştir. Matlab/Simulink modeli bu yapı temel alınarak geliştirilmiştir.

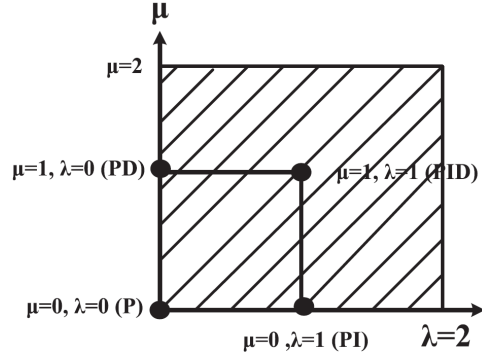


Şekil 5: Görüş hattı (LOS) stabilizasyonuna ait kapalı çevrim hız kontrolü.

3. Kesir Dereceli Kontrolcü

Kesir dereceli PI kontrolcüler, özellikle son yıllarda yüksek doğruluk ve uyarlanabilirlik gerektiren uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Gerçek zamanlı sistemlerde FOPI uygulamalarına örnek olarak; insansız hava araçları [7], güç elektroniği sistemleri [8] ve robotik platformlar [9] verilebilir. Bu uygulamalar, kesir dereceli kontrolcülerin sadece teorik düzeyde değil, gerçek zamanlı gömülü sistemlerde de başarılı sonuçlar verdiğini göstermektedir. Ayrıca [10] çalışmasında FOPI kontrolcüler bir FPGA sisteminde başarıyla uygulanmıştır. Bu çalışma ile birlikte, kesir dereceli kontrolcülerin donanım üzerindeki uygulanabilirliği net bir şekilde ortaya konmuştur.

PID denetleyicilerin yaygın olarak tercih edilmesinin nedeni, basit bir tasarımla performansı artırma yetenekleridir. Kesir dereceli PID denetleyici aslında klasik PID denetleyiciden türemiştir. Ancak, kesir dereceli PID denetleyici, Şekil 6'da gösterilen klasik PID denetleyicide bulunmayan λ ve μ parametrelerini tanıtarak denetim performansı açısından avantajlar sunmaktadır [11].



Şekil 6: PID ve λ - μ parametrelerine sahip FOPID kontrolcülerin etkilerini gösterebildiği durumların görsel temsili.

λ integratör derecesine ve μ türevsel derecesine sahip $PI^\lambda D^\mu$ kontrolcüsünün transfer fonksiyonu temsili, klasik PID kontrolcüsüne benzer olup (4) denklemindeki gibi yazılabilir.

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_P + K_I s^{-\lambda} + K_D s^\mu \quad (\lambda, \mu > 0) \quad (4)$$

λ ve μ parametrelerine sırasıyla 1 ve 0 değerleri atanarak dört klasik kontrolcü yapılandırması elde edilebilir. Ancak, λ ve μ parametreleri yalnızca tam sayı değerleriyle sınırlı değildir; 0 ile 1 arasında kesirli değerler de alabilirler. Bu durum, sisteme iki ek parametre kazandırarak denetim performansını artırır. K_P , K_I , K_D , λ ve μ olmak üzere toplam beş parametre sayesinde, bu parametrelerin beş boyutlu bir uzayda optimize edilmesi mümkündür.

3.1. Ayrıklaştırma Yöntemleri

Fiziksel sistemler sürekli ve analog sinyaller üretir. Ancak, bu sistemlerin dijital sistemlere entegre edilebilmesi için, ayrıklaştırma adı verilen bir süreçle bu sinyallerin ayrık sinyallere dönüştürülmesi ve buna uygun ayrık modellerin elde edilmesi gerekmektedir [13]. Bu çalışmada, gimbal sistemi için farklı ayrıklaştırma teknikleri kullanılmış ve karşılaştırılmıştır. Kullanılan bu teknikler arasında sürekli zamanlı sistem modelinin ayrık zamanlı modele dönüştürülmesinde kullanılan Tustin, Simpson ve Al-Alaoui yöntemleri bulunmaktadır. Yapılan karşılaştırmalı analizde, ayrıklaştırma yöntemi seçiminin gimbal sisteminin hassasiyeti ve kararlılığı üzerindeki etkileri incelenmiştir.

3.1.1. Tustin Yöntemi

Kesir dereceli kontrolcüde, türev terimi olan s^r ifadesinin ayrıklaştırılması gerekmektedir. Tustin yöntemi, tam mertebeli türev bileşenini ayrıklaştırmak için bir yaklaşım sunar ve bu yaklaşım (5) ifadesinde detaylandırılmıştır.

$$s \approx \left(\frac{2}{T} \right) \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (5)$$

Kesir dereceli türev işleminin ayrıklaştırılmasında, Tustin dönüşüm yaklaşımı temel alınarak elde edilen genel ifade (6)

ile verilmiştir.

$$s^r \approx \left(\frac{2}{T}\right)^r \frac{(1 - z^{-1})^r}{(1 + z^{-1})^r} = \left(\frac{2}{T}\right)^r \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{A_n(z^{-1}, r)}{A_n(z^{-1}, -r)} \quad (6)$$

Burada T veri örnekleme periyodunu, r ise kesir derecesini temsil etmektedir. $A_n(z^{-1}, r)$ terimleri iteratif olarak hesaplanmaktadır. Farklı mertebeler için s^r ifadeleri Tablo 2'de sunulmuştur [13, 14].

Tablo 2: Farklı dereceler için s^r listesi

n	$A_n(z^{-1}, r)$
1	$-rz^{-1} + 1$
3	$-\frac{1}{3}rz^{-3} + \frac{1}{3}r^2z^{-2} - rz^{-1} + 1$
5	$-\frac{1}{5}rz^{-5} + \frac{1}{5}r^2z^{-4} - \left(\frac{1}{3}r + \frac{1}{15}r^3\right)z^{-3} + \frac{2}{5}r^2z^{-2} - rz^{-1} + 1$
7	$-\frac{1}{7}rz^{-7} + \frac{1}{7}r^2z^{-6} - \left(\frac{1}{5}r + \frac{2}{35}r^3\right)z^{-5} + \left(\frac{26}{105}r^2 + \frac{1}{105}r^4\right)z^{-4} - \left(\frac{1}{3}r + \frac{2}{21}r^3\right)z^{-3} + \frac{3}{7}r^2z^{-2} - rz^{-1} + 1$
9	$-\frac{1}{9}rz^{-9} + \frac{1}{9}r^2z^{-8} - \left(\frac{1}{7}r + \frac{1}{21}r^3\right)z^{-7} + \left(\frac{34}{189}r^2 + \frac{2}{189}r^4\right)z^{-6} - \left(\frac{1}{5}r + \frac{16}{189}r^3 + \frac{1}{945}r^5\right)z^{-5} + \left(\frac{17}{63}r^2 + \frac{1}{63}r^4\right)z^{-4} - \left(\frac{1}{3}r + \frac{1}{9}r^3\right)z^{-3} + \frac{4}{9}r^2z^{-2} - rz^{-1} + 1$

3.1.2. Simpson Yöntemi

Kesir dereceli türev işleminin Tustin oluşturu fonksiyonu kullanılarak ayrıklaştırılması için formül (7) denklemindeki gibi verilebilir.

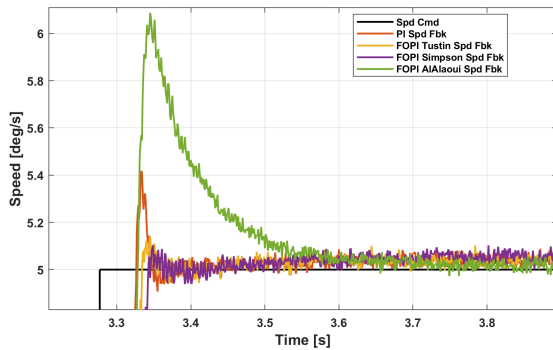
$$s = \frac{3}{T} \frac{z^2 - 1}{z^2 + 4z + 1} \quad (7)$$

3.1.3. Al-Alaoui Yöntemi

Kesir dereceli türev işleminin Al-Alaoui oluşturma fonksiyonu kullanılarak ayrıklaştırılması için ifade (8) denklemindeki gibi verilebilir.

$$s = \frac{6(z^2 - 1)}{\text{Tr}1(3-a)(z+r+2)}, \quad (0 \leq a \leq 1) \quad r_2 = \frac{3+a-2\sqrt{3a}}{3-a} \quad (8)$$

Tüm ayrıklaştırma yöntemleri gerçek sistem üzerinde test edilmiştir ve elde edilen sonuçlar Şekil 7'de gösterilmiştir.



Şekil 7: Kesir dereceli PI denetleyicinin ayrıklaştırma yöntemleri için gerçek sistem cevabı.

Tablo 3 incelendiğinde ve tüm ayrıklaştırma yöntemleri karşılaştırıldığında, Tustin ve Simpson ayrıklaştırma yöntemlerinin en iyi sonuçları verdiği gözlemlenebilir.

Tablo 3: Tam sayılı ve kesir dereceli denetleyiciler için zaman bölgesi özellikleri

Zaman Bölgesi Performans Kriterleri	PI	FOPI		
		Tustin	Simpson	AlAlaoui
Maksimum Overshoot [deg]	0.424	0.142	0.103	1.117
OS %	4.24	1.42	1.03	11.17
Yükselme Süresi [ms]	38	39	42.9	38.4

4. Kesir Dereceli Kontrolcünün Optimizasyonu

Gimbal sistemi için kontrolcü parametrelerini hassas şekilde ayarlamak amacıyla çeşitli teknikler kullanılmaktadır. Bu kapsamda, hem tam sayı mertebeli hem de kesir dereceli kontrolcü parametreleri "Yanıt Optimizasyonu (Response Optimization)" yöntemi ile optimize edilmektedir.

Basamak yanıtı (step response) karakteristiklerinin anlaşılması, kontrol sistemleri tasarımında büyük önem taşır. Bu karakteristikler, uygun kontrol yaklaşımının seçilmesine, kontrolcü ayarlarının yapılmasına ve kontrol tasarımının etkinliğinin değerlendirilmesine yardımcı olur. Optimizasyon süreci; yükselme süresi, yerleşme süresi, aşım miktarı, kararlı durum hatası ve parametre değer aralıkları gibi girdilerle gerçekleştirilir ve bu süreç sonucunda kontrolcü parametreleri elde edilir. MATLAB ortamında bu amaçla 'Check Step Response Characteristics' bloğu kullanılmaktadır.

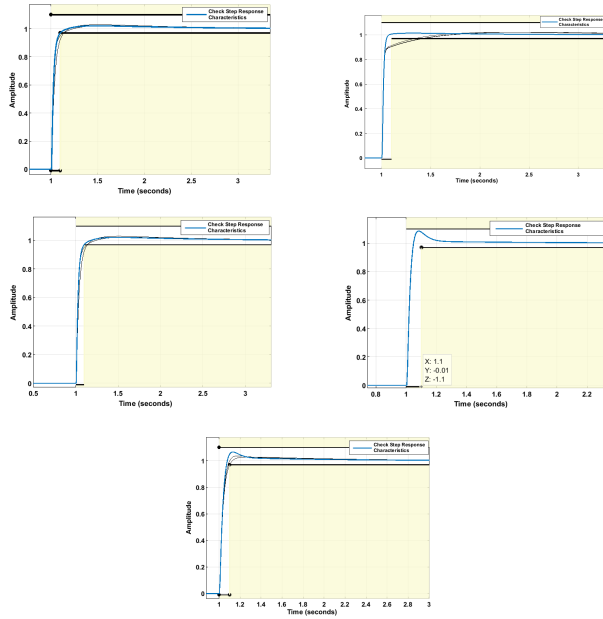
Bu çalışmada, 'Matlab Check Step Response Characteristics' bloğu kullanılarak yanıt optimizasyonu incelenmiş ve Şekil 8'de gösterildiği gibi üç farklı teknik uygulanmıştır: Gradient Descent, Pattern Search ve Simplex Search. Ayrıca, Gradient Descent yöntemi üç farklı algoritma ile birlikte kullanılmıştır. Tablo 4'te, incelenen yöntemler ve algoritmalar aracılığıyla elde edilen K_P , K_I ve λ değerleri yer almaktadır.

Tablo 4: Yöntem ve algoritmalarla optimize edilmiş FOPI parametreleri

Kontrol Parametreleri	Gradient Descent			Pattern Search	Simplex Search
	Active-Set	Interior-Point	SQP		
K_P	0.1309	0.1713	0.1309	0.1386	0.1027
K_I	1.3901	2.4043	1.3901	3.6615	1.4277
λ	0.1	0.1005	0.1	0.1118	0.0455

Tüm yöntem ve algoritmalar için, her iterasyonda elde edilen K_P , K_I ve λ değerleri sırasıyla Şekil 9 'da x1, x2 ve x3 olarak gösterilmiştir.

Kontrol sistemlerinin performansını değerlendirmek için yaygın olarak kullanılan kriterlerden biri performans indeksleridir. Bu indeksler, hata terimine farklı ağırlıklar vererek belirli bir zaman aralığındaki toplam hatayı gösterir. Hata terimi genellikle beklenen ile gözlemlenen sistem yanıtı arasındaki farkı ifade eder. Bu performans indeksleri IAE (Integral Absolute Error), ISE (Integral Square Error), ITAE (Integral Time Absolute Error) ve ITSE (Integral Time Square Error) olarak tanımlanır. Performans indekslerinin denklemleri (9), (10), (11), (12)'de gösterilmiştir.



Şekil 8: Sırasıyla Gradient Descent yöntemi - Active Set algoritması, Gradient Descent yöntemi - Interior Point algoritması, Gradient Descent yöntemi - Sequential Quadratic Programming algoritması, Pattern Search yöntemi, Simplex Search yöntemi kullanılarak elde edilen FOPI optimizasyon sonucu.

Bu performans indeksleri, kontrol sistemlerinin istenen yanıtı ne kadar iyi takip edebildiğini ve hataları ne kadar azaltabildiğini ölçerek sistemlerin karşılaştırılması ve ayarlanması amacıyla hizmet eder. Performans indeksinin daha düşük olması, zaman içinde hatayı minimize etme açısından kontrol sisteminin daha yüksek performansa sahip olduğunu gösterir [15].

$$IAE = \int_0^{\infty} |e(t)|dt \quad (9)$$

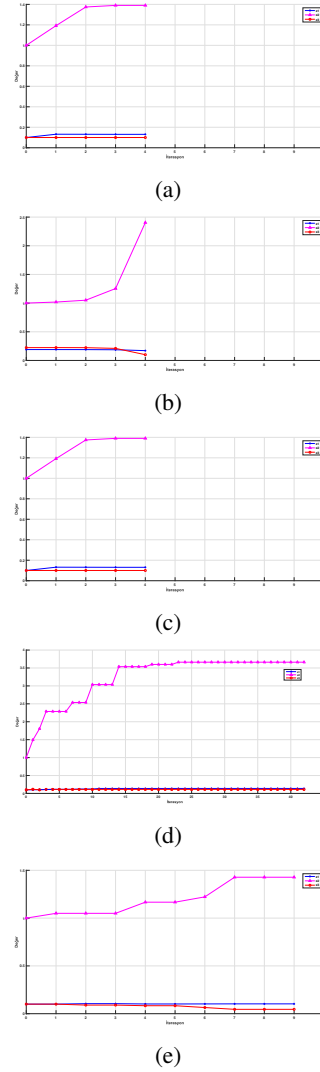
$$ISE = \int_0^{\infty} e^2(t)dt \quad (10)$$

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt \quad (11)$$

$$ITSE = \int_0^{\infty} te^2(t)dt \quad (12)$$

Tablo 5: Optimizasyon yöntemleri ve algoritmaları ile elde edilen performans indisleri

Perf. Indisleri	Gradient Descent			Pattern Search	Simplex Search
	Active-Set	Interior-Pt.	SQP		
IAE	0.2732	0.2502	0.2732	0.25896	0.2655
ISE	0.06275	0.06256	0.06275	0.06253	0.06261
ITAE	0.3192	0.2502	0.3192	0.2733	0.2907
ITSE	0.06303	0.06256	0.06303	0.06257	0.06274



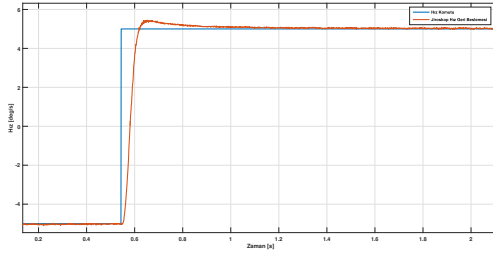
Şekil 9: Her iterasyonda tasarım değişkenleri: (a) Gradient Descent - Active Set, (b) Gradient Descent - Interior Point, (c) Gradient Descent - SQP, (d) Pattern Search, (e) Simplex Search.

Performansı sayısal olarak değerlendirmek amacıyla, IAE, ISE, ITSE ve ITAE gibi standart kriterler kullanılarak benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu kriterler, performansın nesnel bir şekilde ölçülmesini sağlar. Basamak referansları kullanıldığında elde edilen performanslara ait sayısal veriler toplanmış olup, sonuçlar Tablo 5'te sunulmuştur.

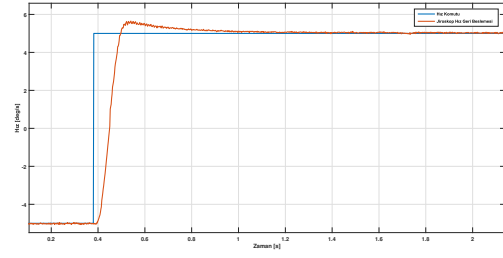
Her bir yöntem için elde edilen performans indeksi değerlerini karşılaştırmak amacıyla Şekil 11 oluşturulmuştur.

Her iterasyonda elde edilen kontrolör parametrelerinin integral kare hata (ISE) üzerindeki etkisini incelemek için, her iterasyon için kontrolör parametreleri ile birlikte integral kare hata eşzamanlı olarak hesaplanmıştır. Bu incelemenin bulguları Şekil 12'de gösterilmektedir.

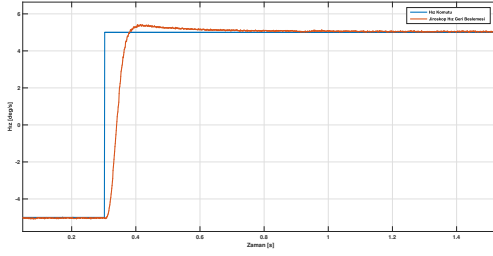
Tablo 5 ve Şekil 11'de görüldüğü üzere, bu çalışmada kullanılan gimbal sistemi için Interior-Point optimizasyon yöntemi daha iyi bir sonuç vermiştir. Bu sonuç, kullanılacak yöntem ve sistem tipine bağlı olarak değişiklik gösterebilir.



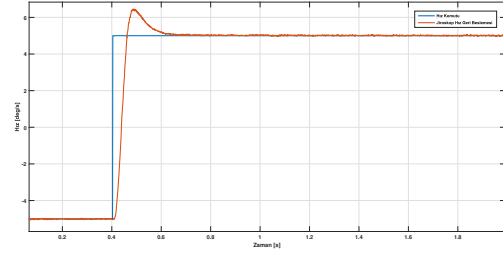
(a)



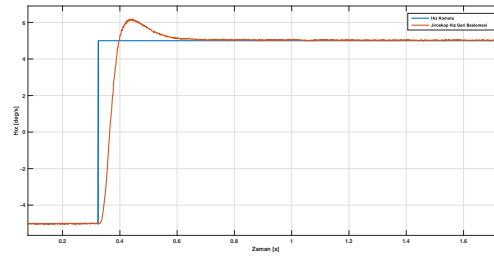
(b)



(c)

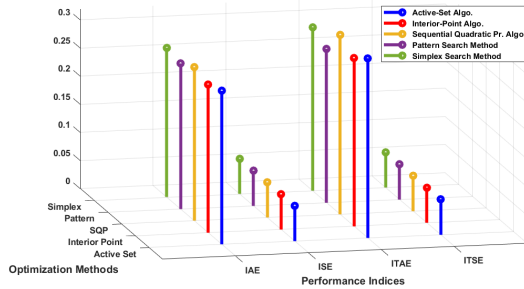


(d)



(e)

Şekil 10: FOPI optimizasyonunun gerçek sistemde detaylı sonucu; (a) Gradient Descent method - Active Set algorithm, (b) Gradient Descent method - Interior Point algorithm, (c) Gradient Descent method - Sequential Quadratic Programming algorithm, (d) Pattern Search method, (e) Simplex Search method.



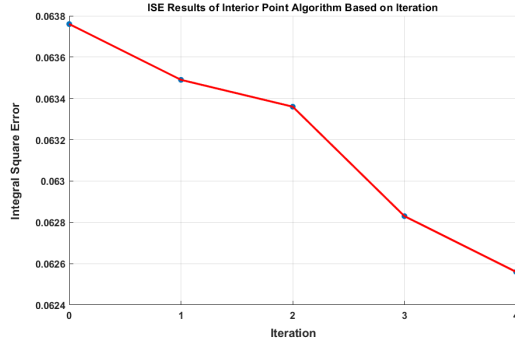
Şekil 11: İyileştirme yöntemlerinin karşılaştırılması.

Simulink'te elde edilen ve Tablo 4'te gösterilmiş olan FOPI parametreleri gerçek sistem üzerinde test edilmiştir. Gimbal sistemi üzerindeki bu testlerden sonra Şekil 10 elde edilmiştir. Elde edilen sonuçlar incelenerek aşma miktarı (overshoot) ve yükselme zamanı (rise time) değerleri belirlenmiştir.

Tablo 6: FOPI için tepki iyileştirme yöntemleri kullanılarak elde edilen zaman bölgesi özellikleri

Zaman Alanı Öz.	Gradient Descent			Pattern Search	Simplex Search
	Active-Set	Interior-Pt.	SQP		
Maks. OS [deg]	0.429	0.571	0.383	1.385	1.138
OS%	4.29	5.71	3.83	13.85	11.38
Yükselme S.[ms]	51	42	51.7	43.98	53.18

Tablo 6 incelendiğinde, Gradient Descent – Interior Point algoritmasının aşma miktarını en aza indirirken yükselme zamanını da en kısa sürede tuttuğu görülmektedir. Bu bulgu, hem teorik hem de deneysel (gerçek sistem) sonuçlarla doğrulanmıştır. Ayrıca Şekil 12'de Interior-Point algoritmasının iterasyonlar boyunca ISE (Integral Square Error) değerlerini sürekli azalttığı görülmektedir. Bu durum, algoritmanın hatayı zaman içinde etkin bir şekilde minimize ederek kararlı ve başarılı bir optimizasyon sağladığını, dolayısıyla düşük aşma miktarı ve kısa yükselme zamanı elde edilmesine doğrudan katkıda bulunduğunu göstermektedir.



Şekil 12: İterasyona bağlı Interior-Point algoritmasının integral kare hata değeri.

Tablo 7: Metot ve algoritmaların zaman alanı performans karşılaştırması

Metot / Alg.	OS	YS	Gen. Perf.
GD - AS	Orta	Uzun	Orta
GD - IP	Orta	Kısa	En iyi
GD - SQP	Düşük	Orta	İyi
PS	Çok yüksek	Orta	Zayıf
SS	Yüksek	Uzun	Zayıf

GD: Gradient Descent, AS: Active Set, IP: Interior Point, SQP: Sequential Quadratic Programming, PS: Pattern Search, SS: Simplex Search, OS: Overshoot, YS: Yükselme Süresi (Rise Time)

Tablo 7 incelendiğinde, Gradient Descent – Interior Point algoritmasının diğer yöntemlere kıyasla en düşük aşma miktarı ve en kısa yükselme zamanını sağladığı, dolayısıyla genel performansta en başarılı yöntem olduğu görülmektedir. Gradient Descent – SQP algoritması, düşük aşım ve orta yükselme zamanı ile iyi bir performans sunarken, Gradient Descent – Active Set ve Pattern Search yöntemleri orta seviyede tepki ve stabilize göstermektedir. Simplex Search algoritması ise yüksek aşım ve uzun yükselme zamanı nedeniyle en zayıf performansa sahiptir. Genel olarak sonuçlar, Interior Point algoritmasının hem aşma miktarını hem de yükselme zamanını optimize etme konusunda öne çıktığını ortaya koymaktadır.

5. Sonuçlar

Bu çalışma, gimbal sistemlerinde kesir dereceli kontrolcülerin etkilerini sunmaktadır. Çalışma süresince simülasyon ve deneysel sonuçlar elde edilmiştir. kesir dereceli parametrelerini elde etmek için farklı optimizasyon yöntemleri kullanılmıştır. Bu parametreler gerçek sistem üzerinde test edilmiş ve karşılaştırılmıştır. Sonuç olarak, bu çalışmada kullanılan gimbal sistemi için Interior-Point yönteminin en iyi performansı sergilediği gözlemlenmiştir. Bu çalışma, doğrusal olmaya yakın bir sistem üzerinde gerçekleştirilmiş olmakla birlikte, kesir dereceli kontrolcü; doğrusal olmayanlığı yüksek, sürtünmesi fazla veya ataletin yüksek olduğu sistemlerde de kullanılabilir. İncelenen gimbal sisteminin jiroskop sensöründeki gürültü dikkate alındığında, kesir dereceli kontrolcüde kullanılmayan ‘türev’ yapısı, farklı bir sistemde uygulanabilir [16].

6. Teşekkür

Yazarlar, sağlanan deneysel düzenekler için ASELSAN A.Ş. Hareket ve Kontrol Sistemleri Tasarım Müdürlüğü’ne teşekkürlerini sunar.

7. Kaynakça

- [1] Mutlu, D. (2015). Platform motion disturbances decoupling by means of inertial sensors for a motion stabilized gimbal.
- [2] Çandır, E. (2014). Cascaded proxy-based sliding mode control enhanced with disturbance observer for the stabilization and control of a gun-turret platform.
- [3] Karaca, F. (2021). Fuzzy super-twisting sliding mode control with friction compensation for two axis gimbal system.
- [4] Hilkert, J. (2008). Inertially stabilized platform technology concepts and principles, IEEE control systems magazine, 28(1), 26–46.
- [5] Zheng, W., Luo, Y., Chen, Y. and Wang, X. (2021). Synthesis of fractional order robust controller based on Bode’s ideas, ISA transactions, 111, 290–301.
- [6] Shah, P. and Agashe, S. (2016). Review of fractional PID controller, Mechatronics, 38, 29–41.
- [7] M. Riahi et al., “Design and Real-Time Implementation of a FOPI Controller for Quadrotor UAV,” ISA Transactions, vol. 104, 2020, pp. 278–288.
- [8] Y. Luo et al., “Fractional Order PI Control for DC-DC Converters,” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 3, 2021.
- [9] J. Wang and Z. Sun, “Implementation of FOPI Control on Embedded Systems for Robotic Arm Applications,” Journal of Mechatronics Systems, vol. 14, 2022.
- [10] A. Khelassi and F. Boudjema, “Real-Time Implementation of a Fractional Order PI Controller on FPGA,” Microprocessors and Microsystems, vol. 82, 2021, 103882.
- [11] Damjan Čelič, Miha Boltežar. Identification of the dynamic properties of joints using frequency–response functions, Journal of Sound and Vibration, Volume 317, Issues 1–2, 2008.
- [12] Karasoy, M.B. (2018). Implementation of fractional order controller for stabilized visual tracking system in real military platforms.
- [13] Vatansever, F. and Hatun, M. (2021). s-to-z Transformation Tool for Discretization, Gazi University Journal of Science Part C: Design and Technology, 9(4), 773–783.
- [14] Chen, Y., Petras, I. and Xue, D. (2009). Fractional order control-a tutorial, 2009 American control conference, IEEE, pp.1397–1411.
- [15] Mousakazemi, S.M.H. (2021). Comparison of the error-integral performance indexes in a GA-tuned PID controlling system of a PWR-type nuclear reactor point-kinetics model, Progress in Nuclear Energy, 132, 103604.
- [16] Chen, Y. (2006). Ubiquitous fractional order controls, IFAC Proceedings Volumes, 39(11), 481–492.

Seri RRR Robotun Kinematik ve Dinamik Analizinde Uzaysal Vektör Cebri ile Denavit-Hartenberg Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Kinematic and Dynamic Analysis of a Serial RRR Robot Using Spatial Operator Algebra and Denavit-Hartenberg Methods: A Comparative Study

Muhammed Batuhan Yarız¹, Haluk Özakyol²

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
batuyrz@gmail.com

Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Kocaeli Üniversitesi, Kocaeli
haluk.ozakyol@kocaeli.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, üç serbestlik derecesine sahip ve yalnızca dönel eklemlerden (RRR) oluşan bir robotun kinematik ve dinamik analizi, farklı yöntemlerle gerçekleştirilmiş ve elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır. Kinematik analiz kapsamında, Denavit-Hartenberg parametreleri ile dönüşüm matrislerinin oluşturulması ve Uzaysal Vektör Cebri (SOA) yaklaşımıyla eklem değişkenlerinin hesaplanması yöntemleri değerlendirilmiştir. Dinamik analizde ise yine SOA tabanlı yöntem ile Lagrange-Euler yaklaşımının performansı karşılaştırılmıştır. Matematiksel modelleme süreçlerinin tümü MATLAB ortamında gerçekleştirilmiştir. Çalışmanın sonunda, elde edilen dinamik denklemler ve analiz bulguları karşılaştırmalı olarak sunulmuş; farklı modelleme ve analiz yöntemlerinin avantaj ve dezavantajları tartışılmıştır. Bu çalışma, robotik sistemlerin analizinde kullanılan çeşitli yöntemlerin pratikteki farklarını ve uygulama sonuçlarını ortaya koymayı amaçlamaktadır.

Abstract

In this paper, the kinematic and dynamic analysis of a robot with three degrees of freedom, consisting solely of rotational (RRR) joints, was carried out using different methods, and the results were compared. Within the scope of the kinematic analysis, the methods of generating transformation matrices using Denavit-Hartenberg parameters and calculating joint variables with the Spatial Operator Algebra (SOA) approach were evaluated. For the dynamic analysis, the performance of the SOA-based method and the Lagrange-Euler approach were compared. All mathematical modeling processes were performed in the MATLAB environment. At the end of the study, the obtained dynamic equations and analysis results were presented comparatively, and the advantages and disadvantages of different modeling and analysis methods were discussed. This study aims to reveal the practical differences and application outcomes of various methods used in the analysis of robotic systems.

1. Giriş

Robotik sistemler, otomasyon ve endüstri alanlarında programlanabilir hareketler gerçekleştirebilen mekanik yapılar olarak önemli rol oynamaktadır. Robot manipülatörlerin doğru şekilde modellenmesi hem simülasyon hem de kontrol uygulamaları açısından temel bir gerekliliktir. Bu doğrultuda kinematik ve dinamik modelleme, robotun hareket kabiliyetlerinin anlaşılması ve performansının optimize edilmesi için kritik öneme sahiptir [1].

Kinematik analiz, robotun eklem değişkenleri ile uç efektörünün konumu ve yönelimi arasındaki ilişkiyi matematiksel olarak incelerken; dinamik analiz, bu hareketlerin sağlanabilmesi için gerekli olan kuvvet ve torkların belirlenmesini sağlar. Literatürde Denavit-Hartenberg (DH) parametreleriyle yapılan modelleme, robotun kinematikini standart ve sistematik bir biçimde ifade etmeyi mümkün kılar. Dinamik modellemede ise, Lagrange-Euler yöntemi enerji temelli yaklaşımı ile genel ve anlaşılır bir yol sunsa da serbestlik derecesi arttıkça işlem yükü ve sembolik karmaşıklık önemli ölçüde artmaktadır [2].

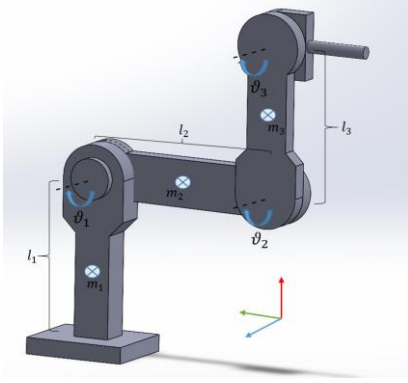
Günümüzde geliştirilen matris tabanlı modern yöntemler, özellikle Uzaysal Vektör Cebri (SOA) yaklaşımı, çok serbestlik dereceli ve karmaşık robotlarda kinematik ve dinamik analiz süreçlerini hız ve bütünlük açısından avantajlı hale getirmiştir [3].

2. Kinematik Modelleme

Kinematik modelleme, robotun uzaydaki hareketini tanımlayan temel bir adımdır ve dinamik analiz için vazgeçilmez bir ön hazırlık niteliği taşır. Kinematik modelleme sayesinde, robotun her bir eklem değişkeninin uç efektör ve bağlantı noktalarının pozisyon ve hızları üzerindeki etkisi matematiksel olarak ifade edilir. Dinamik analizde ise, kinematik olarak elde edilen bu pozisyon ve hız ilişkileri, Newton-Euler veya Lagrange-Euler

gibi yöntemlerle kuvvet ve torkların hesaplanmasında temel girdileri oluşturur.

Bu çalışma kapsamında kinematik ve dinamik analiz yöntemlerinin karşılaştırmalı olarak uygulanacağı robot, Şekil 1’de gösterilen, RRR tipinde ve düzlemsel hareket eden basit bir seri robottur. Uç efektörün son eklemlerle çakışık olduğu varsayılmıştır.

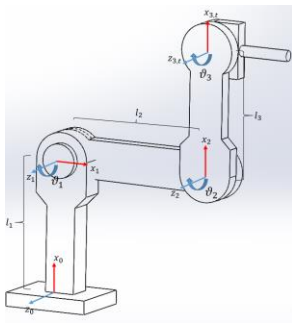


Şekil 1 : RRR Tipi Seri Robot

2.1. Denavit-Hartenberg Parametreleri ile Dönüşüm Matrislerinin Elde Edilmesi

Denavit-Hartenberg yöntemi, robot kinematikinde bir manipülâtörün eklemler ve bağlantılarının geometrik ilişkilerini tanımlamak için kullanılan standart bir parametrisasyon yöntemidir. Her iki eklemler arasındaki dönüşüm dört parametre ile ifade edilir.

Şekil 1’de sunulan düzlemsel robot için yerleştirilen eksen takımları Şekil 2’de gösterilmiştir. Bu eksen takımlarına göre oluşturulan Denavit-Hartenberg (DH) parametreleri Tablo 1’de sunulmuş ve bu parametrelere bağlı olarak elde edilen dönüşüm matrisleri ise ilgili tablolarda detaylandırılmıştır.



Şekil 2 : RRR Robot ve Eksen Takımları

Tablo 1 : RRR Robotun D-H Parametreleri

i	a_{i-1}	a_{i-1}	d_i	θ_i
0 - 1	0	l_1	0	$\theta_1 - \pi/2$
1 - 2	0	l_2	0	$\theta_2 + \pi/2$
2 - 3	0	l_3	0	θ_3

$${}^0T = \begin{bmatrix} \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) & 0 & l_1 \\ -\cos(\theta_1) & \sin(\theta_1) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, {}^1_2T = \begin{bmatrix} -\sin(\theta_2) & -\cos(\theta_2) & 0 & l_2 \\ \cos(\theta_2) & -\sin(\theta_2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$${}^2_3T = \begin{bmatrix} \cos(\theta_3) & \sin(\theta_3) & 0 & l_3 \\ -\sin(\theta_3) & \cos(\theta_3) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, {}^0_3T = {}^0_1T {}^1_2T {}^2_3T \quad (1)$$

2.2. Uzaysal Vektör Cebri ile Kinematik Analiz

Denavit-Hartenberg yönteminden farklı olarak, Uzaysal Vektör Cebri (SOA) yaklaşımında her eklemler için ayrı bir yerel eksen takımı tanımlanmasına gerek bulunmamaktadır. Eklemlerin türleri ve link özelliklerine ilişkin tüm tanımlar, tek bir küresel eksen takımı referans alınarak yapılabilmektedir. Bu çalışma kapsamında incelenen RRR tipi robotun küresel eksen takımı Şekil 1’de gösterilmiştir. İlgili robotun küresel eksen takımına göre belirlenen link ve eksen vektörleri aşağıda sunulmaktadır.

$$L_{b,1} = \begin{bmatrix} l_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, L_{1,2} = \begin{bmatrix} 0 \\ -l_2 \\ 0 \end{bmatrix}, L_{2,3} = \begin{bmatrix} l_3 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$h_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, h_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, h_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

Link vektörleri ($L_{i-1,i}$), ilgili linkin hangi eksen boyunca ne kadar uzandığını gösterirken dönme-öteleme eksen vektörleri (h_i), ilgili eklemin eğer dönel ise hangi eksen etrafında döndüğünü, eklemler prizmatik ise hangi eksen boyunca iş yaptığını belirtmektedir. Bu çalışma kapsamında analiz edilen RRR robot düzlemsel olduğu için bütün eklemler yalnızca z eksenini doğrultusunda iş yapmaktadırlar.

SOA yaklaşımında, link vektörlerinin eksi bakışlı (skew-symmetric) matrisleri kullanılarak eklemler arasında uzaysal hız aktarımını sağlayan Φ matrisleri ve dönme eksen vektörleri kullanılarak eklemler tipine bağlı olan H vektörleri oluşturulmaktadır. Dönel (revolute) eklemler için h_i vektörü altı boyutlu H_i vektörünün ilk üç satırında yer alırken, prizmatik (doğrusal) eklemler için ise alt üç satırında konumlandırılır. Bu matrisler, eklemler arasındaki hız ve ivme ilişkilerinin sistematik bir şekilde modellenmesine olanak tanır ve iki eklemler arasındaki hız aktarımını bu uzaysal hız aktarım matrisleri ve dönme eksen matrisleri ile elde edilmektedir. İlgili matrislerin formülasyonu ve iki eklemler arasındaki hız aktarımını aşağıda gösterilmiştir.

$$\hat{l}_{k-1,k} = \begin{bmatrix} 0 & -l_{(k-1,k)_z} & l_{(k-1,k)_y} \\ l_{(k-1,k)_z} & 0 & -l_{(k-1,k)_x} \\ -l_{(k-1,k)_y} & l_{(k-1,k)_x} & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\Phi_{k,k-1} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -\hat{l}_{k-1,k} & I \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\vec{H}_k = \begin{bmatrix} \vec{h}_k \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{dönel eklemler için}) \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \vec{w}_k \\ \vec{v}_k \end{bmatrix} = \phi_{k,k-1} \begin{bmatrix} \vec{w}_{k-1} \\ \vec{v}_{k-1} \end{bmatrix} + \vec{H}_k \dot{\theta}_k \quad (7)$$

Uzaysal hız aktarım matrisleri Denklem 8'de gösterildiği şekilde ardışık çarpılarak daha geniş bir hız aktarımı ifade edilebilmektedir. Genel hız aktarımı formülünü tıpkı iki eklem uygulandığı gibi bütün robota tanımlamak için aşağıda gösterilen genel matris formları kullanılmaktadır.

$$\phi_{i,j} = \phi_i \phi_{i-1} \dots \phi_{j+1} \quad (8)$$

$$\phi = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \phi_{2,1} & 1 & 0 \\ \phi_{3,1} & \phi_{3,2} & 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$H = \begin{bmatrix} \vec{H}_1 & \vec{0} & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{H}_2 & \vec{0} \\ \vec{0} & \vec{0} & \vec{H}_3 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Son eklemde uç işlevciye olan hız aktarımı formülü Denklem 11'de gösterilmiştir.

$$\phi_t = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \phi_{t,3} \end{bmatrix} \quad (11)$$

Denklem 9, 10 ve 11'den yola çıkılarak Jacobian matrisi, Denklem 12'deki şekilde elde edilir.

$$J = \phi_t \phi H \quad (12)$$

V_t altı boyutlu uç işlevci hızı kabul edilirse SOA ile elde edilen ileri kinematik ifadesi Denklem 13'teki gibidir.

$$V_t = J\dot{\theta}, V_t = \begin{bmatrix} \vec{w}_t \\ \vec{v}_t \end{bmatrix} \quad (13)$$

3. Dinamik Modelleme

Robotlarda dinamik modelleme, sistemin hareketleri sırasında ortaya çıkan kuvvet ve momentlerin analiz edilmesini sağlar. Dinamik modelleme, robotun kontrol edilmesi, hassas ve kararlı hareketlerin gerçekleştirilmesi ve gerçekçi simülasyonların oluşturulması açısından kritik öneme sahiptir. Bu süreçte, robotun kütle, atalet ve dış kuvvet etkileri dikkate alınarak, hareket denklemleri matematiksel olarak elde edilir ve kontrol algoritmalarının geliştirilmesinde kullanılır.

3.1. Lagrange-Euler Denklemi ile Dinamik Analiz

Lagrange-Euler denklemi, robotun enerji ifadelerinden yola çıkarak dinamik denklemlerini oluşturur ve her eklem için hareket denklemlerini elde etmeye olanak tanır. Temel Lagrange formülü aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir.

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} - \frac{\partial L}{\partial q_i} = \tau_i \quad (i=1,2,\dots,n) \quad (14)$$

Burada q , eklem değişkenlerini ($q = [\theta_1 \theta_2 \theta_3]^T$) ve \dot{q} da bu eklem değişkenlerinin zamana bağlı değişimlerini ifade etmektedir. L fonksiyonu, sistemin toplam kinetik enerjisinden (T), sistemin toplam potansiyel enerjisinin (V) çıkarılması ile elde edilmektedir ($L = T - V$). Kinetik enerji, her link için translasyonel (kütle merkezinin hareketi) ve rotasyonel (linkin kendi ekseninde dönmesi) bileşenleriyle hesaplanmıştır. Lagrange-Euler metodunda kullanılan kütle merkezi vektörleri, Denavit-Hartenberg metodunda ilgili eklem yerleştirilen eksenlere göre oluşturulmaktadır.

$$T = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} m_i (\dot{v}_i^T \dot{v}_i) + \frac{1}{2} I_i \dot{w}_i^2 \quad (15)$$

Burada n eklem sayısı olmak üzere; m_i ilgili linkin kütlesini, v_i kütle merkezinin hız vektörünü, I_i linkin atalet momentini, w_i ise açısal hızını göstermektedir. Açısal hız vektörü doğrudan transformasyon matrisinin ilgili eksen bileşeninden alınmaktadır ancak çizgisel hız eldesi için önce kütle merkezlerinin konumu daha sonra da Jacobian matrisine ihtiyaç duyulmaktadır. Her bir linkin kütle merkezi konumu dönüşüm matrislerinin pozisyon vektörleri ile çarpılmasıyla elde edilmektedir.

$$h_i = {}^0T \cdot \Delta h_i \quad (16)$$

Pozisyon vektörlerinin eklem değişkenlerine göre türevleri alınarak Jacobian matrisleri oluşturulmaktadır ve kütle merkezlerinin çizgisel hızları, bu matrislerle eklem hızlarının çarpılmasıyla hesaplanmaktadır.

$$v_i = J_{vi}(q) \cdot \dot{q} \quad (17)$$

Potansiyel enerji ise, her linkin kütle merkezinin yerçekimi etkisi altında konumuna bağlı olarak Denklem 16'da gösterildiği şekilde hesaplanmaktadır.

$$V = \sum_{i=1}^n m_i g h_i \quad (18)$$

Bu çalışma kapsamında, kinetik ve potansiyel enerji ifadeleri MATLAB ortamında parametrik olarak elde edilmiştir. Ayrıca, Denklem 14'te verilen tork formülü de yine MATLAB ortamında hesaplanmıştır. Şekil 1'de sunulan RRR Robotun parametrik girdileri için elde edilen tork çıktıları aşağıda sunulmaktadır. . Link kütleleri özdeş ($m_1 = m_2 = m_3 = m$) kabul edilmiştir.

```
Tork 1 = 3*Izz*ddth1
+ 2*Izz*ddth2 + Izz*ddth3 + (981*L3*m*cos(th1 + th2
+ th3))/200 - (981*L2*m*sin(th1 + th2))/200
- (981*L3*m*sin(th1 + th2))/100 + (L1^2*ddth1*m)/4
+ (9*L2^2*ddth1*m)/4 + (L2^2*ddth2*m)/4 + (5*L3^2*ddth1*m)/4
+ (5*L3^2*ddth2*m)/4 + (L3^2*ddth3*m)/4
+ (981*L1*m*cos(th1))/200 + (981*L2*m*cos(th1))/50
- (L2^2*dth2^2*m*cos(th2))/2 + (L3^2*dth3^2*m*cos(th3))/2
- L2^2*ddth1*m*sin(th2) - (L2^2*ddth2*m*sin(th2))/2
+ L3^2*ddth1*m*sin(th3) + L3^2*ddth2*m*sin(th3)
+ (L3^2*ddth3*m*sin(th3))/2 - L2*L3*dth2^2*m*cos(th2)
- L2^2*dth1*dth2*m*cos(th2) + L3^2*dth1*dth3*m*cos(th3)
+ L3^2*dth2*dth3*m*cos(th3) + L2*L3*ddth1*m*cos(th2 + th3)
+ (L2*L3*ddth2*m*cos(th2 + th3))/2 + (L2*L3*ddth3*m*cos(th2
+ th3))/2 - 2*L2*L3*ddth1*m*sin(th2)
- L2*L3*ddth2*m*sin(th2) - (L2*L3*dth2^2*m*sin(th2 + th3))/2
- (L2*L3*dth3^2*m*sin(th2 + th3))/2
- 2*L2*L3*dth1*dth2*m*cos(th2) - L2*L3*dth1*dth2*m*sin(th2
+ th3) - L2*L3*dth1*dth3*m*sin(th2 + th3)
- L2*L3*dth2*dth3*m*sin(th2 + th3)
```

Şekil 3 : RRR Robotta İlk Eklem Tork İfadesi

```

Tork 2 = 2*Izz*ddth1
+ 2*Izz*ddth2 + Izz*ddth3 + (981*L3*m*cos(th1 + th2
+ th3))/200 - (981*L2*m*sin(th1 + th2))/200
- (981*L3*m*sin(th1 + th2))/100 + (L2^2*ddth1*m)/4
+ (L2^2*ddth2*m)/4 + (5*L3^2*ddth1*m)/4 + (5*L3^2*ddth2*m)/4
+ (L3^2*ddth3*m)/4 + (L2^2*dth1^2*m*cos(th2))/2
+ (L3^2*ddth3^2*m*cos(th3))/2 - (L2^2*ddth1*m*sin(th2))/2
+ L3^2*ddth1*m*sin(th3) + L3^2*ddth2*m*sin(th3)
+ (L3^2*ddth3*m*sin(th3))/2 + L2*L3*dth1^2*m*cos(th2)
+ L3^2*dth1*dth3*m*cos(th3) + L3^2*dth2*dth3*m*cos(th3)
+ (L2*L3*ddth1*m*cos(th2 + th3))/2 - L2*L3*ddth1*m*sin(th2)
+ (L2*L3*dth1^2*m*sin(th2 + th3))/2

```

Şekil 4 : RRR Robotta İkinci Eklemin Tork İfadesi

```

Tork 3 = Izz*ddth1
+ Izz*ddth2 + Izz*ddth3 + (981*L3*m*cos(th1 + th2
+ th3))/200 + (L3^2*ddth1*m)/4 + (L3^2*ddth2*m)/4
+ (L3^2*ddth3*m)/4 - (L3^2*dth1^2*m*cos(th3))/2
- (L3^2*dth2^2*m*cos(th3))/2 + (L3^2*ddth1*m*sin(th3))/2
+ (L3^2*ddth2*m*sin(th3))/2 - L3^2*dth1*dth2*m*cos(th3)
+ (L2*L3*ddth1*m*cos(th2 + th3))/2 + (L2*L3*dth1^2*m*sin(th2
+ th3))/2

```

Şekil 5 : RRR Robotta Üçüncü Eklemin Tork İfadesi

Lagrange-Euler yöntemiyle oluşturulan her bir tork denklemi, kinematik ve dinamik terimlerin tamamının türevlerinin zincirleme olarak alınmasını gerektirir. n eklemlilik bir sistemde, bu türevler n^2 mertebesinde karmaşıklıkla ve sembolik ifadelerin hızla büyümesine yol açar. Dolayısıyla yüksek serbestlik dereceli robotlarda işlem yükü, hem sembolik hesaplama hem de sayısal çözüm açısından pratikte ciddi bir engel oluşturabilmektedir [4].

3.2. Uzaysal Vektör Cebri ile Dinamik Analiz

Uzaysal Vektör Cebri (SOA) yöntemi, robotun dinamik analizini kompakt matris ifadeleriyle sistematik olarak gerçekleştirmeye olanak tanır. Bu yaklaşımda, kuvvet, ivme ve hız büyüklükleri uzaysal vektörler olarak ifade edilir ve dinamik denklemler, tüm robot sistemi için birleşik şekilde elde edilir. Böylece, karmaşık sistemlerde dahi dinamik analizler etkin ve bütüncül bir biçimde gerçekleştirilebilir [5].

3.2.1. Eklemler Arasındaki İvme Aktarımı

$$\vec{w}_k = \vec{w}_{k-1} + \vec{h}_k \dot{\theta}_k, \quad \vec{v}_k = \vec{v}_{k-1} + \vec{w}_{k-1} \times \vec{l}_{k-1,k} \quad (19)$$

Denklem 19'da SOA metodu ile her bir dönel eklemin açısız ve çizgisel hızlarının nasıl elde edildiği verilmiştir. Dinamik modelde bu ifadenin türevi alınarak açısız ve çizgisel ivme elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \vec{w}_k \\ \vec{v}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & 0 \\ -\vec{l}_{k-1,k} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{w}_{k-1} \\ \vec{v}_{k-1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{h}_k \\ \vec{0} \end{bmatrix} \dot{\theta}_k + \vec{a}_k \quad (20)$$

$$\vec{a}_k = \begin{bmatrix} \vec{w}_{k-1} \times \vec{w}_k \\ \vec{w}_{k-1} \times (\vec{w}_{k-1} \times \vec{l}_{k-1,k}) \end{bmatrix} \quad (21)$$

Çizgisel ve açısız hızların türevi alınarak elde edilen ivme ifadesindeki \vec{a}_k , bir önceki eklemden kaynaklanan merkezkaç ve coriolis gibi dinamik etkileri ifade etmektedir. Seri robot üzerinde hareketli platformdan uç işlevciye doğru ivme aktarımı formülü, Denklem 22'de gösterilmektedir.

$$\vec{V} = \Phi(H\vec{\theta} + \underline{a}) \quad (22)$$

3.2.2. Tork Denkleminin Uzaysal Vektör Cebri ile Elde Edilmesi

SOA metodu ile iki eklemler arasındaki tork ve kuvvet aktarımı ifadesi Denklem 23'teki gibi yazılabilmektedir.

$$\begin{bmatrix} \vec{\tau}_k \\ \vec{f}_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I & \vec{l}_{k,k+1} \\ 0 & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\tau}_{k+1} \\ \vec{f}_{k+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_k & m_k \cdot \vec{l}_{k,c} \\ -m_k \cdot \vec{l}_{k,c} & I \cdot m_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{w}_k \\ \vec{v}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \vec{w}_k \times I_k \cdot \vec{w}_k \\ m_k \cdot \vec{w}_k \times (\vec{w}_k \times \vec{l}_{k,c}) \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$\vec{b}_k = \begin{bmatrix} \vec{w}_k \times I_k \cdot \vec{w}_k \\ m_k \cdot \vec{w}_k \times (\vec{w}_k \times \vec{l}_{k,c}) \end{bmatrix} \quad (24)$$

Denklem 22'de gösterilen \vec{b}_k ifadesi, uzuv uzaysal kuvvetler artan terimleri vektördür. Denklem 23, tıpkı kinematikte yapıldığı gibi Denklem 25'teki şekilde bütün uzuvlara uyarlanabilmektedir.

$$F = \Phi^T (M \cdot \vec{V} + \underline{b}) \quad (25)$$

Denklem 25'te F, Şekil 1'deki üç eklemlilik RRR robot için 18×1 'lik genel kuvvet vektörü, M 18×18 'lik kütle matrisi, \vec{V} bütün uzuvların ivme vektörü ve \underline{b} de artan terimler vektördür. Denklem 25 sayesinde son uzuvdan ilk uzva kadar yüksüz uzaysal kuvvet aktarımı gerçekleştirilmiş olur. Denklem 22'de elde edilen \vec{V} açılımının Denklem 25'te yerine yazıldığı yeni tork denklemi aşağıda gösterilmiştir.

$$F = \Phi^T (M \Phi (H\vec{\theta} + \underline{a}) + \underline{b}) \quad (26)$$

Elde edilen tork ve kuvvet ifadesi ile sistemin genel dönme eksenli matrisinin transpozunu çarpıldığında her bir eklemden serbestlik derecesi yönünde oluşan torku elde etmek mümkündür.

$$\tau = H^T F \quad (27)$$

$$\tau = H^T \Phi^T (M \Phi (H\vec{\theta} + \underline{a}) + \underline{b}) \quad (28)$$

Denklem 28 temel alınarak MATLAB ortamında gerçekleştirilen SOA hesaplamaları sonucunda, eklemlerde elde edilen tork çıktıları Şekil 6, Şekil 7 ve Şekil 8'de sunulmuştur.

```

Tork 1 = 3*Izz*ddth1
+ 2*Izz*ddth2 + Izz*ddth3 - (2943*L3*m*sin(th1 + th2))/200
+ 3*L2^2*ddth1*m + (L2^2*ddth2*m)/2 + 2*L3^2*ddth1*m
+ 2*L3^2*ddth2*m + (L3^2*ddth3*m)/2 + (981*L2*m*cos(th1))/40
- 3*L2*L3*ddth1*m*sin(th2) - (3*L2*L3*ddth2*m*sin(th2))/2
- (L2*L3*ddth3*m*sin(th2))/2

```

Şekil 6 : İlk Eklemin Tork İfadesi

```

Tork 2 = 2*Izz*ddth1
+ 2*Izz*ddth2 + Izz*ddth3 - (2943*L3*m*sin(th1 + th2))/200
+ (L2^2*ddth1*m)/2 + 2*L3^2*ddth1*m + 2*L3^2*ddth2*m
+ (L3^2*ddth3*m)/2 + (981*L2*m*cos(th1))/200
- (3*L2*L3*ddth1*m*sin(th2))/2

```

Şekil 7 : İkinci Eklemin Tork İfadesi

$$\begin{aligned} \text{Tork 3} = & I_{zz} \cdot \ddot{\theta}_1 \\ & + I_{zz} \cdot \ddot{\theta}_2 + I_{zz} \cdot \ddot{\theta}_3 - (981 \cdot L_3 \cdot m \cdot \sin(\theta_1 + \theta_2)) / 200 \\ & + (L_3^2 \cdot \ddot{\theta}_1 \cdot m) / 2 + (L_3^2 \cdot \ddot{\theta}_2 \cdot m) / 2 \\ & - (L_2 \cdot L_3 \cdot \ddot{\theta}_1 \cdot m \cdot \sin(\theta_2)) / 2 \end{aligned}$$

Şekil 8 : Üçüncü Eklemin Tork İfadesi

4. Simülasyon Sonuçları ve Karşılaştırma

Şekil 1’de gösterilen RRR tipi düzlemsel robotun kinematik ve dinamik analizleri, farklı yöntemler kullanılarak MATLAB ortamında gerçekleştirilmiş olup, bu bölümde elde edilen simülasyon sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır.

Kinematik analizde Denavit–Hartenberg (DH) yöntemi, her bir eklemin için yerel bir eksen takımı tanımlanmasını ve bu eksen takımları arasındaki konum ile yönelim ilişkilerinin homojen dönüşüm matrisleri aracılığıyla ifade edilmesini gerektirmektedir. Bu yöntemde, uç efektörün konum ve yönelimi, tüm dönüşüm matrislerinin art arda çarpılması yoluyla elde edilmekte olup, eklemlerindeki artış hesaplama sürecinde matris çarpım sayısının ve dolayısıyla hesaplama yükünün artmasına neden olmaktadır. Buna karşılık Uzaysal Vektör Cebri (SOA), tüm tanımlamaları tek bir küresel S eksen takımına göre yaparak her eklemin için ayrı bir eksen tanımlama gereksinimini ortadan kaldırmakta ve bu sayede dönüşüm zincirlerinin uzunluğunu azaltarak hesaplama sürecini daha doğrudan ve verimli bir şekilde gerçekleştirebilmektedir.

Tablo 2 : Kinematik Analiz Metotlarının Performans Karşılaştırması

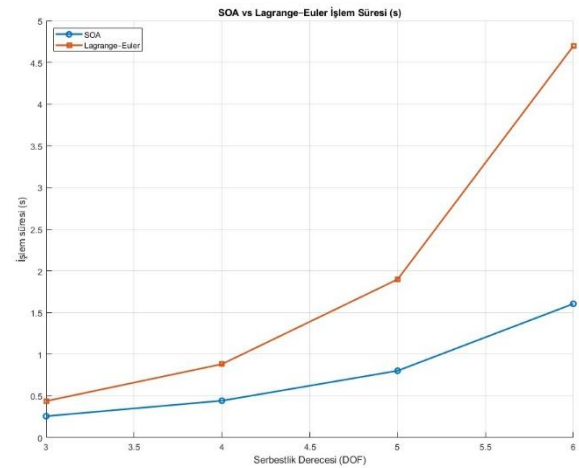
	Denavit-Hartenberg	Uzaysal Vektör Cebri (SOA)
Eksen Takımı Yerleştirilmesi	n eklemlili robot için n eksen takımı	Yalnızca küresel eksen takımı
İleri Kinematik Formülasyonu	n eklemlili robot için: ${}^0T_n = {}^0T_1 {}^1T_2 {}^2T_3 \dots {}^{n-1}T_n$	$\vec{V}_t = J\dot{\theta}$
Uygulama Kolaylığı	Literatürde daha yaygın ve görece kolay bir yöntem	Altyapısal olarak daha ileri düzey

Lagrange–Euler yöntemi, kinetik ve potansiyel enerjilerin farkı üzerinden hareket denklemlerini türeten enerji tabanlı bir yaklaşımdır. Ancak her eklemin için ayrı türev ve sadeleştirme gerektirdiğinden, yüksek serbestlik derecelerinde sembolik karmaşıklık hızla artar. Buna karşılık Uzaysal Vektör Cebri (SOA), kuvvet ve hızları altı boyutlu vektörler olarak ifade ederek dinamik denklemleri matris-çarpım formunda ve rekürsif biçimde oluşturur; bu sayede yüksek DOF’lu robotlarda daha verimli ve ölçeklenebilir hesaplama sağlar. Lagrange–Euler yöntemi eğitimde yaygın olsa da, SOA gerçek zamanlı kontrol ve optimizasyon uygulamalarında tercih edilir [6],[13].

Tablo 3 : Dinamik Analiz Metotlarının Performans Karşılaştırması

	Lagrange-Euler	Uzaysal Vektör Cebri (SOA)
Jacobian İfadesi	Konum vektörlerinin eklem değişkenlerine göre sütun bazlı türevleri	$J = \partial_t \phi H$
Hesaplama Yapısı	Türev ve iteratif bazlı işlem	Matrislere dayalı işlem yapısı
İşlem Hızı	Yüksek serbestlik derecesinde düşük hız	Serbestlik derecesi fark etmeksizin hızlı
1. Türev	Var	Var
2. Türev	Var	Yok
Kısmi Türev	Var	Yok
Modülerlik	Sisteme yeni eklem eklendiğinde baştan türetme gerekir	Sistemin yeniden yapılandırılmasına duyarlı

Şekil 1’de sunulan robotun MATLAB ortamında Lagrange-Euler ve Uzaysal Vektör Cebri (SOA) ile dinamik analizi ayrı ayrı yapılmıştır. SOA ile dinamik analizin MATLAB ortamında modellenmesinde Recursive Newton-Euler algoritması koşturulmuştur. Elde edilen simülasyon çıktıları ve serbestlik derecesi arttıkça farklı dinamik analiz metotlarının ne kadar sürede sonuca ulaştığı Şekil 9 ve Tablo 4’te sunulmuştur.



Şekil 9 : Farklı Serbestlik Derecelerine göre SOA ve Lagrange-Euler Hesaplama Süreleri (saniye)

Tablo 4 : Dinamik Analiz Metotlarının Farklı Serbestlik Derecelerine göre Cevap Süreleri (saniye)

	Lagrange-Euler	Uzaysal Vektör Cebri (SOA)
3-DOF Cevap Süresi (s)	0.490299 s	0.281748 s
6-DOF Cevap Süresi (s)	4.734960 s	1.672494 s
10-DOF Cevap Süresi (s)	289.5954 s	72.93 s

Tablo 4 ve Şekil 9 yorumlanacak olursa, Uzaysal Vektör Cebri'nin Lagrange-Euler'e kıyasla daha hızlı ve daha kompakt bir çözüm sunduğu görülebilmektedir. Simülasyonlar, Windows 10 işletim sistemi ile MATLAB 23b sürümünde yapılmıştır.

Bu çalışmada, düzlemsel bir RRR seri robotun kinematik ve dinamik analizi için farklı yöntemler ayrıntılı biçimde incelenmiş ve uygulama sonuçları karşılaştırılmıştır. Kinematik analizde, Denavit-Hartenberg (DH) parametreleri ile dönüşüm matrislerinin oluşturulmasının, özellikle eğitim ve öğretim amaçlı çalışmalarda büyük kolaylık sağladığı görülmüştür. DH yöntemi, eklem parametrelerinin ve uzuvların konumlarının sistematik ve standart bir şekilde modellenmesine imkân vererek öğrencilerin temel kinematik kavramları kavramasını kolaylaştırmaktadır. Ayrıca, DH parametreleriyle kurulan dönüşüm matrisleri, robotun yapısal özelliklerinin hızlı ve şeffaf biçimde anlaşılmasına olanak tanır [7].

Dinamik analizde ise, Lagrange-Euler yaklaşımının temel fiziksel ilkelere (enerji, kuvvet, tork) dayanması sebebiyle anlaşılır ve temel bir yöntem olduğu belirtilmiştir. Ancak, Lagrange-Euler metodu ile elde edilen denklemlerin çıkarılması, özellikle eklem sayısı arttıkça, yüksek işlem yüküne ve karmaşık matematiksel ifadelerle yol açmaktadır. Bu durum, hem hesaplama süresini uzatmakta hem de hata yapma riskini artırmaktadır. Bu nedenle, Lagrange-Euler yöntemi özellikle yüksek serbestlik dereceli robotlar için pratikte dezavantajlı olabilmektedir [8], [9].

Bu dezavantajları aşmak amacıyla Uzaysal Vektör Cebri (SOA) tabanlı yöntemler ön plana çıkmaktadır. SOA yöntemi, hem kinematik hem de dinamik analizlerde, tüm eklemler ve bağlantılar arasındaki ilişkileri matris ve vektör işlemleriyle kompakt biçimde ifade etme imkanı sunar. Bu yaklaşım, özellikle çok serbestlik dereceli ve karmaşık yapıya sahip robotlarda işlem hızını ve modelleme esnekliğini önemli ölçüde artırmaktadır. SOA'nın bu avantajları sayesinde, dinamik ve kinematik analizlerin bütüncül ve hatasız şekilde gerçekleştirilmesi mümkün hale gelmektedir. Ayrıca, SOA'nın matris-temelli yapısı, algoritmaların bilgisayar ortamında programlanmasını ve otomatikleştirilmesini kolaylaştırmaktadır [10].

Kaynakça

- [1] P. Corke, Robotics, Vision and Control, 2nd ed. Berlin, Germany: Springer, 2017.
- [2] Z. Bingül and S. Küçük, *Robot Dinamiği ve Kontrolü*. İstanbul, Türkiye: Birsan Yayınevi, 2004.
- [3] G. Rodriguez, A. Jain, and K. Kreutz-Delgado, "A spatial operator algebra for manipulator modeling and control," The International Journal of Robotics Research, vol. 10, no. 4, pp. 371–381, 1991.
- [4] M. W. Spong, S. Hutchinson, and M. Vidyasagar, Robot Modeling and Control, 2nd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2020.
- [5] H. Özakyol, C. Karaman, and Z. Bingül, "Robotics toolbox for kinematic analysis and design of hybrid multibody systems," in Proc. IEEE Int. Conf. on Advanced Robotics (ICAR), Hong Kong, China, 2017, pp. 401–406.
- [6] J. Denavit and R. S. Hartenberg, "A kinematic notation for lower-pair mechanisms based on matrices," ASME Journal of Applied Mechanics, vol. 22, pp. 215–221, 1955.
- [7] J. J. Craig, Introduction to Robotics: Mechanics and Control, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ, USA: Pearson Prentice Hall, 2005.
- [8] B. Siciliano, L. Sciavicco, L. Villani, and G. Oriolo, Robotics: Modelling, Planning and Control. London, U.K.: Springer, 2010.
- [9] A. Jain and G. Rodriguez, "An analysis of the operational space formulation for serial and parallel manipulators," IEEE Transactions on Robotics and Automation, vol. 11, no. 4, pp. 487–498, 1995.
- [10] [Y. Kim and J. Park, "Comparative analysis of recursive Newton-Euler and Lagrange-Euler algorithms for robotic manipulators," arXiv preprint arXiv:2306.17793, 2023.
- [11] R. M. Murray, Z. Li, and S. S. Sastry, A Mathematical Introduction to Robotic Manipulation. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 1994.
- [12] R. Featherstone, Rigid Body Dynamics Algorithms. Berlin, Germany: Springer, 2008.
- [13] H. Özakyol, C. Karaman, and Z. Bingül, "Advanced robotics analysis toolbox for kinematic and dynamic design and analysis of high-DOF redundant serial manipulators," Computer Applications in Engineering Education, vol. 27, no. 6, pp. 1429–1452, 2019.

Değişken Referans Sinyalleri ve Yük Koşulları Altında İki Tekerlekli Tırmanma Robotlarında PI Kontrolörün Performans Analizi

PI Controller Performance Analysis in Two-Wheeled Climbing Robots Under Effects of Various Reference Signals and Load Conditions

Buse Tacal Ucu¹, Claudia Fernanda Yaşar²

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

¹{btacal}@yildiz.edu.tr ²{cfyasar}@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, tırmanma robotlarında hız kontrolü için tasarımı yapılan PI kontrolörün performansı üç farklı çalışma koşulunda kapsamlı şekilde incelenmiştir: (i) robot zeminde hareket ederken uygulanan basamak referans sinyali, (ii) robot zeminde hareket ederken uygulanan Bézier referans sinyali ve (iii) robot tırmanırken (yük taşırken) uygulanan Bézier referans sinyali. Her koşulda sistem dinamikleri, hız yanıtları, hata metrikleri ve kontrol sinyalleri detaylı olarak analiz edilmiş; referans sinyali türü ile yük etkilerinin kontrol performansı üzerindeki etkileri değerlendirilmiştir. Elde edilen bulgular, özellikle dinamik ve değişken yük yapısına sahip tırmanma robotları gibi sistemlerde PI kontrolörün etkinliğini ortaya koymakta ve referans sinyali seçimi ile yük adaptasyonuna yönelik önemli çıkarımlar sunmaktadır.

Abstract

This study comprehensively investigates the performance of a PI controller designed for velocity control in climbing robots under three different operating conditions: (i) a step reference signal applied while the robot moves on the ground, (ii) a Bézier reference signal applied while the robot moves on the ground, and (iii) a Bézier reference signal applied while the robot climbs under load conditions. In each condition, system dynamics, velocity responses, error metrics, and control signals are thoroughly analyzed, and the effects of reference signal type and load on control performance are evaluated. The findings demonstrate the effectiveness of the PI controller in systems with dynamic and variable load characteristics, such as climbing robots, and provide valuable insights for reference signal selection and load adaptation.

1. Giriş

Tırmanma robotları, geleneksel erişim yöntemlerinin tehlikeli veya imkansız olduğu durumlarda endüstriyel bakım ve inceleme faaliyetlerinde vazgeçilmez araçlar haline gelmiştir. Bu

robotlar, gemi inşası, havacılık, petrokimya, enerji üretimi ve inşaat gibi birçok sektörde dikey veya eğimli yüzeylerde güvenli müdahalelere olanak sağlayarak operasyonel verimliliği ve iş güvenliğini artırmaktadır [1, 2].

Ancak, dikey hareketin doğasından kaynaklanan karmaşıklıklar nedeniyle tırmanma robotlarının geliştirilmesi bir dizi zorluk içermektedir. Güvenilir yapışma mekanizmalarının tasarlanması, değişken yapışma kuvvetleri, Coulomb sürtünmesi ve yerçekimi etkilerinin neden olduğu doğrusal olmayan sistem dinamiklerinin yönetimi, kararlı hareket sağlanması için kritik konulardır [3, 4]. Ayrıca, robotların üzerinde bulunan motor, aktüatör, güç kaynağı ve sensör dizilerinin oluşturduğu yükler sistemin ataleti ve kontrol gereksinimlerini artırmaktadır.

Tırmanma robotlarında yaygın olarak kullanılan doğru akım (DC) motorları, düşük hızlarda ve değişken yük koşullarında kontrol zorlukları yaşamaktadır. Bu motorların sürtünme ve ataletle bağlı doğrusal olmayan davranışları, kontrol performansını olumsuz etkileyebilir [5]. Bu nedenle, farklı kontrol stratejilerinin geliştirilmesi ve test edilmesi önemlidir.

Tırmanma robotlarında kullanılan kontrol yöntemleri arasında klasik PID ve PI kontrolörler yaygın olmakla birlikte, sistem dinamiğinin doğrusal olmayan yapısı ve dışsal bozucu etkiler nedeniyle gelişmiş kontrol tekniklerine de ihtiyaç duyulmaktadır. Literatürde iki serbestlik dereceli kontrolör yapıları, H_∞ kontrol, Model Referans Adaptif Kontrol (MRAC) ve bozucu gözleyici temelli kontrol (DOB) gibi yöntemler sıklıkla tercih edilmektedir [6, 7, 8, 9]. Bu yöntemler, sürtünme, model belirsizlikleri, yük değişimleri gibi zorlukların üstesinden gelerek sistem performansını artırmayı hedeflemektedir. Ayrıca, yapay zeka temelli bulanık mantık ve sinir ağı yaklaşımları, adaptasyon ve öğrenme yetenekleriyle kontrol süreçlerini iyileştirmektedir [10, 11].

Bu kapsamda, karmaşık ve değişken yük koşullarında basit yapısı ve gerçek zamanlı uygulanabilirlik avantajı nedeniyle PI kontrolörler etkin bir kontrol stratejisi olarak değerlendirilmektedir. Bu çalışmada, gerçek zamanlı PI kontrolörün basamak ve Bézier referans sinyalleri altında performansı incelenmiştir. Performans değerlendirmesi, robotun zeminde hareket ettiği yüksüz ve tırmanma hareketi sırasında yüklü olmak üzere iki farklı çalışma koşulunda gerçekleştirilmiştir.

Elde edilen hız yanıtları, hata sinyalleri ve kontrol sinyalleri

analiz edilerek, farklı referans türleri ve yük koşullarının sistem üzerindeki etkileri değerlendirilmiştir. Özellikle, geçici (transient) rejimde referans sinyalinin takip performansının kontrol başarısı açısından kritik bir rol oynadığı ortaya konmuştur.

Yükli ve yüksüz çalışma koşullarının karşılaştırılması, gerçek zamanlı uygulamalarda farklı yük durumlarının kontrol performansına etkisini net biçimde ortaya koymuştur. Elde edilen bulgular, dinamik ve değişken yük yapısına sahip tırmanma robotları gibi sistemlerde etkin ve sağlam kontrol stratejileri geliştirilmesi için önemli bir temel teşkil etmektedir.

Çalışmanın ikinci kısmında, iki tekerlekli tırmanma robotu ve bu robotun matematiksel modeli hakkında ön bilgiler sunulmuştur. Üçüncü kısımda, bu çalışmada kullanılan kontrol algoritması olan PI kontrolör tasarımı anlatılmıştır. Dördüncü kısımda ise tasarımı yapılan kontrolörün gerçek zamanlı performansını göstermek amacıyla elde edilen deneysel sonuçlar paylaşılmıştır. Son olarak, beşinci bölümde çalışmanın sonuçları özetlenerek bildiri tamamlanmıştır.

2. İki Tekerlekli Tırmanma Robotu

Bu çalışmada, gerçek zamanlı uygulamalarda kullanılan iki tekerlekli prototipe ait çizimler ve prototipin görseli Şekil 1'de sunulmaktadır. Şekil 1a'da, metalik bir duvar üzerinde konumlanan iki tekerlekli tırmanma robotunun ana gövdesini gösteren çizim; Şekil 1b'de ise robotun tırmanma işlevini gerçekleştirmesini sağlayan tekerleklerine ait çizim yer almaktadır. Tekerlekler, neodyum mıknatıslar kullanılarak metalik yüzeylerde tırmanma yeteneğine sahiptir. Ayrıca, sürtünme kuvvetini artırmak amacıyla mıknatısların yanına vakum birimleri yerleştirilmiştir. Böylece, yüzeye tutunma ve tırmanma için gerekli manyetik kuvvet ile sürtünme kuvveti birlikte elde edilmiştir. Şekilde sunulan tasarım, üç boyutlu yazıcı ile üretilmiştir. Deneylerde kullanılan prototipin metalik duvar üzerinde üstten görünümü ise Şekil 1c'de verilmektedir.

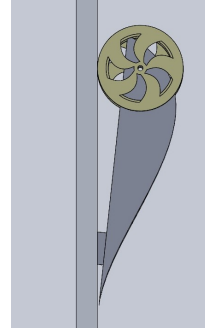
İki tekerlekli tırmanma robotunun modelini oluşturmak için öncelikle genel bir DC motor modeli ele alınmıştır. İki tekerlekli tırmanma robotunun her iki motoru için aşağıdaki denklemler elde edilmiştir ve sistem tanıma sonuçları gerçekleştirilmiştir.

Bu çalışmada ele alınan eyleyici, motora verilen akımı kontrol eden bir servo yükseltici ile beslenmektedir. Bu akım, kontrolör tarafından servo yükselticiye verilen gerilimle orantılıdır. Buradan hareketle, toplam motor torku

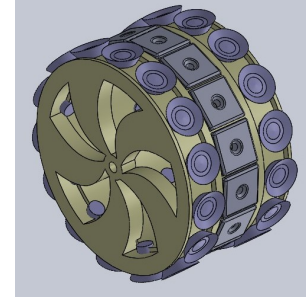
$$\Gamma_m(t) = K_t v_m(t) = J\ddot{\theta}(t) + v\dot{\theta}(t) + \Gamma_d(t) \quad (1)$$

şeklinde tanımlanmaktadır [12]. Burada, K_t motor sabitini, v viskoz sürtünme katsayısını, J motor atalet sabitini ve $\theta(t)$, $\dot{\theta}(t)$, $\ddot{\theta}(t)$ ise sırasıyla motor pozisyonunu, hızını ve ivmesini ifade etmektedir. Ayrıca, $\Gamma_d(t)$ tekerleklerin maruz kaldığı bozucu etkiye ek olarak motor konumlandırmasındaki değişiklikler, robotun kafa açısı ve robotik sistemi metalik duvar üzerinde sabitlenmesini sağlayan manyetik kuvvetler gibi dış faktörlerden kaynaklanan artan motor ataleti, motorun ataletindeki değişiklikleri ve yerçekimi etkileri sebebiyle oluşan toplam torku ifade etmektedir. Yukarıda verilen DC motor modeli, indirgenmiş ve doğrusal bir denklem halinde

$$K_t v_m(t) = J\ddot{\theta}(t) + v\dot{\theta}(t) \quad (2)$$



(a) Metalik duvar üzerinde konumlanan ana gövde çizimi



(b) Tekerleklerin çizimi



(c) Metalik duvar üzerindeki prototipin üstten görünümü

Şekil 1: İki tekerlekli tırmanma robotuna ait çizimler ve prototipin görseli

olarak ifade edilmiştir. Giriş gerilimi $v_m(t)$ ve çıkış hız $\dot{\theta}(t)$ seçilerek birinci dereceden transfer fonksiyonu olarak ifade edilen $G(s)$, her iki tarafın Laplace dönüşümleri alınarak bulunmaktadır. Bu durumda transfer fonksiyonu,

$$G(s) = \frac{\dot{\theta}(s)}{v_m(s)} = \frac{\frac{K_t}{J}}{(s + \frac{v}{J})} = \frac{A_m}{(s + B_m)} \quad (3)$$

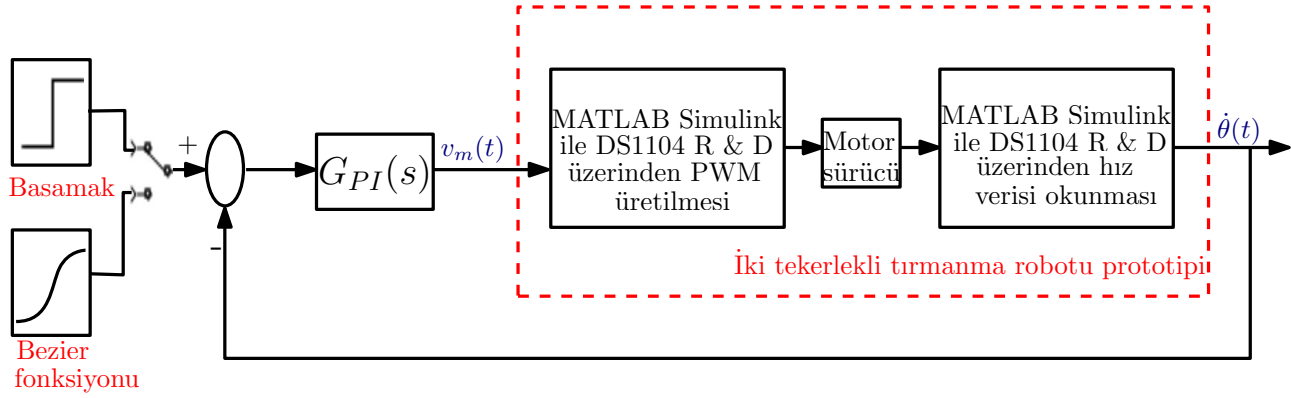
olarak elde edilmektedir.

3. PI Kontrolör Tasarımı

Bu bölümde, iki tekerlekli tırmanma robotunun hız referansı takip performansını değerlendirmek amacıyla, sistemin temel kontrol bileşeni olan PI kontrolör yapısı detaylı şekilde incelenecektir. Kontrolörün tasarımı, parametre ayarları ve çalışma prensipleri ele alınacaktır.

Şekil 2'de gösterildiği gibi, iki tekerlekli tırmanma robotu prototipinin gerçek zamanlı kontrol yapısı MATLAB/Simulink ortamında, dSPACE DS1104 Ar-Ge Kontrol Kartı kullanılarak uygulanmıştır. Referans giriş, basamak sinyali veya Bézier fonksiyonu olarak oluşturulmakta ve referans ile ölçülen motor hızı arasındaki hata, $G_{PI}(s)$ ile ifade edilen PI kontrolör tarafından işlenmektedir. Ortaya çıkan kontrol sinyali $v_m(t)$ DS1104 PWM çıkışı aracılığıyla motor sürücüyü iletilmektedir. Sistem çıkışı olarak belirlenen motor hızı $\dot{\theta}(t)$ ölçülmekte ve kapalı çevrim çalışmayı sağlamak üzere DS1104 donanımı üzerinden kontrolöre geri beslenmektedir.

İki tekerlekli tırmanma robotu prototipinin modelinin elde edilmesi için sistem tanıma çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Bu-



Şekil 2: MATLAB/Simulink ve dSPACE DS1104 R&D ortamı kullanılarak PI kontrolör ile iki tekerlekli tırmanma robotu prototipinin gerçek zamanlı kontrol yapısı.

rada, Şekil 1c’de verilen iki tekerlekli tırmanma robotunun yazılımsal ve donanımsal bağlantıları sağlanarak giriş ve çıkış verileri elde edilmiştir. Sistem tanıma sonuçlarında elde edilen parametreler Tablo 1’de verilmiştir. Kontrolör tasarımı bu parametreler kullanılarak yapılmıştır. Bu çalışmada, PI kontrolörünün transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (4)$$

Sistem için kapalı çevrim transfer fonksiyonu elde edildikten sonra, kontrol performansını optimize etmek amacıyla kutup yerleştirme yöntemi kullanılarak K_p ve K_i kazançları belirlenmiştir. Bu yöntem doğrultusunda, istenen kutup konumları α ve sistem parametreleri A_m , B_m kullanılarak aşağıdaki parametre değerleri hesaplanmıştır:

$$K_p = \frac{2\alpha - B_m}{A_m}, \quad K_i = \frac{\alpha^2}{A_m}. \quad (5)$$

Tablo 1: İki tekerlekli tırmanma robotunun sol motor sistem tanıma ve PI kontrolör parametreleri

Parametre	Sembol	Değer
Sistem tanıma parametresi	A_m	202.5
Sistem tanıma parametresi	B_m	14
PI kontrolör oransal kazancı	K_p	0.23
PI kontrolör integral kazancı	K_i	4.44
İstenen kapalı çevrim kutuplar (negatifi)	$\alpha_{1,2}$	30

4. Gerçek Zamanlı Sonuçlar

Bu bölümde, gerçek zamanlı PI kontrolörün farklı referans sinyalleri ve yük koşulları altındaki performansı detaylı olarak incelenmiştir. Öncelikle, robot zeminde hareket ederken basamak

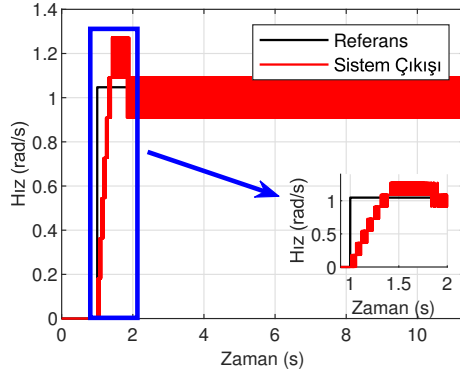
ve Bézier referanslarına karşılık gelen hız yanıtları, hata sinyalleri ve kontrol sinyalleri değerlendirilmiştir; ardından Bézier referansı altında zeminde (yüksüz) ve tırmanırken (yükli) durumlarda kontrolörün performans değişimleri karşılaştırmalı olarak analiz edilmiştir. Tasarımı yapılan kontrolörün performansı değerlendirilmek üzere iki tekerlekli tırmanma robotunun sadece bir motorundan alınan gerçek zamanlı veriler sunulmuştur.

4.1. Senaryo 1: Zeminde Hareket Sırasında Basamak ve Bézier Referanslarına Yanıt

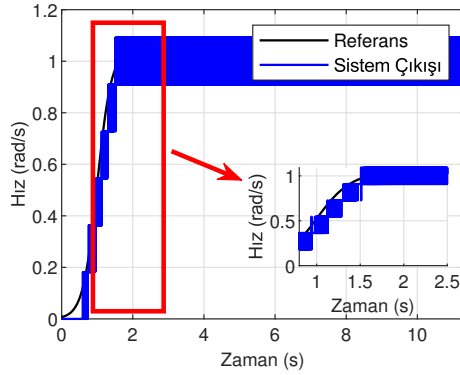
Şekil 3’te, PI kontrolörün robot zeminde hareket ederken basamak ve Bézier referansları altındaki hız yanıtları sunulmuştur. İlk olarak, basamak cevabı incelendiğinde, $t = 1$ anında basamak referansının sisteme uygulandığı ve hız yanıtında özellikle geçici (transient) rejimde belirgin aşım değerlerinin gözlemlendiği görülmektedir. Buna karşın, Bézier referansının uygulandığı durumda, daha yumuşak bir referans sinyali söz konus olduğundan kontrolörün referansı takip oranı belirgin biçimde artmakta ve bu durum daha iyi izleme performansı ile sonuçlanmaktadır.

Şekil 4’te, robot zeminde hareket ederken PI kontrolörün basamak ve Bézier referanslarına karşılık elde edilen hız hata sinyalleri karşılaştırmalı olarak sunulmaktadır. Basamak referansı uygulandığında, özellikle geçici dönemde belirgin dalgalanmaların yanı sıra, $t = 1$ anında hata sinyalinin 1 değerine ulaştığı gözlemlenmektedir. Buna karşılık, Bézier referansı için hata sinyali daha düşük genlikte olup daha hızlı kalıcı hale ulaşmaktadır. Bu durum, Bézier gibi daha yumuşak referans sinyallerinin kontrol performansını artırdığını ve sistemin daha hassas izleme sağladığını göstermektedir.

Şekil 5’te, gerçek zamanlı PI kontrolörün basamak ve Bézier referanslarına karşılık elde edilen kontrol sinyalleri karşılaştırılmıştır. Basamak referansında kontrol sinyalinde ani ve keskin yükselmeler gözlemlenirken, Bézier referansı altında kontrol sinyali daha düzenli ve kontrollü bir şekilde artmakta; ayrıca genliği basamak referansına kıyasla daha düşük seviyelerde seyretmektedir. Bu durum, daha yumuşak referans sinyallerinin kontrol çabasını azalttığını ve sistem üzerinde daha az yük oluşturduğunu göstermektedir.

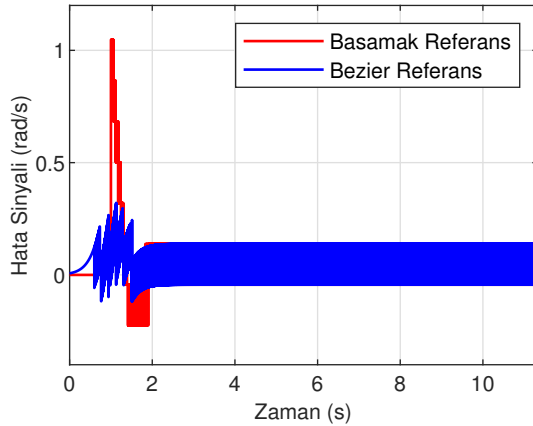


(a) Basamak referansı için hız yanıtı



(b) Bézier referansı için hız yanıtı

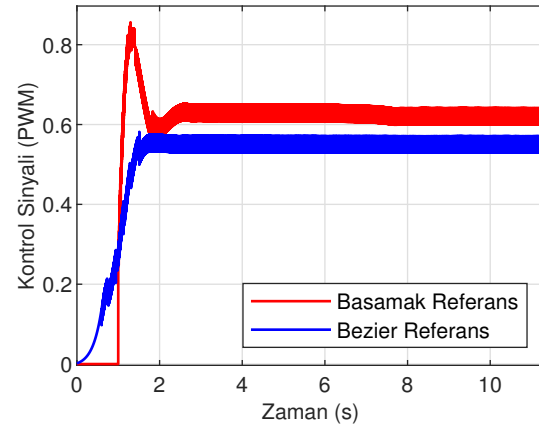
Şekil 3: Zeminde PI kontrolörün basamak ve Bézier referans sinyalleri altındaki hız yanıtları.



Şekil 4: Zeminde basamak ve Bézier referanslarına karşılık elde edilen hız hata sinyallerinin karşılaştırılması.

4.2. Senaryo 2: Zeminde Hareket Ederken ve Tırmanırken Bézier Referansına Yanıt

Çalışmanın ilerleyen kısmında, Bézier referansı kullanılarak tırmanma robotunun zeminde (yüksüz) ve tırmanırken (yük altında) PI hız kontrolörünün performansı karşılaştırılmıştır. Şekil



Şekil 5: Zeminde basamak ve Bézier referanslarına karşılık elde edilen kontrol sinyallerinin karşılaştırılması.

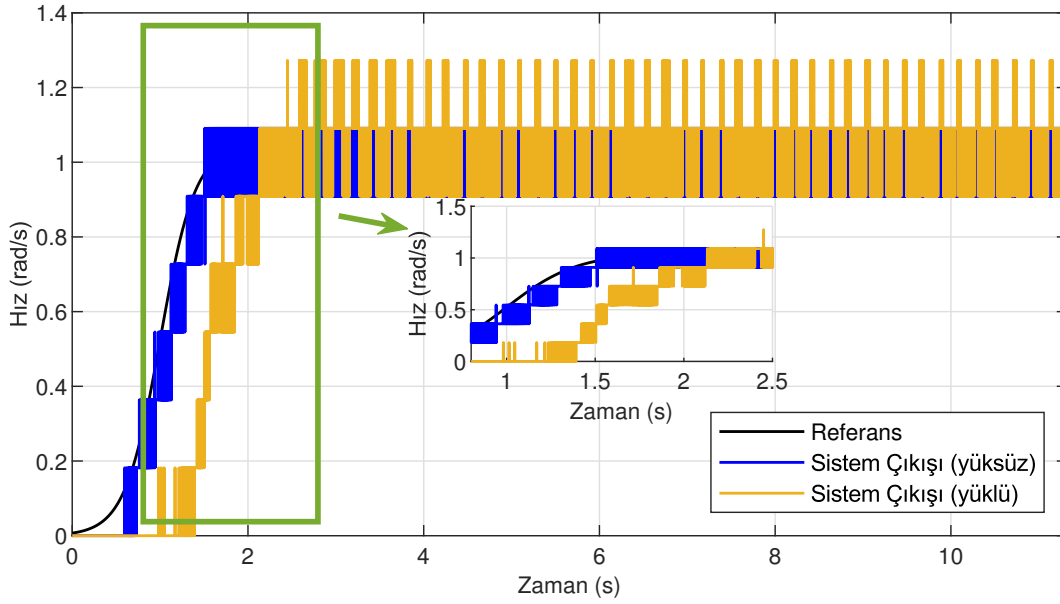
6, Bézier referansı uygulanırken PI kontrolörün zeminde ve tırmanırken performansını göstermektedir. Bu karşılaştırma, kontrolörün farklı çalışma şartları altındaki dinamik tepki yeteneğini değerlendirmek için kullanılmıştır. Şekil incelendiğinde, tırmanırken yani yük altında referans takibinin zayıfladığı, sistemin daha yavaş yanıt verdiği ve kalıcı hale ulaşma süresinin uzadığı gözlemlenmektedir.

Gerçek zamanlı PI kontrolörün Bézier referansı altında farklı yük koşullarındaki performansını gösteren Şekil 7 incelendiğinde, yüksüz durumda hata sinyalinin düşük genlikte ve kısa sürede sönümlendiği görülmektedir. Buna karşılık, tırmanırken hata genliği belirgin şekilde artmakta ve sistemin kalıcı hale ulaşması daha uzun sürmektedir. Bu durum, tırmanırken taşınan yükün sistem dinamiği üzerindeki etkisini açıkça ortaya koymakta ve referans takibinde hassasiyetin azaldığını göstermektedir. Özellikle geçici rejimde yük etkisinin daha baskın olduğu dikkat çekmektedir.

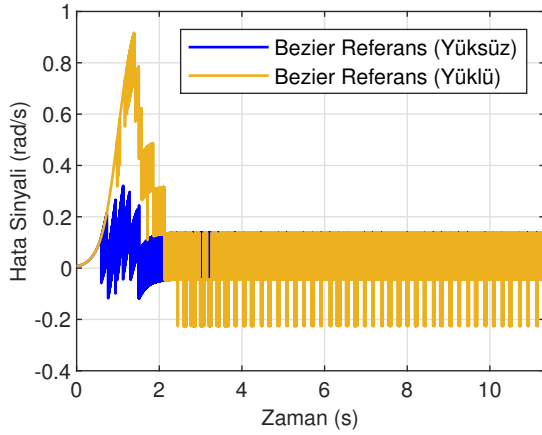
Hata grafiklerine ek olarak, performans değerlendirmesini daha somut hale getirmek amacıyla Tablo 2’de basamak ve Bézier referansları altında, robotun zeminde (yüksüz) ve tırmanırken (yükli) durumları için elde edilen hata metrikleri sunulmuştur. Burada metrikler; ISE (Kare Hata İntegrali), IAE (Mutlak Hata İntegrali), ITAE (Zaman Ağırlıklı Mutlak Hata İntegrali) ve ITSE (Zaman Ağırlıklı Kare Hata İntegrali) olarak belirtilmiştir.

Zeminde basamak ve Bézier referansları uygulanmış, ayrıca tırmanırken yüklü durumda Bézier referansı kullanılarak performans değerlendirilmiştir. Tablo sonuçları incelendiğinde, yüksüz koşullarda Bézier referansının tüm metriklerde basamak cevabına göre daha iyi sonuçlar verdiği, özellikle ISE ve ITSE değerlerinde belirgin düşüş olduğu görülmektedir. Bu durum, daha yumuşak Bézier referansının sistem hata değerlerini azalttığını ve izleme performansını iyileştirdiğini göstermektedir.

Tırmanırken ise Bézier referansı altında hata metriklerinde artış yaşanmıştır; özellikle ISE ve IAE değerlerindeki yükselme, yükün kontrol performansı üzerindeki olumsuz etkisini ortaya koymaktadır. Buna rağmen, kontrolörün performansı genel olarak kabul edilebilir seviyelerde kalmıştır.



Şekil 6: Bézier referansı altında, zeminde (yüksüz) ve tırmanırken (yükli) PI kontrolör performans karşılaştırması.

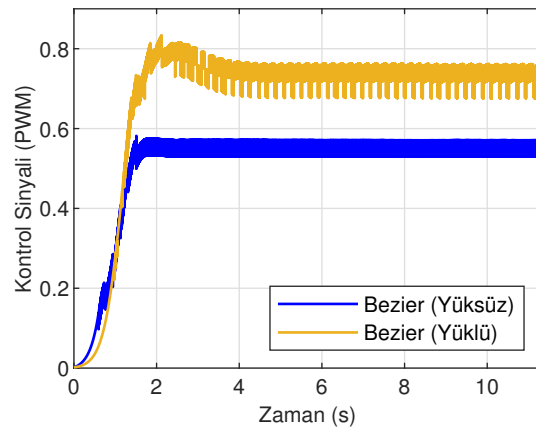


Şekil 7: Bézier referansı altında, zeminde (yüksüz) ve tırmanırken (yükli) durumlarda elde edilen hız hata sinyallerinin karşılaştırılması.

PI kontrolörün Bézier referansı altında farklı yük koşullarındaki kontrol sinyallerini gösteren Şekil 8 incelendiğinde, zeminde kontrol sinyalinin daha dengeli ve düşük genlikli olduğu gözlemlenmektedir. Tırmanırken ise, sistemin artan moment ihtiyacını karşılayabilmek adına kontrol sinyali daha yüksek değerlere ulaşmakta ve PWM sinyalinin limitleri olan $[-1, +1]$ aralığına yaklaşmaktadır. Ancak, bu sınırlar hiçbir durumda aşılmamış; kontrol sinyali doygunluk durumuna girmeden sistemin referans takibi sağlanmıştır. Bu durum, PI kontrolörün yüke karşı uyum sağlama kabiliyetini ve sınır koşulları altında çalışabildiğini ortaya koymaktadır.

Tablo 2: Ele alınan senaryolarda elde edilen hata metrikleri.

Metrik	Basamak (Yüksüz)	Bézier (Yüksüz)	Bézier (Yükli)
ISE	0.1938	0.0772	0.4441
IAE	0.8639	0.7843	1.3806
ITAE	4.4263	4.3100	5.5203
ITSE	0.5289	0.3987	0.9819



Şekil 8: Bézier referansı altında, zeminde (yüksüz) ve tırmanırken (yükli) durumlarda elde edilen kontrol sinyallerinin karşılaştırılması.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, gerçek zamanlı bir PI kontrolörün farklı referans sinyalleri ve yük koşulları altındaki performansı kapsamlı bi-

çimde incelenmiştir. Zeminde basamak ve Bézier referanslarına karşılık gelen hız yanıtları, hata sinyalleri ve kontrol sinyalleri analiz edilmiştir. Sonuçlar, Bézier gibi daha yumuşak referans sinyallerinin, basamak referansına kıyasla geçici rejimde izleme performansını belirgin şekilde artırdığını göstermiştir. Bu durum, hata metriklerinde önemli iyileşmelerle ve kontrol sinyalinin daha düzenli seyri ile desteklenmiştir.

Ayrıca, Bézier referansı altında zeminde yüksüz ve tırmanma esnasında yüklü koşullar karşılaştırıldığında, yükün kontrol performansı üzerinde belirgin bir etkisi olduğu gözlemlenmiştir. Yük altında, sistemin tepki süresi uzamış ve hata genlikleri artmış; buna rağmen PI kontrolör, referans takibinde kabul edilebilir performansını korumuştur. Kontrol sinyallerinin genliğinin yükselmesi, kontrol çabasındaki artışı yansıtırken, sinyal doygunluğuna ulaşmaması kontrolörün sınır koşullar altında dahi kararlı çalıştığını göstermektedir.

Elde edilen bulgular, özellikle dinamik ve değişken yük yapısına sahip tırmanma robotları gibi sistemlerde, referans sinyali seçiminde Bézier gibi yumuşak profillerin tercih edilmesinin ve yük koşullarının dikkate alınmasının kontrol performansını artırdığına işaret etmektedir. Bu sonuçlar, gerçek zamanlı uygulamalarda sağlam ve etkin PI kontrol stratejilerinin geliştirilmesine önemli katkılar sağlamaktadır.

Teşekkür

Bu bildiri, TÜBİTAK tarafından 3501 Kariyer Geliştirme Programı kapsamında desteklenen 121E450 numaralı projede gerçekleştirilen çalışmalardan faydalanılarak hazırlanmıştır.

Kaynakça

- [1] Y. Chang ve X. Chen, "Design of a scalable wall climbing robot for inter-plane traversing," *Robotic Welding, Intelligence and Automation*, Springer International Publishing, Cham, s:145-158, 2015.
- [2] Y. Xiufan ve L. Yupeng, "Overview of the Current Status and Development Trend of Wall-climbing Robots," *Journal of Engineering Research and Reports*, Cilt: 25, s:59-67, 2023.
- [3] Z.-Y. Xu, K. Zhang, X.-P. Zhu ve H. Shi, "Design and optimization of magnetic wheel for wall climbing robot," *Robotic Welding, Intelligence and Automation*, Springer International Publishing, Cham, s:619-629, 2015.
- [4] Q. Guo, Y. Zhang, B. G. Celler ve S. W. Su, "Backstepping control of electro-hydraulic system based on extended-state-observer with plant dynamics largely unknown," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 63, s:6909-6920, 2016.
- [5] G. Lyu, P. Wang, G. Li, F. Lu ve S. Dai, "Dynamic modeling and analysis of wheeled wall-climbing robot," *Advances in Mechanical Engineering*, Cilt: 15, s:16878132231181247, 2023.
- [6] C. F. Yaşar, "Climbing with Robots: A Second Order Controller Design for Accurate Wheel Motion Positioning," *Çukurova Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Dergisi*, cilt 39, sayı 1, ss. 175–187, 2024 (Hakemli Dergi).
- [7] B. Tacal Ucun, C. F. Yaşar ve L. Ucun, "İki Tekerlekli Tırmanma Robotu için Dinamik Çıkış Geri Beslemeli H_{∞} Kontrolör Tasarımı," *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı (TOK2024)*, Konya, Türkiye, ss. 608–613, 12–14 Eylül 2024.
- [8] C. F. Yaşar, B. Tacal Ucun ve L. Ucun, "Design and control of a magnetic-wheeled climbing robot for vertical steel surfaces: motor positioning performance through model reference adaptive control," *25th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, Krakow, Poland, s:1-6, 2024.
- [9] E. Sariyildiz, R. Oboe ve K. Ohnishi, "Disturbance observer-based robust control and its applications: 35th anniversary overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Cilt: 67, s:2042-2053, 2020.
- [10] S. Pengpradern ve S. Ruangsinchaiwanich, "DC motor control based on artificial neural network and adaptive PI," *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Hangzhou, China, s:2701-2704, 2014.
- [11] A. Al-Jodah, B. Shirinzadeh, M. Ghafarian ve Y. Zhong, "A fuzzy disturbance observer based control approach for a novel 1-DOF micropositioning mechanism," *Mechatronics*, Cilt: 65, s:102317, 2020.
- [12] G. Mamani, J. Becedas, V. Feliu "Sliding mode tracking control of a very lightweight single-link flexible robot robust to payload changes and motor friction," *Journal of Vibration and Control*, Cilt: 18, No:8, s:1141-1155, 2012.

Bir Aktif Radyal Manyetik Rulmanın Tek-Eksendeki Kontrolcü Eniyilemesi

Controller Optimization in One Axis of a Active Radial Magnetic Bearing

Tuna Ferik¹, Berk Kurt¹, M.İ. Can Dede², Tolga Cankurt¹

¹Hidropar Hareket Kontrol Teknolojileri Merkezi (HKTm)

San. ve Tic. A. S., ARGE Gebze 41400 Kocaeli, Türkiye

tuna.ferik@hktm.com.tr, berk.kurt@hktm.com.tr, tolga.cankurt@hktm.com.tr

²İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü (İYTE), Urla, İzmir, Türkiye

candede@iyte.edu.tr

Özetçe

Teknelerde yalpa sönümleme için kullanılan jiroskopik yalpa sönümleyici sistemin volanına uygulanması için tasarlanacak bir aktif manyetik rulman (MR) sistemi üretilecektir. Bu bildiride, ön çalışmalar için kütle ve hacimce ölçeklenmiş bir volanda uygulanacak aktif MR sisteminin aktif radyal manyetik rulman (R-MR) elemanının yalnızca bir eksendeki kontrol performansının iyileştirilmesine odaklanılmıştır. Mekanik ve elektromanyetik bileşenleri içeren sistem modeli, MATLAB ortamında modellenmiş; kontrolcü olarak klasik PID yapısı tercih edilmiştir. PID kazanç parametrelerinin eniyilemesi için genetik algoritma (GA) yöntemi kullanılmış ve eniyileme sürecinde sanal model üzerinde yataklama yapılan konum kaçıklığından kaynaklanan zamana bağlı mutlak hata integrali (ITAE) değeri minimize edilmiştir. Gerçekleştirilen simülasyonlar, eniyilenmiş kontrol yapısının beklenen bozucu etkilere karşı dayanıklı olduğunu ve hedef konuma hızlı bir şekilde erişebildiğini göstermektedir. İlerleyen çalışmalarda, tasarlanan bu kontrolcü sistemi mevcut R-MR ile aynı düzlemdeki mevcut R-MR'nin kuvvet uyguladığı eksene dik eksene de uygulanıp toplam radyal yataklama sağlanmış olacaktır.

Abstract

An active magnetic bearing (AMB) system is being developed to be applied to the flywheel of a gyroscopic roll stabilizer system used for roll damping in marine vessels. In this study, the focus is placed on improving the control performance along a single axis of the active radial magnetic bearing (R-AMB) component within an AMB system, which is designed for preliminary studies on a mass- and volume-scaled flywheel. The system model, including both mechanical and electromagnetic components, was implemented in the

MATLAB environment, and a classical PID control structure was adopted. To optimize the PID gain parameters, a genetic algorithm (GA) was employed. During the optimization process, the integral time absolute error (ITAE), caused by position deviation from the levitation point in the virtual model, was minimized. Simulation results demonstrate that the optimized control structure is robust against expected disturbances and can rapidly stabilize the rotor at the target position. In future studies, the proposed controller structure will also be applied to the axis orthogonal to the current control axis within the R-AMB plane, thus achieving full radial levitation.

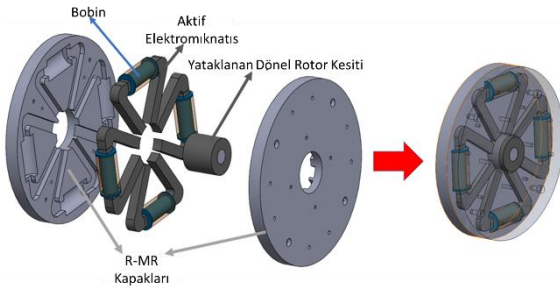
1. Giriş

Aktif manyetik rulman (MR) sistemleri, elektromıknatıslar yolu ile üretilen manyetik kuvveti kullanarak gerçekleştirdikleri temas gerektirmeyen yataklama yetenekleri sayesinde; yüksek devir hızına, düşük sürtünmeye ve kesintisiz uzun ömürlü çalışmaya ihtiyaç duyulan uygulamalarda giderek daha yaygın hale gelmektedir. Bu teknolojinin benimsenme düzeyi, küresel ölçekteki ekonomik hacim değişimleriyle paralel olarak değerlendirilebilir. 2023 yılı itibarıyla manyetik rulman pazarının dünya genelindeki büyüklüğü yaklaşık 1,98 milyar ABD doları olarak raporlanmışken, bu değer 2032 yılında 3,34 milyar ABD dolarına ulaşması öngörülmektedir [1].

MR için kullanım alanı olarak elektrik motorları, gaz tribünleri ve kompresörler verilebilir [2]. Manyetik rulmanlar; vakum teknolojileri, turbo makineler, takım tezgahları, uzay araçları, mikro sistemler ve rotor dinamiği test cihazları gibi çok çeşitli alanlarda kullanılmaktadır. Bu sistemlerin en yaygın uygulama alanı ise, CO₂ lazer üfleyicilerinden büyük ölçekli turbo jeneratörlere kadar genişleyen uygulama yelpazesiyle turbo makinelerdir [3].

Manyetik rulman sistemleri çeşitli konfigürasyonlarda tasarlanabilir. Örneğin, radyal doğrultuda temassız destek sağlayan iki adet aktif radyal manyetik rulman (R-MR) ile eksenel yönde temassız yataklama gerçekleştiren iki adet aktif eksenel manyetik rulman (E-MR) birlikte kullanılabilir. Alternatif olarak hem radyal hem de eksenel yataklamayı aynı anda gerçekleştirebilen konik yapıdaki aktif manyetik rulman ile daha kompakt bir yapı elde etmek de mümkündür [4]. Ancak bu yaklaşım eksenlerin ayrı kontrolü için uygulanmaz.

Bu çalışmada simetrik yerleştirilmiş 4 eş elektromıknatıslı, heteropolar 8 kutuplu aktif radyal manyetik rulman (R-MR) incelenmiştir. Şekil 1’de bahsedilen R-MR için görsel verilmiştir.



Şekil 1 R-MR Tasarımı

Aktif MR’lar doğrusal olmayan ve kararsız yapıları nedeniyle yüksek performanslı denetleyiciler gerektirir; literatürde optimal, kayar mod, bulanık ve YSA tabanlı yöntemler yaygındır [5]. Bu çalışmada ise düşük karmaşıklık ve esneklik nedeniyle, GA ile kazançları ayarlanan bir PID tercih edilmiştir. Turek ve Bşezina, 0,4 kg kütle ve 10 gr-mm dengesizliğe sahip bir rotoru 1,4 mm hava aralıklı aktif MR’larla modelleyerek (rotor ve elektromıknatıs dâhil) 400 µm’lik yer değiştirme sonrası rotoru 200 µm içinde dengelemiştir [6]. Klasik doğrusal denetleyici tasarımının çalışma noktasında doğrusallaştırma gerektirdiği ve MR’larda yaygın olsa da sakıncaları olabildiği belirtildiğinden, bu çalışmada rotor merkezinde doğrusallaştırılmamıştır. Ayrıca sadece ek kütle kaynaklı

balans değil, uygulamaya özgü etkiler de birlikte modellenmiş ve hedef salınım $\leq 20 \mu\text{m}$ olarak belirlenmiştir.

Bu çalışmada ele alınan R-MR elemanının karşılıklı 2 elektromıknatısının yataklama yaptığı tek eksenindeki manyetik kuvvet tabanlı yataklaması için PID kontrolcü uygulanmıştır. R-MR’a uygulanan tek eksenle yataklama için PID kontrolcü şeması sayfanın altında Şekil 2’de verilmiştir.

Belirli koşullar altında gerçekleştirilen simülasyonlar doğrultusunda PID kazanç değerleri genetik algoritma (GA) ile eniyilenmiş. GA için maliyet fonksiyonu olarak R-MR yatakladığı rotorun ilgili yataklama eksenindeki merkez konum kaçıklığının mutlak hata zaman integrali (ITAE) kullanılmıştır.

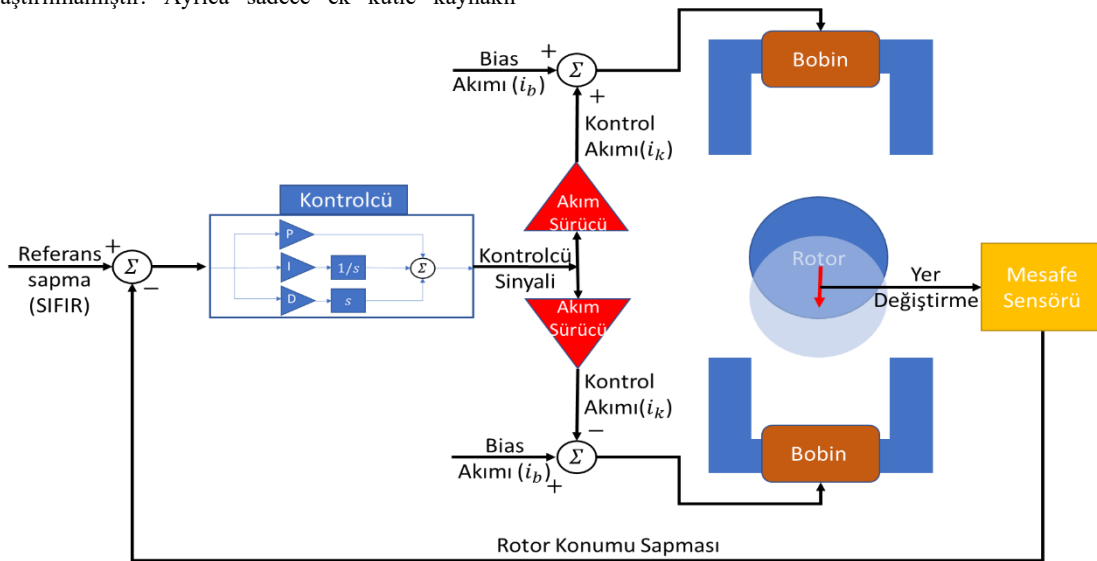
Bir sonraki bölümde sistem modeli verilmiştir. Bunu takiben kontrolcü eniyileme yöntemi açıklanmıştır. Eniyilenen kontrolcü kullanılarak bozucu etkilere göre testleri gerçekleştirilmiş ve sonuçları paylaşılmıştır.

2. Sistem modeli

Yataklanacak ölçeklenmiş volanın kütlesi (m) 4,56 kg’dır. Bu kütle tek bir eksenle doğrusal hareket ettiği varsayılarak incelendiği için dönme ataletleri ihmal edilmiş ve doğrusal hareket için ataleti olarak noktasallaştırılmış kütle olarak değerlendirilmiştir. Bu sebeple rotor yer değiştirmesi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$x = \frac{1}{m} \int \int F dt^2 \quad (1)$$

Burada a rotorun incelendiği eksenindeki doğrusal ivmesini, F rotora etkiyen toplam kuvveti ve m rotor kütlesinin ifade eder. Rotor yer değiştirmesi teriminin zamana göre iki kez integrali alınması ile hesaplanabilir. Denklemden rotorun başlangıçta merkezde olduğu varsayılmıştır.



Şekil 2 R-MR Tek Eksen Yataklama Şeması

Bu denklemi Laplace uzayına taşıdığında aşağıdaki ifade elde edilir.

$$X = \frac{F}{ms^2} \quad (2)$$

Bu sebeple rotora etkiyen toplam kuvveti rotor yer değiştirmesine dönüştüren rotorun mekanik transfer fonksiyonu $G_{F,X}$ aşağıdaki gibidir.

$$G_{F,X} = \frac{X}{F} = \frac{1}{ms^2} \quad (3)$$

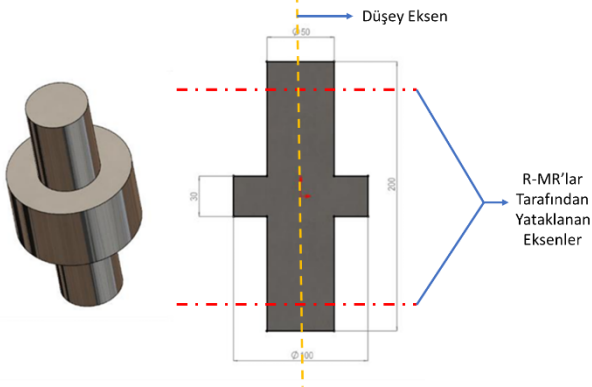
Elektromıknatısların birlikte modellenmesi için kullanılan elektromanyetik kuvvet formülü aşağıdaki gibidir[7].

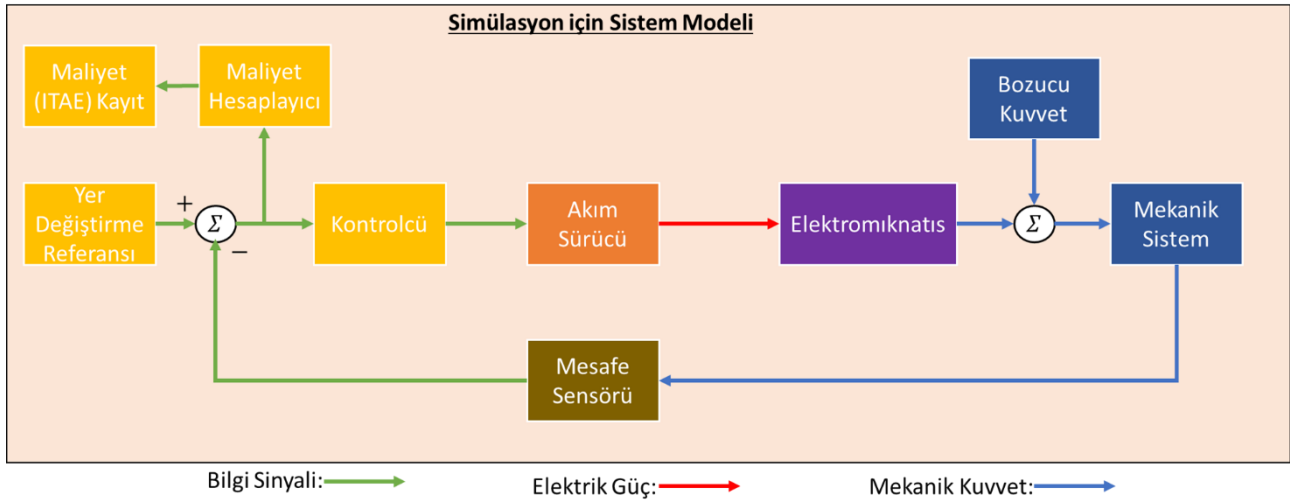
$$F_m = K \left\{ \frac{(i_b + i_k)^2}{(g_0 - x)^2} - \frac{(i_b - i_k)^2}{(g_0 + x)^2} \right\} \quad (4)$$

Burada, $K = \frac{N^2 \mu_0 A_c}{4}$ olarak kullanılmıştır.

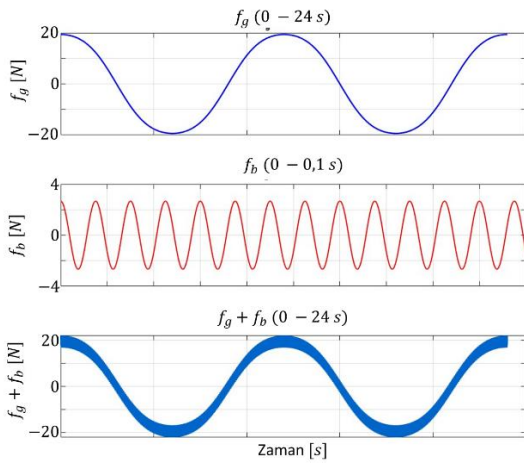
Bu denklemde; F_m aktif elektromıknatıs çifti tarafından uygulanan ve rotora etkiyen toplam manyetik kuvveti, i_b elektromıknatıslara sürekli beslenen bias akımını, i_k elektromıknatısların uyguladığı manyetik kuvveti kontrol etmek için kullanılan kontrol akımını, x rotorun yer değiştirmesini, g_0 rotorun yer değiştirme yaşamadığında elektromıknatıslar ile aralarında olan hava boşluğu mesafesini, μ_0 havanın manyetik relüktansını, A_c manyetik akının aktığı elektromıknatısın kesit alanını ve N ise elektromıknatısın elemanı olan bobine sarılan bakır tel tur sayısını ifade eder.

MR sisteminin ve dolayısı ile tek eksenli modellenen R-MR'ın bir Jiroskopik yalpa sönümleyici volanın yataklayacağı için R-MR'ın modellenen eksenine etkiyecek muhtemel bozucu kuvvetleri buradan elde etmemiz mümkündür. Aşağıda bulunan Şekil 3'de ilgilenilen düzlemde volan ve incelenen R-MR yataklama eksenleri şematik olarak gösterilmiştir.





Şekil 5 Simülasyon Sistem Modeli



Şekil 6 R-MR İlgili Eksenine Etkiyen Bozucu Kuvvetler

Bu bozucu etkileri de dahil ederek kontrol algoritmasının koşurulacağı modeli kurmak mümkündür. Oluşturulan modelin blok diyagramı gösterimi sayfa başında bulunan Şekil 5'te verilmiştir.

Maliyet fonksiyonunun oluşturulması için ITAE kullanılmıştır. ITAE için kullanılan denklem aşağıda gösterilmiştir.

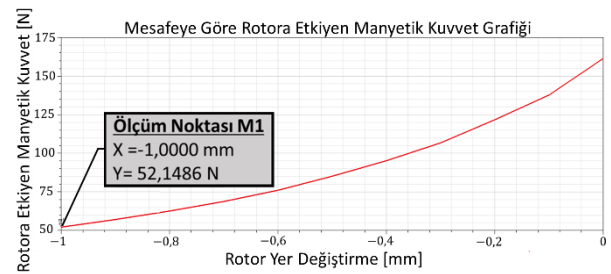
$$ITAE = \int_{t_0}^{t_f} \tau |x(\tau)| d\tau \quad (7)$$

Burada, t_f maliyetin hesaplanacağı son an ve t_0 maliyetin hesaplanmaya başlayacağı andır.

R-MR için elektromıknatis tasarımında önceki çalışmalarda geliştirilmiş olan; değişken ağırlıklı parçacı sürü optimizasyonu algoritması tabanlı; kompaktlık, enerji kaybı ve kuvvet tepki hızı kriterlerine göre çalışan; otomatik elektromıknatis bobini tasarlayıcı yazılımı kullanılmıştır. Bu yazılımın da yardımı ile belirlenen tasarım parametreleri ilerleyen kısımda belirtildiği gibidir:

- Bias akımı $i_b=7,5$ A
- Sarım sayısı $N=120$ Tur
- Bobinde kullanılan bakır tek tipi AWG18
- Elektromıknatis manyetik akı yolu çekirdek kesit alanı $A_c = 225$ mm²
- Hedef en yüksek manyetik kuvvet $F_m = 50$ N
- En yüksek rotor yer değiştirmesi 1 mm
- Elektromıknatis çekirdek materyali: Hiperco50
- Hiperco50 manyetik doygunluk değeri $B_{sat}=2.19$ T
- Hiperco50 göreceli manyetik geçirgenliği $\mu_r=437$
- Elektromıknatis manyetik kuvvet yönelme açısı 30°

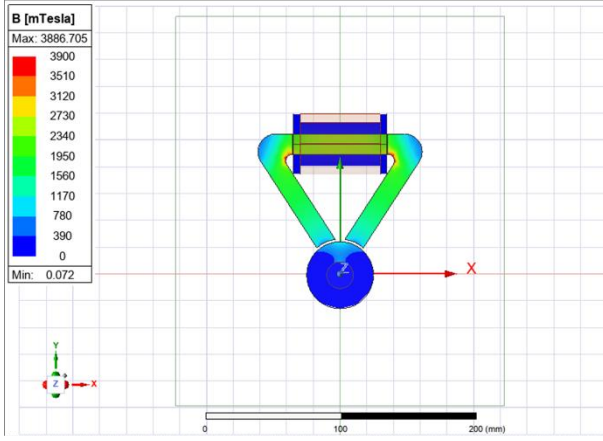
Yazılım yardımı ile elde edilen bu değerlerin ANSYS Electronics Desktop uygulaması MAXWELL modülü ile sonlu elemanlar analizi (SEA) metodu uygulanması sonucu doğrulanması yapılmıştır. Şekil 7'de elektromıknatisler tam güçte çalıştığı değere yani rotora etkiyen manyetik kuvvet rotorun merkez konumundan sapma değerine göre verilmiştir.



Şekil 7 SEA Rotor Yer Değiştirmesine Göre Etkiyen En Yüksek Manyetik Kuvvet Grafiği

1.1.1. Başlıklar

Ayrıca aşağıda bulunan Şekil 8'de yine SEA yöntemi ile elde edilmiş olan rotorun en yüksek yer değiştirmesi olan 1 mm'de ve 15 A en yüksek akım, 120 Tur sarımda R-MR'ın bölgelerine göre maruz kaldığı manyetik alan yoğunluğu gösterilmektedir. En yüksek manyetik kuvvet için bir elektromıknatisa en yüksek akım verilir diğerinin akımı sıfırlandığı durum için tek elektromıknatis modellenmiştir.



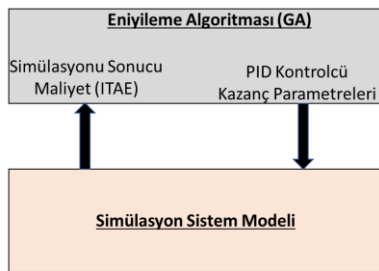
Şekil 8 SEA Sonucu Elektromıknatıs Manyetik Yoğunluğu

Sonuçlarda görüldüğü üzere rotorun en uzak konumunda malzeme manyetik doygunluğuna ulaşmaktadır. Zaten gerekli kuvvetin yaklaşık 2 katı alındığı için tasarım kabul edilmiştir. Daha güvenli ve doğrusal mıknatıslanma alanında çalışılmak istenirse elektromıknatıs kesit alanı artırılabilir.

3. Kontrolcü Eniyilemesi

Sistemde daha önce belirtildiği gibi kontrolcü algoritması olarak PID algoritması kullanılmıştır. Bunun sebebi PID algoritmasının adapte edilebilirliği yüksek ve düşük kompleksliğe sahip bir kontrolcü olmasıdır. Ayrıca MR literatüründe de sıkça karşılaşılmaktadır.

Bu PID kontrolcü algoritmasının kazanç parametreleri her simülasyon sonucunda GA tarafından eniyilenmektedir. Bunun için simülasyon boyunca rotor yer değiştirmesi x ile denklem 7'de gösterildiği gibi ITAE hesaplanır ve simülasyonda kullanılan PID kazanç değerlerine karşılık maliyet değeri olarak atanır. GA'nın her adımında maliyet hesaplamasında GA tarafından belirlenmiş PID kazanç parametreleri ile simülasyon çalıştırılarak ilgili ITAE maliyet hesaplanır sonlandırma koşulları sağlanana kadar PID parametrelerinin eniyilenmesi devam eder. Şekil 9'da programın çalışmasını görselleştirmek adına bir şema verilmiştir.



Şekil 9 Simülasyona GA Eklenerek PID Kazançlarının Eniyilenmesi Şeması

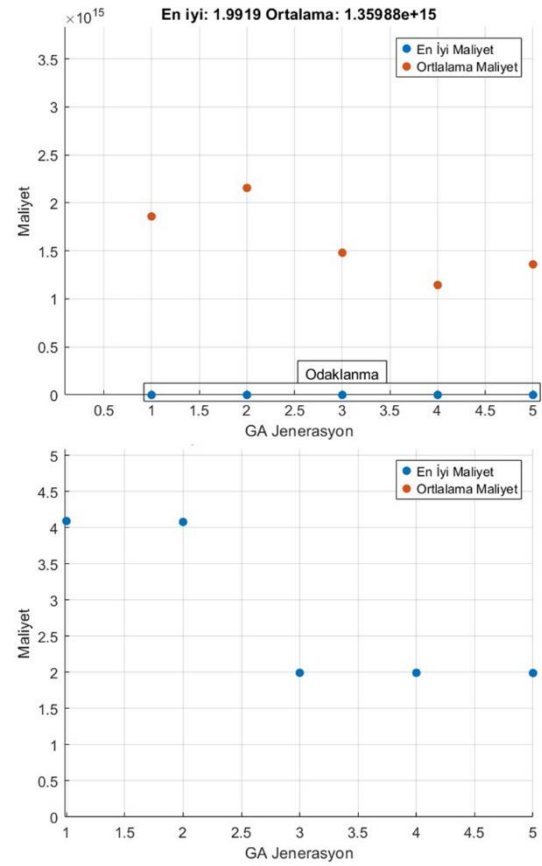
Aşağıda GA için kullanılan klasik algoritma parametreleri verilmiştir:

- Tanımlanan P, I, D parametreleri sınırları: P = (10-700), I = (20-1500), D = (20-700)
- Jenerasyon sayısı: 5

- Popülasyon hacmi: 15
- Elit birey oranı: popülasyonun %5'i
- Çaprazlama oranı: 0.8
- Birey göçü: Uygulanmadı
- Maliyet fonksiyonu: x değeri için ITAE
- Maliyet hesaplama için simülasyon süresi: 24s

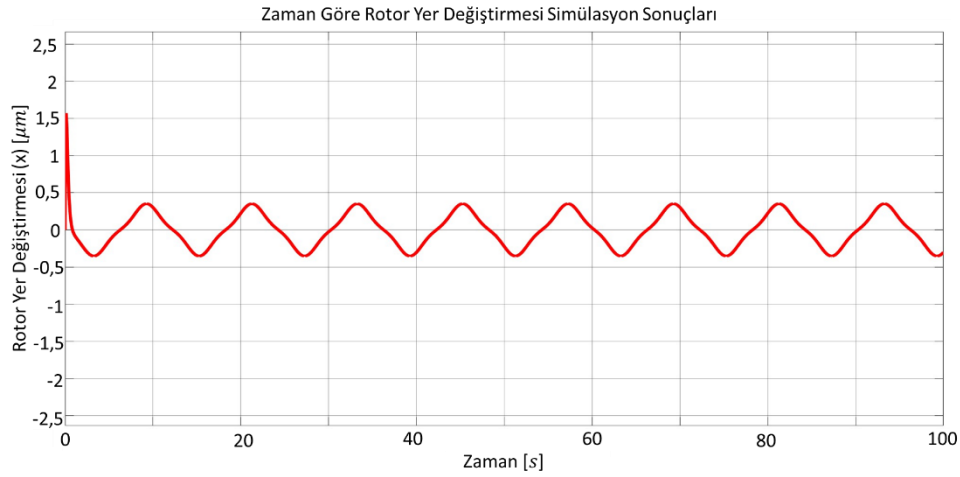
4. Eniyileme Sonuçları

PID kazanç parametreleri için eniyileme Genetik Algoritma yazılımı belirtilen özellikler doğrultusunda MATLAB ortamında geliştirilmiş ve maliyet hesabı için Simulink ortamındaki sistem modeli ile bahsedildiği gibi bağlanmıştır. GA programı çalışma esnasında her jenerasyon için en iyi maliyet ve ortalama maliyet kaydedilmiştir. Şekil 10'da GA jenerasyonuna göre bu değerler verilmiştir. İlk grafikte tüm maliyet değerleri, altındaki ikinci grafikte ise ilk grafikte okunamayan maliyet değerlerine odaklanılmış/ büyütülmüş hali verilmiştir.



Şekil 10 GA Jenerasyonuna Göre Maliyet Fonksiyonu Değeri Değişimi

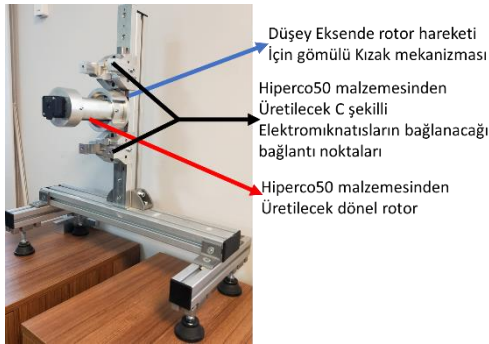
Bu eniyileme sürecinden elde edilen kontrolcü kazanç değerleri $P = 356,1$; $I = 1298,5$; $D = 21,0$ şeklindedir. Sistem modeli kısmında belirtilen bozucu etkiler ($f_g + f_b$) altındaki sisteme eniyilenen kontrolcü değerleri uygulandığında simülasyon testi sonucu olarak elde edilen rotor yer değiştirmesi Şekil 11'de 24 saniye için ve 100 saniye için μm cinsinden verilmiştir.



Şekil 11 Zamana Göre Rotor Yer Değiştirme Simülasyon Sonuçları

5. Tartışmalar ve Sonuçlar

Simülasyon sonuçlarına göre ilgili bozucu etkiler altında GA tabanlı eniyileme sonuçlarından elde edilen kazanç parametreleri ile 100 saniyelik simülasyon gerçekleştirildiğinde elde edilen sonuçlara göre yaklaşık rotor 1,5 µm yer değiştirme eyleminin ardından $\pm 0,5$ µm aralığında salınım yapacak şekilde dengelenmiştir. Tasarımda planlanan hava boşluğu 1 mm olduğu ve beklenen yer değiştirme toleransı 20 µm olduğu için sonuçlar kabul edilebilir bulunmuştur.



Şekil 12 Tek Eksen R-MR Test Sistemi

6. Gelecek Çalışmalar

Yapılan çalışmaların ilerletilmesi adına mesafe sensörü ve akım sürücü etkileri modellenerek ana simülasyon modeline eklenecektir. Bu sayede model daha gerçekçi hale getirilecektir. Detaylı modelleme ile elde edilecek sonuçların değerlendirilebilmesi için dönen rotorun sadece elektromıknatıs çifti ekseninde doğrusal hareket edebileceği test sistemi ile doğrulamalar gerçekleştirilecektir. Çalışmada gerçekleştirilen kontrolcü eniyileme sistemi sadece simülasyon ile değil aynı zamanda gerçek test sistemleri ile de çalışabilecek şekilde tasarlanmıştır. Bu sayede simülasyon çalışmalarının ardından deneysel test sistem kullanılarak gerçek sistem üzerinden de kontrolcü eniyilemesi gerçekleştirilebilecektir.

Üretimi başlanan test sistemi görseli Şekil 12’de verilmiştir. Sistemin Hiperco50 malzemesinden yapılacak parçaları henüz üretilmemiştir. Tek eksen çalışmalarının tamamlanmasının ardından belirtilen ölçeklenmiş volan için 5 eksenli manyetik yataklama sağlayabilen bir MR sistemi geliştirilecektir.

Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 1501-Sanayi Ar-Ge Projeleri Destekleme Programı kapsamında HKTM firması tarafından yürütülen 3231423-MANYETİK RULMAN SİSTEMLERİNİN GELİŞTİRİLMESİ projesi bünyesinde gerçekleştirilmiştir.

Kaynakça

- [1] Z. M. Research, “Magnetic Bearings Market Size, Share, Growth & Trends 2032”, Zion Market Research. Erişim: 06 Ağustos 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.zionmarketresearch.com/report/magnetic-bearings-market>
- [2] SKF Group, “E300V2 control cabinet for SKF S2M Magnetic Bearings—for improved oil and gas turbomachinery performance,” Brochure PUB MT/P2 16452 EN, Feb. 2016
- [3] E. H. Maslen ve G. Schweitzer, Ed., *Magnetic Bearings: Theory, Design, and Application to Rotating Machinery*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2009. doi: 10.1007/978-3-642-00497-1.
- [4] K. Blumenstock ve G. Brown, “Novel Integration Radial and Axial Magnetic Bearing”. 05 Ocak 2000. Erişim: 10 Ağustos 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://ntrs.nasa.gov/citations/20010071950>
- [5] G. Huang vd., “Analysis of Control Method for Magnetic Bearing Systems”, *J. Adv. Comput. Intell. Inform.*, c. 21, sy 3, ss. 527-533, May. 2017, doi: 10.20965/jaciii.2017.p0527.
- [6] M. Turek ve T. Bşezina, “CONTROL DESIGN OF ACTIVE MAGNETIC BEARING BY GENETIC ALGORITHMS”.
- [7] L. Burdet, “Active magnetic bearing design and characterization for high temperature applications,” Ph.D. dissertation, École Polytechnique Fédérale de Lausanne (EPFL), Lausanne, Switzerland, 2006

Asılı Yük Taşıyan Döner Kanat İnsansız Hava Aracının Sinir Ağları ile Modellenmesi: ANN ve PINN Karşılaştırması

Modeling of a Rotorcraft UAV with a Slung Load Using Neural Networks: ANN and PINN Comparison

Dilara Şekerci¹, Hilal Bingöl², Halit Ergezer³

^{1,2,3} Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Çankaya Üniversitesi, Ankara

¹dilarasekerici@cankaya.edu.tr

²hilalbingol@cankaya.edu.tr

³halitergezer@cankaya.edu.tr

Özetçe

Çalışmada, asılı yük taşıyan döner kanat insansız hava aracının dinamiklerinin tahmin etmek için iki farklı sinir ağı tabanlı yaklaşım olan Yapay Sinir Ağları (ANN) ve Fizik-Bilgili Sinir Ağları (PINN) karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Veri odaklı bir yöntem olan ANN, yalnızca gözlemlenen verilerden öğrenme yaparken; PINN, sistemin fiziksel yasalarını doğrudan öğrenme sürecine entegre ederek fiziksel tutarlılığı ve genellenabilirliği artırmaktadır. Karşılaştırmalı analizler, PINN yaklaşımının uzun vadeli öngörülerde ANN'e kıyasla daha kararlı, fiziksel olarak tutarlı ve güvenilir sonuçlar elde ettiğini ortaya koymaktadır. Elde edilen bulgular, fiziksel kısıtların entegre edildiği PINN yönteminin, asılı yük taşıyan hava aracının dinamik modellemesinde yüksek doğruluk ve güçlü genelleme yeteneği sunduğunu göstermektedir. Çalışmada, MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetim sonuçları detaylı bir şekilde paylaşılmıştır.

Abstract

In this study, two neural network-based approaches Artificial Neural Networks (ANN) and Physics-Informed Neural Networks (PINN) are comparatively examined for predicting the dynamics of a rotorcraft unmanned aerial vehicle carrying a slung load. As a data-driven method ANN learns solely from observed data, whereas PINN integrates the physical laws of the system directly into the learning process, thereby enhancing physical consistency and generalizability. Comparative analyses show that the PINN approach yields more stable, physically consistent, and reliable results than ANN in long-term predictions. The results demonstrate that the PINN method, with integrated physical constraints, offers high accuracy and strong generalization capability in the dynamic modeling of slung-load-carrying aerial vehicle. We also extensively present simulation results obtained in the MATLAB/Simulink environment.

1. Giriş

Günümüzde karmaşık ve doğrusal olmayan sistemlerin modellenmesinde ve kontrol edilmesinde öne çıkan yaklaşımlardan birisi de sinir ağlarıdır (NN). Bu yaklaşım sayesinde açık formda modellenemeyen sistemler yüksek doğrulukla temsil edildikleri gibi veri odaklı yapıları, özellikle fiziksel modellemenin yetersiz veya mümkün olmadığı durumlarda önemli avantajlar sunmaktadır [1]. Uyarlanabilirlik özellikleri, zamanla değişen sistem dinamiklerine karşı esnek çözümler sunarken; çok disiplinli alanlarda kullanım potansiyelleri, bu yaklaşımın modern mühendislik uygulamalarının merkezine yerleştirmiştir.

Bu çerçevede geliştirilen yaklaşımlardan birisi olan Yapay Sinir Ağları (ANN), temel olarak geniş veri kümeleri üzerinden eğitilerek sistem davranışlarını öğrenmeye çalışmaktadır. ANN, özellikle açık matematiksel modeli bulunmayan veya doğrusal olmayan sistemlerde başarılı sonuçlar verirken fiziksel sistemlerde karşılaşılan veri eksikliği ya da fiziksel tutarlılık gereksinimleri gibi durumlarda sınırlı kalabilmektedir [1],[2]. Yapay sinir ağları, biyolojik sinir ağlarından esinlenerek geliştirilmiş, verilerdeki karmaşık desenleri ve ilişkileri öğrenme yeteneğine sahip güçlü matematiksel modellerdir. Geleneksel sinir ağları, giriş, gizli ve çıkış katmanlarından oluşur. Giriş katmanı, ham veriyi (sensör verileri, sayısal veriler vb.) kabul ederken, gizli katmanlar veriyi doğrusal dönüşümler ve aktivasyon fonksiyonları (ReLU, Swish gibi) aracılığıyla işler. Çıkış katmanı ise problemin türüne göre nihai sonucu üretir. Ağın eğitimi, geri yayılım algoritması ve gradyan iniş yöntemiyle gerçekleştirilirken, performans artırmak için genellikle ortalama kare hata gibi kayıp fonksiyonları gibi teknikler kullanılır.

Diğer tarafta Fizik-Bilgili Sinir Ağları (PINN), ANN yaklaşımına kıyasla sistem bilgilerini kullanmaktadır [2],[3]. PINN, dinamik sistemin fiziksel yasalarını (diferansiyel denklemler, korunum ilkeleri vb.) öğrenme sürecine doğrudan entegre ederek, ağın yalnızca verilere değil aynı zamanda fiziksel bilgiye de dayanarak eğitilmesini sağlar [3]. Bu sayede

düşük veri yoğunluğu durumlarında bile fiziksel olarak tutarlı ve genellenabilir çözümler elde edilebilir. Yapay sinir ağları veri odaklı öğrenmede başarılı olsa bile fiziksel sistemlerde fiziksel tutarsızlıklara yol açabilmektedir. Bu eksikliği gidermek üzere geliştirilen PINN'ler, fiziksel yasaları makine öğrenimi süreçlerine doğrudan entegre etmektedir [3],[4],[5]. PINN'ler, kısmi veya adi diferansiyel denklemlerle (ODE/PDE) tanımlanan karmaşık problemlerin çözümüne yönelik güçlü bir çerçeve sunmaktadır [6],[7],[8]. Bu yaklaşım, ağır yalnızca verilere değil, aynı zamanda fiziksel kısıtlamalara da uyan çözümler üretmesini sağlayarak, düşük veri yoğunluğu durumlarında bile güvenilir ve tutarlı sonuçlar elde edilmesini mümkün kılmaktadır. Ancak, PINN'lerin uygulanmasında bazı zorluklarla karşılaşmaktadır. Veri kalitesi ve çeşitliliği, özellikle az temsil edilen bölgelerde model doğruluğunu sınırlayabilirken, yüksek boyutlu veri kümeleri hesaplama karmaşıklığını artırarak aşırı öğrenme (overfitting) ve yavaş yakınsamaya neden olabilir [9],[10]. PINN'lerin ölçeklenebilirliği, dağıtılmış eğitim ve paralel hesaplama gerektiren önemli bir sorundur [11],[12]. Bu zorlukların üstesinden gelmek için, düzenleme, veri artırma ve transfer öğrenme gibi teknikler kullanılabilir.

Bu bildiriye, dinamik sistemin durum tahmini için çok katmanlı bir algılayıcı olan MLP (Multi-layer Perceptron) mimarisi benimsenmiştir. Bu yapı, MATLAB'ın fullyConnectedLayer katmanları ile oluşturularak, Simulink modelinden elde edilen ve kayan pencere metodu ile hazırlanan ham veriyi (kontrol girdileri ve durum değişkenleri) işleyerek, bir sonraki zaman adımındaki sistem durumuna ait üst seviye temsiller oluşturmak için kullanılmıştır. Bu mimari, sistemin doğrusal olmayan dinamiklerini öğrenme kapasitesiyle, karmaşık girdi-çıkı ilişkilerini başarılı bir şekilde yakalamaktadır. Ayrıca, bu bildiriye geleneksel ANN ve PINN yaklaşımları birbirini tamamlayıcı şekilde kullanılmıştır. Geleneksel ANN, karmaşık desenleri öğrenirken, PINN bu öğrenme sürecini fiziksel kısıtlamalarla sınırlandırarak doğruluğu ve güvenilirliği artırmaktadır.

Döner kanat insansız hava araçları son yıllarda robotik ve kontrol araştırmaları için yaygın olarak kullanılmaktadır. Hava araçlarının helikopterlere kıyasla daha basit mekanik yapıya sahip olmaları, daha gelişmiş manevra yeteneklerine ve havada asılı kalabilmelerine olanak sağlamaktadır. Ayrıca, gelişen batarya teknolojileri ve aviyonik sistemlerdeki küçülme ile birlikte hava araçları artık yük taşıyabilmektedir. Bu sayede, döner kanat insansız hava araçları yerleşik algılama ve hesaplama işlemleri gerçekleştirebilmektedir. Otonom hava yük taşımacılığı ile belirtilen görevleri taklit etmenin yanı sıra; arama-kurtarma, havadan alma ve teslimat ile mimari yapılar inşa etme gibi çeşitli yeni uygulama alanlarının da önünü açmaktadır [13],[14],[15]. Bu uygulamaların her birinin güvenilir ve uygulanabilir olabilmesi için, araçların yüksek manevra kabiliyetiyle birlikte hassasiyetlerini koruyarak hareket edebilmeleri büyük önem taşımaktadır. Ancak, sistemin doğrusal olmayan ve güçlü şekilde bağışık dinamikleri, kontrolünü karmaşık hale getirmektedir. Bu durum hala güncel araştırmaların temel odak noktalarından birisini oluşturmaktadır.

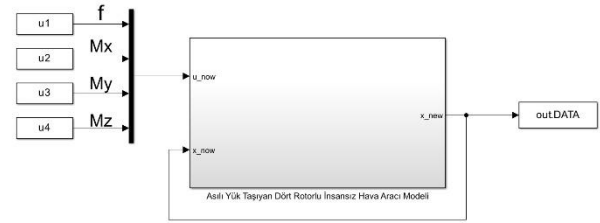
Mevcut literatürden farklı olarak bu bildiri de geleneksel ANN yaklaşımı ve sistemin fiziksel bilgisinin entegre edildiği PINN yaklaşımları karşılaştırılmıştır. Bu iki yöntemi karşılaştırmak için ise karmaşık ve doğrusal olmayan bir sistem olan asılı yük

taşıyan dört rotorlu insansız hava araç modeli tercih edilmiştir. Bildiriye, az veri ve fiziksel tutarlılık gibi kısıtlamalar altında her iki yaklaşımın performansı ve genelleştirme yeteneği karşılaştırılarak hava aracının dinamik davranışları tahmin edilmiştir. Elde edilen benzetim sonuçları detaylı bir şekilde paylaşılmıştır.

2. Sistem Modeli

Asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava aracında, dört rotorlu insansız hava aracı altı serbestlik derecesine sahip katı bir cisim olarak, yük ise iki serbestlik derecesine sahip bir nokta kütle olarak modellenmiştir. Modelde, yük sabit uzunluktaki bir kablo aracılığıyla hava aracının kütle merkezine bağlanırken uçuş süresince kablo gergin kabul edilmiştir.

Şekil 1'de gösterilen asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava aracının matematiksel modeli denklemler (1)-(6) ile gösterilmiştir [16].



Şekil 1: Asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava aracının modeli

Modelde dört adet giriş bulunmaktadır. Hava aracının dikey hareketini sağlayan skaler kuvvet girişi f , hava aracının dönme hareketlerini (yuvarlanma, yunuslama, sapma) kontrol eden tork girişleri M_ϕ, M_θ, M_ψ olarak gösterilmiştir.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{x}_L = \dot{\mathbf{x}}_L \quad (1)$$

$$\frac{d}{dt} \dot{\mathbf{x}}_L = \frac{1}{m_q + m_l} (\mathbf{p} \cdot f \mathbf{e}_z - m_q l \|\dot{\mathbf{p}}\|) \mathbf{p} - g \mathbf{e}_z \quad (2)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{p} = \dot{\mathbf{p}} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} \dot{\mathbf{p}} = \frac{1}{m_q l} (\mathbf{p} \times (\mathbf{p} \times f \mathbf{e}_z)) - \|\dot{\mathbf{p}}\| \mathbf{p} \quad (4)$$

$$\frac{d}{dt} \mathbf{R} = \mathbf{R} \hat{\boldsymbol{\Omega}} \quad (5)$$

$$\frac{d}{dt} \boldsymbol{\Omega} = \mathbf{I}^{-1} (\mathbf{M} - \boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{I} \boldsymbol{\Omega}) \quad (6)$$

Modelde, asma yükün konumu \mathbf{x}_L , asma yükün doğrusal hızı $\dot{\mathbf{x}}_L$, asma yükün kütle merkezinden hava aracının kütle merkezine olan konum \mathbf{p} olarak ifade edilmektedir. Ayrıca, hava aracının gövde çerçevesindeki açılabilir hızı $\boldsymbol{\Omega}$ ile ifade edilmektedir. Dünya koordinat sisteminde aşağı-yukarı yönünü gösteren birim vektör \mathbf{e}_z olarak ifade edilmektedir. Asılı yük taşıyan döner kanat insansız hava aracının toplam kütlesi m_q , taşınan yükün kütlesi ise m_l ile gösterilmektedir. Kablo uzunluğu l parametresiyle tanımlanmıştır, yerçekimi ivmesi g sembolüyle ifade edilmektedir. Asılı yük taşıyan döner kanat insansız hava aracı tarafından üretilen toplam kaldırma kuvveti f ile gösterilmiştir. Hava aracının gövdesine uygulanan moment vektörü \mathbf{M} olarak tanımlanmaktadır. Son olarak, aracın atalet moment tensörü \mathbf{I} sembolüyle ifade edilmektedir.

Modelde, asılı yükün konumu ise sistemin dinamik denklemlerinden (2) türetilen ivme değerinin ardışık integralleri alınarak elde edilmektedir. Hava aracının konumunun asılı yükün konumundan türetilmesiyle sağlanır. Asılı yükün bilinen konumu ve durum değişkeni olarak adlandırılan p-vektörü (**p**) kullanılarak, hava aracının mutlak konumu (**P_{quad}**) aşağıdaki vektörel denklemle hesaplanır.

$$\mathbf{x}_Q = \mathbf{x}_L - \mathbf{p} \quad (7)$$

Hava aracının konumu (**x_Q**) belirlendikten sonra, bu konumun zamana göre türevi alınarak hava aracının anlık hızı (**ẋ_Q**), ardından hızın türevi alınarak ivmesi (**ẍ_Q**) elde edilir.

Model ve denklemlerden de anlaşılacağı üzere asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava araç modeli karmaşık ve doğrusal olmayan denklemlerden oluşmaktadır. Bu sebeple, dinamik davranışlarının tahmin edilmesinin zor olduğu bilinmektedir. Bu bildiride, bu nokta temel alınarak, sinir ağları desteğiyle hava aracının dinamik davranışları incelenmiştir.

Bölüm 3'te, asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava aracının dinamiklerini tahmin etmek için kullanılan sinir ağı yöntemleri detaylı bir şekilde açıklanmıştır.

3. Temel Yöntem

Bu çalışmanın temel amacı, asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava aracının karmaşık ve doğrusal olmayan dinamiklerini, sınırlı veri setleri üzerinden doğru ve fiziksel olarak tutarlı bir şekilde tahmin etmektir. Özellikle, sistemin zaman içindeki durum değişkenlerinin (konum, hız, oryantasyon vb.) gelecekteki değerlerinin, geçmiş veriler kullanılarak öngörülmesi hedeflenmektedir. Bu amaçla, MATLAB/Simulink modeli ile elde edilen verilerle eğitilen geleneksel bir ANN modeli ile aynı fiziksel denklemleri öğrenme sürecine dahil eden bir PINN modelinin tahmin performansı, doğruluk ve genellenebilirlik açısından değerlendirilmiştir.

3.1. Benzetim Çalışmalarından Veri Elde Etme

Projede benzetim çalışmaları, MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Şekil 1'de gösterilen model, asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava sisteminin hareketini ve yükün salınım dinamiklerini temsil eden diferansiyel denklemleri çözerek, sistemin durum değişkenlerinin zaman içindeki değişimini üretmektedir. Bu sayede, ANN ve PINN modellerini eğitmek ve test etmek için kullanılacak veri setinin oluşturulmuştur.

Simulink aracında verilerin üretimi için, MATLAB ortamında belirlenen uygun rastgele başlangıç koşulları, kontrol girdileri ($U_1 - U_4$) ve durum vektörü ($x_1 - x_{18}$) kullanılmıştır. Ayrıca çeşitlilik ve gerçek dünya adaptasyonu sağlamak için küçük bir gürültü eklenmiştir. Bu yaklaşım, modelin farklı koşullardaki tahmin doğruluğunu artırmak amacıyla, 100 farklı senaryo oluşturularak geniş bir veri setinin elde edilmesini sağlamıştır.

Bu başlangıç değerleri ile Simulink modeli çalıştırılarak 10 saniyelik zaman aralığında ($T_s = 0.01$ s) eğitim verisi için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Test etmek için 4 saniyelik test verisi toplanmıştır. Her simülasyonun çıktıları

(kontrol girdileri ve 18 durum değişkeni) bir hücre dizisinde 'Train_Data' ve 'Test_Data' olarak saklanmıştır.

3.2. Sinir Ağı Modellerinin Eğitimi

Geleneksel ANN ve PINN modelleri, yukarıda üretilen veriler kullanılarak eğitilmiştir. Bu süreç, zaman serisi verilerinin özel bir kayan pencere (sliding window) metoduyla işlenmesini içermektedir. Her bir benzetim senaryosunun verisi, 10 adımlık bir pencere halinde yeniden düzenlenmiştir. Bu yaklaşımda, ardışık 10 zaman adımının kontrol girdileri ve durum değişkenleri tek bir giriş vektörü haline getirilmiştir. Modelin çıktısı ise, bu pencereden bir sonraki adımdaki 18 boyutlu durum vektörü olarak belirlenmiştir. Bu, modelin sadece anlık duruma değil, aynı zamanda geçmiş 10 adımdaki dinamiklere de bakarak eğitim yapmasını sağlamıştır. Modelin eğitimi stabilize etmek amacıyla, tüm giriş ve çıkış verileri ortalama sıfır ve standart sapma bir olacak şekilde normalize edilmiştir.

3.2.1. ANN Eğitimi ve Hibrit Özyinelemeli (Recursive) Tahmin

Bu model, tamamen veri odaklı bir yaklaşımla eğitilmiştir. İki gizli katmana sahip tam bağlı bir sinir ağı (MLP) kullanılmıştır. Ağ, 220 boyutlu giriş verisini işleyerek 18 boyutlu çıkışı tahmin etmektedir. Modelin kayıp fonksiyonu, tahmin edilen değerler ile gerçek değerler arasındaki Ortalama Karesel Hata (MSE-Mean Squared Error) olarak belirlenmiştir. Eğitim, adam optimizasyon algoritması kullanılarak 10 epoch boyunca gerçekleştirilmiştir.

Eğitimde öğrenilen model, test senaryoları üzerinde hibrit özyinelemeli yöntem ile değerlendirilmiştir. Klasik özyinelemeli tahminde model, her adımda tahmin ettiği değerleri bir sonraki giriş penceresinde kullanır. Ancak bu çalışmada, hata birikiminin önüne geçebilmek için hibrit bir yaklaşım uygulanmıştır. Bu yöntemde, belirli aralıklarla (örneğin 5 adımda bir) pencere tamamen gerçek verilerle güncellenmektedir. Böylece hem özyinelemeli tahminin uzun vadeli öngörü yeteneği korunmuş hem de gerçek verinin hata düzeltme avantajı sağlanmıştır.

3.2.2. PINN Eğitimi

PINN modeli, geleneksel ANN'in üzerine fiziksel kısıtları entegre ederek geliştirilmiştir. Bu modelin eğitilmesi sırasında, sadece veriden gelen kayıp değil, aynı zamanda sistemin fiziksel denklemleri (1)-(6) ne kadar ihlal ettiğini gösteren fiziksel kayıp da minimize edilmiştir. Bu entegrasyon sayesinde, PINN yöntemi veri eksikliği durumlarında bile fiziksel olarak tutarlı tahminler üretebilecektir. PINN'in kayıp fonksiyonu, veriden gelen hata ile fiziksel denklemlerin kalıntı hatasının bir toplamı olarak formüle edilecektir.

Bu yaklaşımın temel özelliği, kayıp fonksiyonuna hem veri kaybını hem de fiziksel denklemlerden kaynaklanan hatayı dahil etmesidir. Kayıp fonksiyonu aşağıdaki gibi formüle edilmiştir.

$$Toplam_{Kayıp} = Veri\ kayıp + \alpha * Fiziksel\ kayıp \quad (8)$$

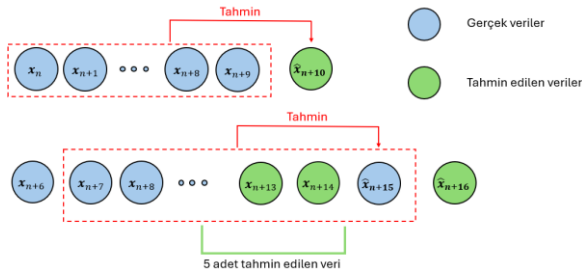
Denklemden, α parametresi fiziksel kısıtlamaların eğitim sürecindeki ağırlığını belirlemektedir. Bu çalışma da bu değer $\alpha = 0.1$ olarak kullanılmıştır.

Buna ek olarak, PINN'e özgü bir kayıp fonksiyonu kullanılmıştır. Bu fonksiyon, sadece MSE kaybını hesaplamakla kalmaz, aynı zamanda sistemin fiziksel kısıtlamalarından birini de göz önünde bulundurmaktadır.

$$Toplam_{Fiziksel\ Kayıp} = \sum (\sqrt{p_x^2 + p_y^2 + p_z^2} - 1)^2 \quad (9)$$

Burada \mathbf{p} vektörü, asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava aracından yüke olan birim vektörü temsil eden x_7, x_8, x_9 durum değişkenlerini ifade etmektedir. Bu \mathbf{p} vektör normunun ($\|\mathbf{p}\|$) her zaman bir değerine eşit olması, sistemin temel fiziksel kısıtlarından bir tanesidir. Bu kayıp terimi, ağ tahminlerinin bu birim vektör kuralına uymasını zorunlu kılmaktadır.

Eğitilen modellerin performansı, eğitimde kullanılmayan bağımsız bir test veri seti (*Test_Data*) üzerinde Şekil 2'de gösterilen özyinelemeli (recursive) yöntem ile değerlendirilmiştir.



Şekil 2: Özyineleme (recursive) yöntemi

Bu değerlendirme yöntemi, modelin uzun vadeli tahmin yeteneğini daha gerçekçi biçimde ölçmeye olanak tanımaktadır. İlk kayan pencere gerçek verilerden oluşturulmuş, sonrasında her adımda tahmin edilen değerler pencereye eklenmiştir. Belirlenen reset aralığında ise pencere tamamen gerçek veriler ile güncellenerek hata birikiminin önüne geçilmiştir.

Her iki modelin performansı, her bir durum değişkeni için ortalama karesel hata (MSE) metrikleri kullanılarak karşılaştırılmıştır. Bu karşılaştırma, özellikle özyinelemeli tahmin senaryosunda, PINN'in fiziksel kısıtlamaları içermesi sayesinde daha kararlı ve doğru sonuçlar üretilmediğini ortaya koyacaktır. Grafiksel olarak, gerçek verilerle tahmin edilen veriler arasındaki farklar çizilerek, modelin zaman içindeki sapmaları gözlemlenmiştir.

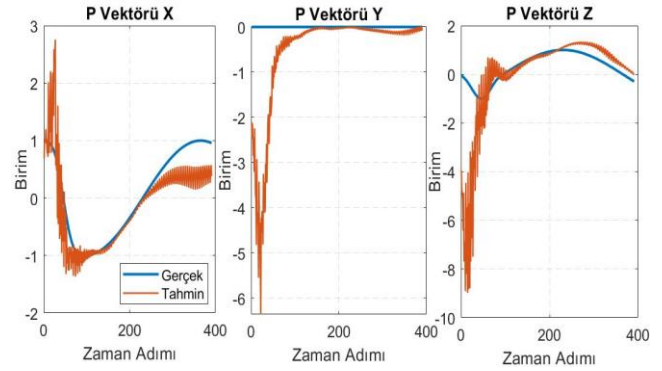
Bir sonraki bölümde elde edilen benzetim sonuçları arasından bir senaryo örneği üzerinden detaylı bir şekilde paylaşılmıştır.

4. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, elde edilen benzetim sonuçları detaylı bir şekilde paylaşılmıştır. Benzetim çalışmalarının tamamı MATLAB 2024a versiyonu ve işlemcisi Intel(R) Core i7-7700 CPU olan bilgisayarlar ile gerçekleştirilmiştir.

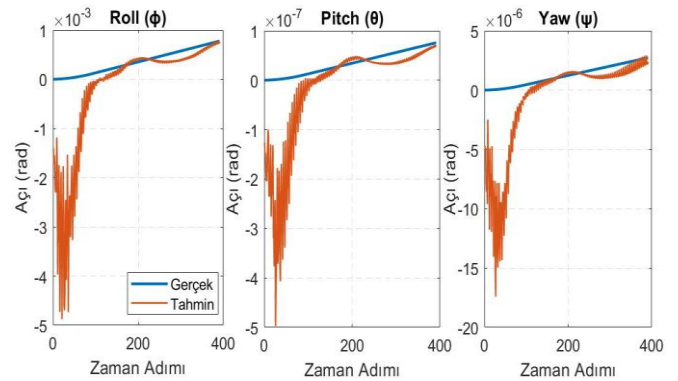
Benzetim çalışmalarında ANN ve PINN modellerinin karşılaştırılabilir olması için her iki modelde de aynı eğitim ve test veri setleri kullanılarak aynı işlemler uygulanmıştır. Eğitim verilerinde, gerçek dünya koşullarına daha yakın bir senaryo oluşturmak amacıyla gürültü eklenmiştir. U_1 için $[-0.03, 0.03]$ aralığında bir gürültü uygulanırken $U_2 - U_4$ değerleri için $[-3e-7, 3e-7]$ aralığında bir gürültü uygulanmıştır. Eğitim seti, örnekleme periyodu ($T_s = 0.01$ s) olan, her biri 10 saniyelik 100 farklı senaryodan oluşmaktadır. Veri setinde dört giriş değişkeninin bazı zaman aralıklarında eşzamanlı olarak uygulandığı durumlar bulunmaktadır. Test seti ise her biri 4 saniyelik 100 farklı senaryodan meydana gelmektedir. Benzetimde vektör hareketlerini rahatça gözlemleyebilmek amacıyla giriş sinyalleri farklı zaman dilimlerinde uygulanmıştır.

İlk olarak, ANN yaklaşımı ile elde edilen sonuçlar Şekil 3 ve Şekil 4'te gösterilmiştir. Şekil 3'te, asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava aracının P vektörü sırasıyla X, Y, Z koordinatları için gösterilmiştir. Şekil 3'te fiziksel kısıt bulunmadığı için gerçek veriyi yakalayamadığı ve büyük sapmalar olduğu gözlemlenmektedir.



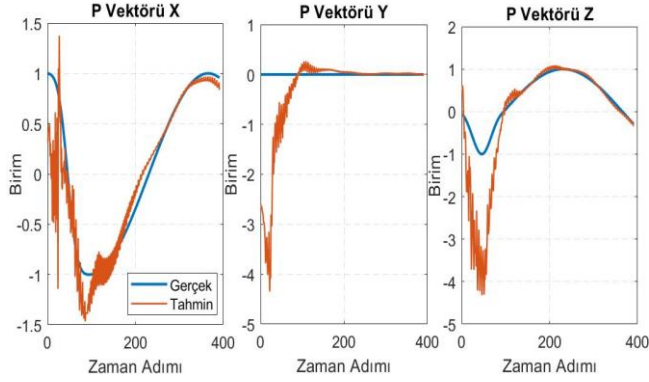
Şekil 3: ANN Eğitimi: P vektörü (X, Y, Z)

Şekil 4'te ise hava aracının sırasıyla roll, pitch ve yaw açıları paylaşılmıştır. Bir önceki grafikte olduğu gibi, ANN modeli gerçek değerini tam olarak yakalamış olsa da küçük sapmalar olduğu gözlemlenmiştir.



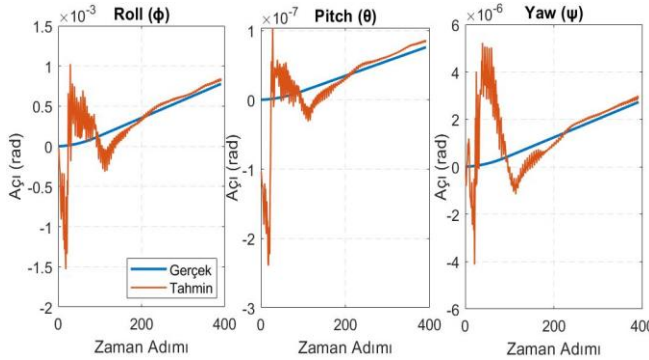
Şekil 4: ANN Eğitimi: Açısal değişkenler (Roll, Pitch ve Yaw Açıları)

İkinci aşamada, PINN yaklaşımı ile elde edilen sonuçlar Şekil 5 ve Şekil 6'da paylaşılmıştır. Şekil 5'te ANN sonuçlarına göre gerçek veriyi daha kısa sürede yakalayıp devamlılığını korumaktadır. Bu duruma verilmiş olan PINN'e özgü kayıp fonksiyonun içinde bulunan fiziksel kayıp kısıtlaması (9) doğrudan katkı sağlamıştır. Şekil 6'da ANN sonucuna göre gerçek veri doğrultusunu daha kısa sürece yakalamış ve stabil şekilde devam etmiştir.



Şekil 5: PINN Eğitimi: P vektörü (X, Y, Z)

Burada, PINN modelinin eğitiminde kullanılan fiziksel kısıt, p vektörünün normunun birim olması ($\|p\| = 1$) şartını doğrudan kayıp fonksiyonuna entegre edilmiştir. Bu nedenle, p vektörü bileşenleri için elde edilen sonuçlarda PINN'in, ANN'e kıyasla fiziksel tutarlılığı koruyarak daha kararlı tahminler ürettiği görülmektedir.



Şekil 6: PINN Eğitimi: Açısal değişkenler (Roll, Pitch ve Yaw Açıları)

Özellikle özyinelemeli tahmin senaryosunda, ANN sonuçlarında zaman ilerledikçe sapmalar artarken, PINN yaklaşımı bu hataları önemli ölçüde sınırlandırmıştır.

Açısal değişkenler (Roll, Pitch, Yaw) için fiziksel kısıt doğrudan uygulanmamış olsa bile p vektörünün doğru modellenmesi bu değişkenlerin de dolaylı olarak iyileşmesine katkı sağlamıştır. PINN modelinin açı tahminleri, ANN'e göre zaman içinde daha kararlı eğilimler göstermekte ve uzun vadeli tahminlerde daha az sapma üretmektedir.

Çalışmada, PINN yaklaşımının yalnızca matematiksel olarak değil, aynı zamanda sistemin fiziksel yapısına uygunluk açısından da belirgin şekilde üstün performans göstermiştir. Özellikle özyinelemeli tahmin senaryolarında ANN sonuçlarının hızla bozulmasına karşın, PINN'de bulunan fiziksel kısıtlar sayesinde daha güvenilir tahminler üretildiği gözlemlenmiştir. Dolayısıyla, PINN yaklaşımı hem fiziksel tutarlılık hem de uzun vadeli tahmin doğruluğu açısından önemli avantajlar sunmaktadır. Ayrıca, fiziksel kısıtlar doğrudan ilgili değişkenleri değil, sistemin diğer durum değişkenlerinde de dolaylı olarak etkili olduğu ve iyileştirmeler sağlandığı gözlemlenmiştir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava sisteminin dinamiklerini modellemede PINN'in sunduğu avantajlar, geleneksel ANN yaklaşımıyla karşılaştırmalı olarak incelenmiştir. Mevcut çalışma, sınırlı veri ve kısmi fiziksel kısıtlar altında bile PINN'in, tahminlerde daha kararlı ve tutarlı sonuçlar ürettiğini göstermektedir. Geleneksel veri odaklı yöntemlerin (ANN) ötesine geçilerek, fiziksel yasaların öğrenme sürecine entegre edilmesiyle PINN yaklaşımının hem fiziksel tutarlılık hem de uzun vadeli öngörülerin kararlılığı açısından üstünlük sağladığı gösterilmiştir. Bu yönüyle çalışma, PINN yönteminin karmaşık ve doğrusal olmayan asılı yük dinamiklerinin modellenmesi için güçlü bir alternatif sunduğunu ortaya koymakta ve literatürdeki mevcut yaklaşımlara kıyasla daha yüksek doğruluk ve genellenebilirlik avantajı sağlamaktadır.

Gelecek çalışmalar kapsamında, mevcut modelin genelleme yeteneğini ve uygulanabilirliğini artırmak amacıyla aşağıdaki adımların gerçekleştirilmesi planlanmaktadır:

Gerçek Veri Toplama ve Analizi: Mevcut çalışmada kullanılan simülasyon verilerinin aksine, bir asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava sistemi üzerinde gerçek dünya deneyleri yapılarak sensör verilerinin toplanması hedeflenmektedir. Bu verilerin, modelin sanal ortamın dışında nasıl performans gösterdiğini değerlendirmek için kullanılması planlanmaktadır. Gerçek dünya verisi, simülasyon modelinde gözlemlenmeyen gürültü, çevresel faktörler ve dinamik etkiler gibi ek zorlukları ortaya çıkararak, daha sağlam ve genellenebilir tahmin modellerinin geliştirilmesine olanak tanıyacaktır.

Fiziksel Kısıtların Genişletilmesi: Mevcut PINN modelinde, fiziksel kısıtlama olarak yalnızca asılı yük taşıyan dört rotorlu insansız hava sisteminden yüke olan birim vektörün (p) normunun 1'e eşit olması ($\|p\| = 1$) kullanılmıştır. Gelecek çalışmalarda, sistemin tam dinamik denklemlerini, yani sadece birim vektör kısıtı değil, aynı zamanda konum, hız ve açısal hız denklemlerinin tamamını kapsayan bir fiziksel kayıp fonksiyonu formüle edilecektir. Bu yaklaşım ile PINN'in fizik yasalarını daha kapsamlı bir şekilde öğrenmesi sağlanarak, modelin tahmin doğruluğunun ve güvenilirliğinin önemli ölçüde artırılması amaçlanacaktır.

Kaynakça

- [1] H. Hu, L. Qi ve X. Chao, "Physics informed Neural Networks (PINN) for computational solid mechanics:

- Numerical frameworks and applications,” *Thin-Walled Structures*, 2024, 112495. doi: 10.1016/j.tws.2024.112495.
- [2] G. Serrano, M. Jacinto, J. Ribeiro-Gomes, J. Pinto, B. J. Guerreiro, A. Bernardino ve R. Cunha, “Physics-Informed Neural Network for Multirotor Slung Load Systems Modeling,” *2024 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, Yokohama, Japonya, 13–17 Mayıs 2024, ss. 12592–12598.
- [3] M. Raissi, P. Perdikaris ve G. E. Karniadakis, “Physics-Informed Neural Networks: A deep learning framework for solving forward and inverse problems involving nonlinear partial differential equations,” *Journal of Computational Physics*, cilt 378, ss. 686–707, 2019. doi: 10.1016/j.jcp.2018.10.045.
- [4] Cuomo, S.; Di Cola, V.S.; Giampaolo, F.; Rozza, G.; Raissi, M.; Piccialli, F. Scientific machine learning through physics-informed neural networks: Where we are and what’s next. *J. Sci. Comput.* 2022, 92, 88. [CrossRef]
- [5] G. E. Karniadakis, I. G. Kevrekidis, L. Lu, P. Perdikaris, S. Wang ve L. Yang, “Physics-informed machine learning,” *Nature Reviews Physics*, cilt 3, ss. 422–440, 2021. doi: 10.1038/s42254-021-00314-5.
- [6] S. Mowlavi ve S. Nabi, “Optimal control of PDEs using physics-informed neural networks,” *Journal of Computational Physics*, cilt 473, 111731, 2023. doi: 10.1016/j.jcp.2022.111731.
- [7] Y. Shin, J. Darbon ve G. E. Karniadakis, “On the convergence of physics informed neural networks for linear second-order elliptic and parabolic type PDEs,” *Communications in Computational Physics*, cilt 28, ss. 2042–2074, 2020. doi: 10.4208/cicp.OA-2020-0047.
- [8] X. Meng, Z. Li, D. Zhang ve G. E. Karniadakis, “PPINN: Parareal physics-informed neural network for time-dependent PDEs,” *Computer Methods in Applied Mechanics and Engineering*, cilt 370, 113250, 2020. doi: 10.1016/j.cma.2020.113250.
- [9] S. Cai, Z. Mao, Z. Wang, M. Yin ve G. E. Karniadakis, “Physics-informed neural networks (PINNs) for fluid mechanics: A review,” *Acta Mechanica Sinica*, cilt 37, ss. 1727–1738, 2021. doi: 10.1007/s10409-021-01148-1.
- [10] Y. Chen, L. Lu, G. E. Karniadakis ve L. Dal Negro, “Physics-informed neural networks for inverse problems in nano-optics and metamaterials,” *Optics Express*, cilt 28, ss. 11618–11633, 2020. doi: 10.1364/OE.387384.
- [11] M. I. Jordan ve T. M. Mitchell, “Machine learning: Trends, perspectives, and prospects,” *Science*, cilt 349, ss. 255–260, 2015. doi: 10.1126/science.aaa8415.
- [12] M. Mohri, A. Rostamizadeh ve A. Talwalkar, *Foundations of Machine Learning*. Cambridge, MA, ABD: MIT Press, 2018.
- [13] M. Bernard, K. Kondak, I. Maza ve A. Ollero, “Autonomous transportation and deployment with aerial robots for search and rescue missions,” *Journal of Field Robotics*, cilt 28, ss. 914–931, 2011.
- [14] A. Gawel, M. Kamel, T. Novkovic, J. Widauer, D. Schindler, B. P. von Altishofen, R. Siegwart ve J. Nieto, “Aerial picking and delivery of magnetic objects with MAVs,” *2017 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, ss. 5746–5752, 2017.
- [15] K. Dorling, J. Heinrichs, G. G. Messier ve S. Magierowski, “Vehicle routing problems for drone delivery,” *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, cilt 47, no. 1, ss. 70–85, Ocak 2017. doi: 10.1109/TSMC.2016.2582745.
- [16] H. Ergezer, “Multi-objective trajectory planning for slung-load quadrotor system,” *IEEE Access*, cilt 9, ss. 155003–155017, 2021. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3129265.

Füze Manevra Stratejisi ve Gimballi Arayıcı Başlık Tipinin Hedef Takip Performansına Etkisinin İncelenmesi

Analysis of the Missile Maneuver Strategies and Gimbaled Seeker Type on Target Tracking Performance

Ramazan Kaya¹, Ahmet Furkan Bayram², Raziye Tekin³, Koray S. Erer⁴

^{1,2,3}Akıllı Mühimmat ve Güzüm Kitleri Direktörlüğü

ROKETSAN A.Ş. Ankara, TÜRKİYE

{ramazan.kaya, furkan.bayram, raziye.tekin}@roketstan.com.tr

⁴Hava Savunma Sistemleri Direktörlüğü

ROKETSAN A.Ş. Ankara, TÜRKİYE

{koray.erer}@roketstan.com.tr

Özetçe

Günümüz savunma teknolojilerinde önemli yere sahip olan füzelerin hedef takip performansını etkileyen unsurlardan birisi gimballi arayıcı başlıklardır. Füzelerde hedef takibi yapan iki temel konfigürasyona sahip gimballi arayıcı başlık (GAB) tipi vardır. Bunlar yuvarlanma-yunuslama (YY) eksenli ve yunuslama-sapma (YS) eksenli güdümlü arayıcı başlıklardır. Açık literatürde benzeri bulunmayan bu çalışma, kayarak dönmeli (KD) ve yatarak dönmeli (YD) manevra stratejisi ile gimballi arayıcı başlık tipinin hedef takip performansına etkisi incelenmektedir. Benzetim sonuçları, füze manevra stratejisi ile gimballi arayıcı başlık tipinin, KD-YY konfigürasyonunda diğerlerine göre 4-5 kat arası daha iyi performans gösterdiği, YD-YS ve YD-YY konfigürasyonları diğerlerine göre hedef takip performanslarının maksimum takip hatası değerleri ve dönüölçer değerleri bakımında kötü olduğu görülmektedir. Literatürde daha önce ele alınmamış bir konuyu irdeleyen bu çalışma, özgün bir katkı ortaya koymaktadır.

Abstract

In modern defense technologies, one of the key factors influencing the target-tracking performance of missiles is gimbaled seekers. There are two main configurations of gimbaled seekers for target tracking: roll-pitch (RP) axis seekers and pitch-yaw (PY) axis seekers. This study, which to the best of the authors' knowledge has no equivalent in the open literature, investigates the effect of gimbaled seeker type on target-tracking performance in conjunction with skid-to-turn (STT) and bank-to-turn (BTT) maneuver strategies. Simulation results indicate that the STT-RP configuration achieves 4–5 times better performance than the others, while the BTT-PY and BTT-RP configurations exhibit poorer target-tracking performance, particularly with respect to maximum tracking error and gyroscope measurements. By addressing a topic not previously examined in the literature, this study provides a novel contribution.

1. Giriş

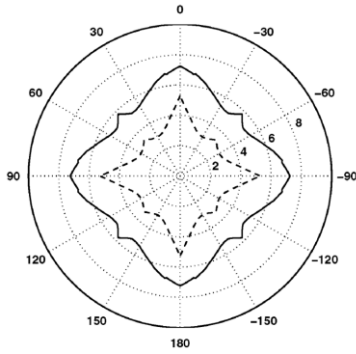
Füze sistemleri, kritik ve stratejik hedeflerin etkisiz hale getirilmesinde yagın olarak kullanılan güdümlü mühimmat

türlerinden biridir. Füzelerin başarımını belirleyen en önemli unsurlardan biri tasarlanan kontrol sistemi ve sisteminin etkinliğidir. Bu sistemler, genellikle “güzüm ve otopilot” olarak adlandırılır. Kullanım senaryosuna göre farklı kontrol stratejileri geliştirilmekte ve bu yaklaşımlar belirli performans ölçütleriyle kıyaslanmaktadır. Literatürde füze güzüm ve otopilot algoritmaları, hedeften sapma miktarı, toplam uçuş süresi, ihtiyaç duyulan maksimum ivme miktarı ve hedef takip hatası gibi performans ölçütleriyle kıyaslanmaktadır [1].

Otopilotlar, füzenin hedefe yönelmesi ve gerçekleştirmesi gereken manevraları KD ve YD olmak üzere iki farklı manevra stratejisi kullanarak yapmaktadır. Bu stratejilerin birbirine göre avantajları ve dezavantajları bulunmaktadır. Füze gövdesine bağlı eksen takımında tanımlanan yunuslama ve sapma hareketleri eş zamanlı gerçekleştiren KD füzeler olarak adlandırılır [1]. KD stratejisi, füzenin gövdesine bağlı eksen takımında tanımlanan yunuslama ve sapma hareketlerinin eş zamanlı gerçekleştirilmesini sağlar [1]. KD sistemlerde füze gövdesinin yönü sabit tutulur ve füzeye doğrudan yanal ivme uygulanır. Bu yapının en büyük dezavantajı yüksek yanal ivme gerektiğinde sisteminin sınırlı performans göstermesidir [2]. Şekil 1’de, polar koordinatta füzenin aldığı yuvarlanma açısına göre gerçekleştirebileceği maksimum ivme kabiliyeti gösterilmektedir. Füze yuvarlanma açısı $\pm 90^\circ$ ve katlarında iken maksimum manevra kabiliyetine sahiptir [2].

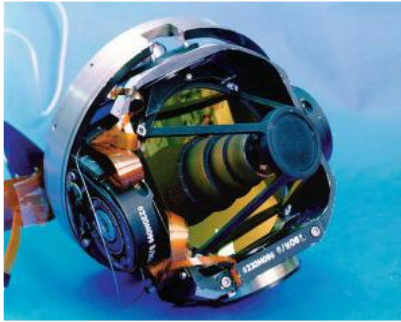
YD stratejisinde füze, istenilen yanal ivme için yuvarlanma manevrası yaparak gövdeyi yönlendirir. Bu nedenle yunuslama ve sapma eksenleri arasındaki otopilotlar birbirine bağımlı bir şekilde görev alır. Füzenin sapma düzlemindeki hareketi yuvarlanma açısı sayesinde gerçekleşir [1]. YD stratejisinde füze tasarımları yuvarlanma ekseninde de otopilot gerektirdiği için daha karmaşık ve gelişmiş kontrol algoritmalarına ihtiyaç duyar. YD sistemler birbirine bağımlı otopilot yapısı, genellikle hava solumalı roket motoruna sahip füzelerde ve büyük kanatlı füzelerde kullanılır [1].

Çoğu modern füze sistemlerinde yüksek doğrulukta hedef takibi için gimballi arayıcı başlık teknolojisi kullanılır [3]. Gimbal mekanizması, platformdan gelen gürültü ve bozucuları stabilize etmek için kritik bir unsurdur. Görüş hattı açısı (*Line-of-Sight*, *LOS* gimbal mekanizması sayesinde oluşturulur [3].



Şekil 1: Polar koordinatta bir füzenin yuvarlanma açısına göre gerçekleyebileceği maksimum ivme (g) kabiliyeti [2].

Gimballi arayıcı başlık sistemleri genellikle, Şekil 2, görüntüleme sistemi, gimbale mekanizması, sensör ve sinyal işleme ünitesinden oluşur [3].



Şekil 2: YS gimballi arayıcı başlık örneği [3].

Görüntüleme sisteminde lazer, TV kamera, kızılötesi termal kameralar ve elektro-optik görüntüleme gibi teknolojiler kullanılmaktadır. Sinyal işleme ünitesi, hedef takip hatası, kontrolcü sinyalleri ve görüntü işleme gibi işlemleri gerçekleştirir. Güdümlü füzelerde genellikle YY veya YS konfigürasyonlarına sahip gimballi arayıcı başlıklar kullanılmaktadır [4].



Şekil 3: YY gimballi arayıcı başlık örneği [4].

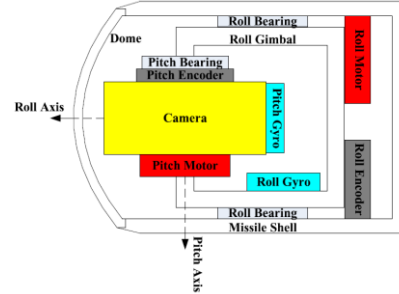
Genellikle iki eksenli GAB kullanılması ana sebebi üç eksenli GAB sistemlerine göre daha küçük yapıda olmasıdır [4]. Şekil 3'teki YY gimballi arayıcı başlıkları YS'ye göre daha küçük boyutlarda tasarlanabilmektedir [4]. Tablo 1'de gimbale tiplerine göre mekanizmaların konfigürasyonu verilmiştir.

Tablo 1: Gimbal Mekanizma Konfigürasyonu

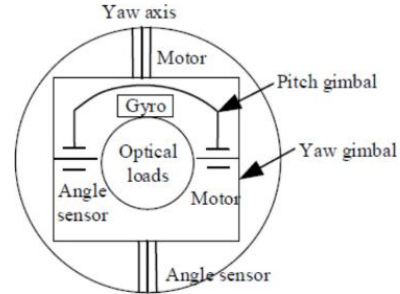
Gimbal Tipi	Dış Gimbal	İç Gimbal
YY	Yuvarlanma	Yunuslama
YS	Yunuslama	Sapma

Şekil 4'den de görüleceği gibi, kamera iç gimballi konumlandırılır. İç gimbalin açısal hızını ölçmek amacıyla dönüölçer kullanılır. YY konfigürasyonunda iç gimbal,

yunuslama gimballi, yunuslama motoruyla tahrik edilir ve açı bilgisi enkoder ile ölçülür. İç gimbal, yuvarlanma motoruyla tahrik edilen dış gimbalin üzerine monte edilir. Yuvarlanma açısı ve açısal hızı enkoder ve dönüölçer yardımıyla ölçülür. Şekil 5'te görüldüğü üzere, benzer algılayıcı ve eyleyici yapısı YS gimballi arayıcı başlık için de geçerlidir [5]. Genellikle her iki gimbal tipinde de kullanılan algılayıcılar: dönüölçer, enkoder ve kamera, eyleyiciler ise DC motorlardır.



Şekil 4: YY gimballi arayıcı başlık yapısı [4].



Şekil 5: YS gimballi arayıcı başlık yapısı [5].

Bu çalışmada, bir kara platformundan belirlenen sabit ve hareketli hava hedeflerine doğru fırlatılan füze sisteminde KD ve YD manevra stratejileri ile YY ve YS GAB yapıları karşılaştırılmıştır. Benzetim ortamı olarak altı serbestlik dereceli holonomik olmayan füze-hedef modeli oluşturulmuştur [6]. Hedef ile füze arasındaki angajman saf oransal seyrüsefer (OS) güdüm kuralına göre gerçekleştirilmiştir. Yapılan benzetim çalışmalarında iki farklı füze manevra yöntemi ve iki farklı gimballi arayıcı başlık için uygun yapılar ve matematiksel modeller oluşturulmuştur. Sonuç olarak, benzetimlerden elde edilen bulgularla birlikte genel bir değerlendirme yapılmıştır.

2. Notasyon ve Önbilgi

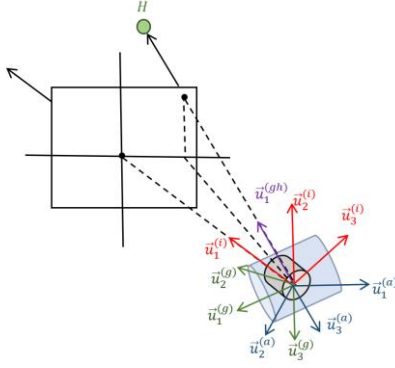
2.1. Notasyon

Benzetim çalışmaları için; ataletsel eksen takımı (\mathcal{F}_a), füze gövde eksen takımı (\mathcal{F}_g), görüş hattı eksen takımı (\mathcal{F}_{gh}), dış (\mathcal{F}_d) ve iç (\mathcal{F}_i) gimbal eksen takımları olmak üzere 4 farklı eksen takımı tanımlanmıştır. Bu eksen takımlarının birbirlerine göre olan yönelimleri Şekil 6'da görülmektedir.

Burada $\vec{u}_1, \vec{u}_2, \vec{u}_3$; eksen takımlarının eksenlerinin birim vektörleridir. İlgili birim vektörün hangi eksen takımına ait olduğu, üst indisinde belirtilmektedir.

Bir vektör, farklı eksen takımlarında farklı sütun matris gösterimleri ile temsil edilir. Eksen takımları arasındaki dönüşümler ve rotasyonlar yardımıyla sütun matrisleri arasında ilişki kurulur [7]. Bir dönüşüm şu şekilde gösterilebilir:

$$\vec{r}^{(a)} = \hat{C}^{(a,b)} \vec{r}^{(b)} \quad (1)$$



Şekil 6: Eksen takımları

Burada $\hat{C}^{(a,b)}$, F_b eksen takımını F_a eksen takımına dönüştüren matristir ve ortogonal transformasyon matrisi ya da Yönelim Kosinüsleri Matrisi (YKM) (*Direction cosine matrix*, *DCM*) olarak adlandırılır. Ayrıca bu matris, $\hat{C}^{(a,b)} = \hat{C}^{(b,a)^{-1}} = \hat{C}^{(b,a)^T}$ özelliğini de sağlar [7]. Benzetim çalışmalarında Denklem (2)'de verilen YKM formülasyonu kullanılmıştır [8].

$$\hat{C}^{(a,b)} = \hat{C}^{(a,b)} \tilde{\omega}_{(b/a)}^{(b)} \quad (2)$$

Burada $\tilde{\omega}_{(b/a)}^{(b)}$, $\omega_{(b/a)}^{(b)}$ 'nin antisimetrik kare matrisidir.

2.2. Ön bilgi

Bu kısımda çalışmada kullanılan angajman kinematiği, güdüm kanunu, görüş hattı açılal hızının elde edilmesine ilişkin detaylar verilecektir. Ardından manevra tipleri ve konfigürasyona göre GAB başlıkların denklemleri verilecektir.

2.2.1. OS Kanunu ve Angajman kinematiği

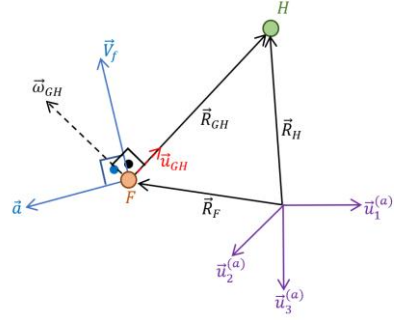
Füzelerde sıklıkla kullanılan OS, doğrusal ortamda optimal bir güdüm kanunu olarak değerlendirilebilir [9]. OS kanunu, füzeye uygulanan ivme vektörünün yönüne göre kendi içerisinde sınıflara ayrılır. Bu çalışmada kullanılan ivme vektörünün, füze hız vektörüne dik oluşturulduğu Saf Oransal Seyrüsefer (SOS) kanununun vektörel ifadesi Denklem (3)'te verilmiştir [6].

$$\vec{a}_{SOS} = N (\vec{\omega}_{GH} \times \vec{V}_F) \quad (3)$$

Burada N , etkin güdüm katsayısı; $\vec{\omega}_{GH}$, GH açılal hız vektörü; \vec{V}_F , füze hız vektörü ve \vec{a}_{SOS} , ivme otopilotları için giriş işaretleridir. N , tasarımcı tarafından belirlenen güdüm katsayısıdır. \vec{V}_F , seyrüsefer hesaplamalarıyla bulunur. Açılal hız vektörü $\vec{\omega}_{GH}$, GH'ye diktir. Arayıcı başlık kinematiklerine ve çözümlemelerine göre $\vec{\omega}_{GH}$ vektörü birçok farklı yöntemle elde edilebilir. Bu çalışmada kullanılan yöntem bir sonraki bölümde anlatılacaktır. SOS güdüm kanununda kullanılan vektörlerin geometrik gösterimi Şekil 7'de füze (F) ile hedef (H) arasındaki 3 boyutlu bir angajman geometrisi kullanılarak gösterilmiştir.

Burada \vec{R}_{GH} , füze ve hedef arasındaki mesafe vektörü, diğer deyişle GH vektörüdür. Bu vektör füze ve hedefin herhangi bir eksen takımına göre olan konum vektörlerinin farkı olarak ifade edilebilir. Şekil 7'de bu konum vektörleri ataetsel eksen takımı \mathcal{F}_a 'ya göre olmak üzere \vec{R}_F ve \vec{R}_H olarak ifade edilmiştir ve $\vec{R}_{GH} = \vec{R}_H - \vec{R}_F$ eşitliği bulunmaktadır. \vec{u}_{GH} vektörü, \vec{R}_{GH}

vektörünün yani GH vektörünün birim vektörüdür. \mathcal{F}_a eksen takımının eksenleri ise $\vec{u}_1^{(a)}$, $\vec{u}_2^{(a)}$, $\vec{u}_3^{(a)}$ olarak gösterilmektedir.



Şekil 7: Füze-hedef 3 boyutlu angajmanı için kullanılan vektörlerin gösterimi

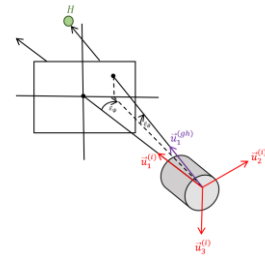
2.2.3. GH açılal hızı

Şekil 7'den de görüleceği üzere GH açılal hız ($\vec{\omega}_{GH}$) vektörü, GH'ye diktir. $\vec{\omega}_{GH}$ vektörü, GH birim vektörü kullanılarak elde edilebilir ve Denklem (4)'te verilmiştir [10].

$$\vec{\omega}_{GH} = \vec{u}_{GH} \times \dot{\vec{u}}_{GH} \quad (4)$$

Burada, \vec{u}_{GH} görüş hattı birim vektörüdür. $\dot{\vec{u}}_{GH}$ ise \vec{u}_{GH} vektörünün birim zaman içerisindeki değişimidir. \vec{u}_{GH} , arayıcı tarafından sağlanan arayıcı takip hataları (ε_θ , ε_ψ) cinsinden iç gimbal eksen takımında $\vec{u}_{GH}^{(i)}$ olarak ifade edilebilir. ε_θ ve ε_ψ , sırasıyla yunuslama ve yuvarlanma eksenlerindeki arayıcı takip hatalarıdır. Şekil 8'de bir güdümlü füzenin hedef ile gimballi arayıcı başlığın görüş alanı ekranında (*Field of View*, *FOV*) oluşan takip hatalarının geometrisi verilmiştir.

Görüş hattı eksen takımının (\mathcal{F}_{gh}) ilk birim vektörü ($\vec{u}_1^{(gh)}$), GH birim vektörü (\vec{u}_{GH}) ile aynı vektördür. Terminal güdüm fazında arayıcı takip hatalarının $\varepsilon_\theta \ll 90^\circ$, $\varepsilon_\psi \ll 90^\circ$ koşulunu sağladığı varsayılabilir. Bu koşul altında, Şekil 8'deki ilgili geometrik ilişkiler kurulunca, \vec{u}_{GH} vektörünün iç gimbal eksen takımındaki sütun matris gösterimi, $\vec{u}_{GH}^{(i)}$, Denklem (5)'daki gibidir.



Şekil 8: Hedef ile gimballi arayıcı başlığın görüş alanında oluşan takip hatasının ifadesi

Daha önce belirtildiği gibi $\dot{\vec{u}}_{GH}^{(a)}$ vektörü, $\vec{u}_{GH}^{(a)}$ vektörünün türevlenmesi ile elde edilir. Bu noktada, türev işleminin yapılacağı eksen takımı çok önemlidir. Bu noktada, türev işleminin yapılacağı eksen takımı çok önemlidir. \mathcal{F}_a eksen takımının zamanla yönelimi değişmez. Fakat iç gimbal eksen takımı, \mathcal{F}_i , zamanla değişen bir eksen takımı olduğu için \mathcal{F}_i 'nin \mathcal{F}_a 'ya göre bir açılal hızı ($\vec{\omega}_{i/a}$) vardır.

$$\bar{u}_{GH}^{(i)} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2 \varepsilon_\theta + \tan^2 \varepsilon_\psi}} \\ \frac{\tan \varepsilon_\psi}{\sqrt{1 + \tan^2 \varepsilon_\theta + \tan^2 \varepsilon_\psi}} \\ \frac{\tan \varepsilon_\theta}{\sqrt{1 + \tan^2 \varepsilon_\theta + \tan^2 \varepsilon_\psi}} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Dolayısıyla bu iki eksen takımındaki türevler eşit olmayacaktır. Dönen eksen takımının etkisi de hesaba katılmalıdır. Bu konu literatürde Coriolis etkisi olarak tanımlanmaktadır ve eşitliği şu şekildedir [7]:

$$D_a(\bar{u}_{GH}) = D_i(\bar{u}_{GH}) + \bar{\omega}_{i/a} \times \bar{u}_{GH} \quad (6)$$

$(\bar{\omega}_{i/a}^{(i)})$, iç gimbalde bulunan dönüölçer ile elde edilir. Bu ölçümün gürültü ve kayma barındırması veya iç gimbalde dönüölçerin bulunmaması, türev işleminin \mathcal{F}_a 'da yapılmasını daha mantıklı kılar. Yani söylenebilir ki, $\bar{u}_{GH}^{(a)}$ sütun matrisi elde edilirse ve \mathcal{F}_a 'da türevlenirse Coriolis terimi için ayrıca işlem yapılmasına gerek kalmaz. $\bar{u}_{GH}^{(a)}$; dönüşüm matrisleri ve $\bar{u}_{GH}^{(i)}$ kullanılarak şu şekilde elde edilir:

$$\bar{u}_{GH}^{(a)} = \hat{C}^{(a,g)} \hat{C}^{(g,i)} \bar{u}_{GH}^{(i)} \quad (7)$$

$\hat{C}^{(a,g)}$ ve $\hat{C}^{(g,i)}$ dönüşüm matrisleri sırasıyla \mathcal{F}_g 'den \mathcal{F}_a 'ye ve \mathcal{F}_i 'den \mathcal{F}_g 'ye dönüşüm matrisleridir. YY ve YS gimballi arayıcı başlığa sahip füzelerde GH açısal hızının GH birim vektörü üzerinden elde edilmesinde oluşan tek farklılık füze gövde eksen takımı ile iç gimbal eksen takımı arasındaki dönüşümden kaynaklanmaktadır. Yani $\hat{C}^{(g,i)}$ dönüşüm matrisi, iki gimbal tipinde farklı şekilde ifade edilir. İleriki bölümde bu dönüşümün nasıl gerçekleştiği anlatılacaktır. Gimballi arayıcı başlıklı füzelerde, $\bar{u}_{GH}^{(a)} = f(\phi_d, \theta_{d,i}, \psi_i, \varepsilon_\theta, \varepsilon_\psi)$ şeklinde bir fonksiyon tanımlanabilir. Burada $\phi_d, \theta_{d,i}$ ve ψ_i sırasıyla, yuvarlanma, yunuslama ve sapma gimbal açılarıdır. Son olarak, elde edilen $\bar{\omega}_{GH}^{(a)}$, uygun dönüşüm matrisleriyle $\bar{\omega}_{GH}^{(g)}$ formuna getirilir ve seyrüsefer hesaplamalarıyla elde edilen $\bar{V}_F^{(g)}$ bilgileri kullanılarak Denklem (3) yardımıyla güdümden füze için ivme komutlar elde edilir.

2.2.4. Füze manevra denklemleri

Bu kısımda, füzenin hedefe yönelmek için kullanılan YD ve KD manevra denklemleri verilmiştir. YD ve KD için, füzenin yuvarlanma açısal hızı (p) üzerine tasarlanan kontrolcüler yardımıyla istenilen füze manevrası gerçekleştirilmektedir.

$$\bar{\omega}_F^{(g)} = \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} = \frac{\bar{V}_F^{(g)} \times \bar{a}_F^{(g)}}{|\bar{V}_F^{(g)}|} \quad (8)$$

Denklem (2)'deki YKM formülasyonu için gerekli olan füze gövdesinin açısal hızı, $\bar{\omega}_F^{(g)}$, Denklem (9) yardımıyla hesaplanmıştır [10]. YD için füze yuvarlanma ekseninde döndürülerek gövde yönelimi değiştirilir ve ardından istenilen yöne doğru manevra yapılır. Füzinin dönmesi gereken yuvarlanma açısı güdümden elde edilen ivme değerleri ile Denklem (9)'daki gibi hesaplanabilir ve ϕ_{YD} açısı füzenin

minimum hareket gereksinimi ile manevra yapmasını sağlayacak şekilde seçilmiştir [10].

$$\phi_{YD} = \text{atan}_2 \left(\frac{\bar{a}_{SOS2}^{(g)}}{\bar{a}_{SOS3}^{(g)}} \right) \quad (9)$$

Burada, ϕ_{YD} ; füzenin YD manevrası dönmesi gereken yuvarlanma açısı, $\bar{a}_{SOS2,3}^{(g)}$; güdümden elde edilen ivme vektörünün füze gövdesinde çözümlendikten sonraki 2. ve 3. bileşenleridir. Bir başka deyişle, $\bar{a}_{SOS2,3}^{(g)}$, füze gövdesindeki ivme komutlarının y ve z eksen bileşenleridir. Füzinin istenilen ϕ_{YD} açısını gerçekleştirmesi için Denklem (10)'daki gibi oransal bir yuvarlanma kontrolcüsü tasarlanabilir [10].

$$(\bar{\omega}_F^{(g)})_1 = p = -k_{YD} \phi_{YD} \quad (10)$$

Burada, k_{YD} ; yuvarlanma açısını sıfıra götüren oransal kontrolcü kazancıdır. Amaç kontrolcü tasarımı olmadığı için en basit haliyle tutulmuştur. KD yönteminde füze gövdesinin yuvarlanma eksenindeki yönü sabit tutulur, sadece yatay ve dikey manevra yapılır. KD füze manevrası için Denklem (3)'teki matrisin elamanları kullanılarak ve doğrusal füze modeli yaklaşımıyla Denklem (11)'deki gibi bir oransal kontrolcü tasarlanabilir.

$$(\bar{\omega}_F^{(g)})_1 = p = -k_{KD} f(\phi_g, \theta_g, q, r) \quad (11)$$

KD füze manevrası; füze açılarının ve gövdesel açısal hızlarının bir fonksiyonuyla, $f(\phi_g, \theta_g, q, r)$, elde edilen değer ve oransal kontrolcü kazancı, k_{KD} , sayesinde yapılır.

2.2.5. Gimballi arayıcı başlık denklemleri

YY gimballi arayıcı başlığın dış gimbal açısal hız ifadesi Denklem (12)'de verilmiştir.

$$\begin{aligned} \mathbf{F}_g &\xrightarrow[\phi_d]{\bar{u}_1^g} \mathbf{F}_d \\ \bar{\omega}_{d/a}^{(d)} &= \hat{C}^{(d,g)} \bar{\omega}_{g/a}^{(g)} + \bar{\omega}_{d/g}^{(d)} \\ \bar{\omega}_{d/a}^{(d)} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & c\phi_d & s\phi_d \\ 0 & -s\phi_d & c\phi_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\phi}_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \bar{\omega}_{d/a}^{(d)} &= \begin{bmatrix} p + \dot{\phi}_d \\ qc\phi_d + rs\phi_d \\ -qs\phi_d + rc\phi_d \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

s ve c, sinüs ve kosinüsün kısaltmasıdır. $\bar{\omega}_{g/a}^{(g)}$ ifadesi füze gövdesinin ataletsel eksen takımına göre açısal hızının ifadesidir. Bir başka deyişle, sırasıyla, füzenin gövdesel yuvarlanma (p), yunuslama (q) ve sapma (r) açısal hızlarıdır. ϕ_d , enkoder tarafından ölçülen dış gimbal bağıl açısıdır. $\bar{\omega}_{d/a}^{(d)}$ ifadesi, dış gimbalin ataletsel eksen takımına göre açısal hızının ifadesidir. Dış gimbal üzerindeki dönüölçer $\bar{\omega}_{d/a}^{(d)}$ ifadesini ölçer. Benzer şekilde, YY arayıcı başlığın iç gimbalindeki açısal hız ifadesi Denklem (13-14)'deki gibidir.

$$\mathbf{F}_g \xrightarrow[\phi_d]{\bar{u}_1^g} \mathbf{F}_d \xrightarrow[\theta_i]{\bar{u}_2^d} \mathbf{F}_i \quad (13)$$

$$\begin{aligned}
\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} &= \hat{C}^{(i,g)} \bar{\omega}_{g/a}^{(g)} + \hat{C}^{(i,d)} \bar{\omega}_{d/g}^{(d)} + \bar{\omega}_{i/d}^{(i)} \\
\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} &= \hat{C}^{(i,g)} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + \hat{C}^{(i,d)} \begin{bmatrix} \dot{\phi}_d \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_i \\ 0 \end{bmatrix} \\
\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} &= \begin{bmatrix} (p + \dot{\phi}_d)c\theta_i + (qs\phi_d - rc\phi_d)s\theta_i \\ \dot{\theta}_i + qc\phi_d + rs\phi_d \\ (p + \dot{\phi}_d)s\theta_i + (rc\phi_d - qs\phi_d)c\theta_i \end{bmatrix} \\
\dot{\theta}_i &= \left(\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} \right)_y - qc\phi_d - rs\phi_d \\
\dot{\phi}_d &= \frac{\left(\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} \right)_z - (rc\phi_d - qs\phi_d)c\theta_i}{s\theta_i} - p
\end{aligned} \tag{14}$$

Burada $\bar{\omega}_{i/a}^{(i)}$ ifadesi, iç gimbaldeki dönüölçerin ölçtüğü değerdir. θ_i , enkoder tarafından ölçülen iç gimbal bağıl açısıdır. YS arayıcı başlığın iç ve dış gimballere ait açısal hız ifadeleri Denklem (15-16)'da verilmiştir.

YS dış gimbal açısal hızı için;

$$\begin{aligned}
F_g &\xrightarrow[\theta_d]{\bar{u}_2^g} F_d \\
\bar{\omega}_{d/a}^{(d)} &= \hat{C}^{(d,g)} \bar{\omega}_{g/a}^{(g)} + \bar{\omega}_{d/g}^{(d)} \\
\bar{\omega}_{d/a}^{(d)} &= \begin{bmatrix} c\theta_d & 0 & -s\theta_d \\ 0 & 1 & 0 \\ s\theta_d & 0 & c\theta_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_d \\ 0 \end{bmatrix} \\
\bar{\omega}_{d/a}^{(d)} &= \begin{bmatrix} pc\theta_d - rs\theta_d \\ q + \dot{\theta}_d \\ ps\theta_d + rc\phi_d \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{15}$$

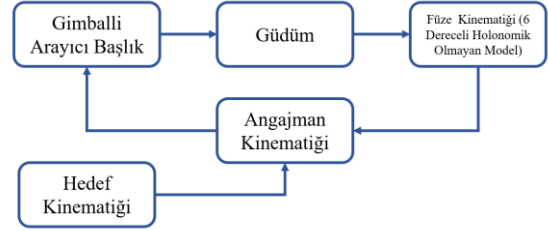
gibi elde edilir. YS iç gimbal açısal hızı için;

$$\begin{aligned}
F_g &\xrightarrow[\theta_d]{\bar{u}_2^g} F_d \xrightarrow[\psi_i]{\bar{u}_3^d} F_i \\
\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} &= \hat{C}^{(i,g)} \bar{\omega}_{g/a}^{(g)} + \hat{C}^{(i,d)} \bar{\omega}_{d/g}^{(d)} + \bar{\omega}_{i/d}^{(i)} \\
\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} &= \hat{C}^{(i,g)} \begin{bmatrix} p \\ q \\ r \end{bmatrix} + \hat{C}^{(i,d)} \begin{bmatrix} 0 \\ \dot{\theta}_d \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \dot{\psi}_i \end{bmatrix} \\
\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} &= \begin{bmatrix} c\psi_i(pc\theta_d - rs\theta_d) - s\psi_i(q + \dot{\theta}_d) \\ -s\psi_i(pc\theta_d - rs\theta_d) + c\psi_i(q + \dot{\theta}_d) \\ \dot{\psi}_i + ps\theta_d + rc\theta_d \end{bmatrix} \\
\dot{\psi}_i &= \left(\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} \right)_z - ps\theta_d - rc\theta_d \\
\dot{\theta}_d &= \frac{\left(\bar{\omega}_{i/a}^{(i)} \right)_y + s\psi_i(pc\theta_d - rs\theta_d)}{c\psi_i} - q
\end{aligned} \tag{16}$$

gibi elde edilir. Buradaki ifadelerin anlamları YY denklemlerindeki ifadelerle benzer şekildedir. Denklem (14) ve (17) ifadeler, $\dot{\theta}_i$, $\dot{\phi}_d$, $\dot{\psi}_i$ ve $\dot{\theta}_d$, ölçülen sistem parametreleri kullanılarak elde edilebilir.

3. Benzetim Ortamı

Önceki kısımlarda verilen denklemler ve kontrolcüler MATLAB/Simulink arayüzde gerçekleştirilmiştir. Denklem (1-2) ile füze YKM, yani, dönüşüm matrisleri oluşturulmuştur. Denklem (3-8) sayesinde, güdüm kanunu ve füze-hedef angajman kinematiği elde edilmiştir. Denklem (9-11), tasarlanan kontrolcü ile füzenin istenilen KD veya YD manevrasını yapması sağlanmıştır. Denklem (12-17) ile YY ve YS gimballi arayıcı başlıkların kinematik modelleri oluşturulmuştur. Benzetim çalışmalarında sabit örnekleme zamanı $T_s = 0.001$ saniye seçilmiş ve çözücü olarak dördüncü dereceden Runge Kutta (RK-4) kullanılmıştır. Gimbal modeline bozucu olarak giren füze açısal hız değerleri için 1.2 Mach hızındaki doğrusal sistem dinamiği kullanılmıştır.

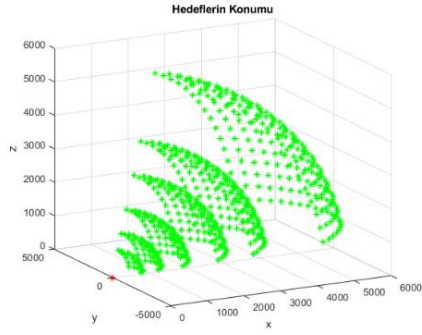


Şekil 9: Benzetim ortamı akış diyagramı

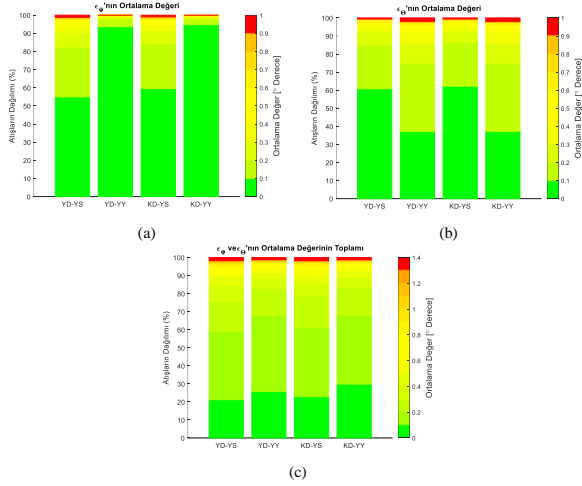
Şekil 19'da verilen akış diyagramı, benzetim ortamında yer alan bileşenler arasındaki bilgi akışını göstermektedir. Diyagramda, hedefin hareketlerini tanımlayan Hedef Kinematiği bloğı, bu bilgileri Angajman Kinematiği bloğına aktarmakta ve füze ile hedef arasındaki geometrik ilişkilerin kurulmasını sağlamaktadır. GAB, angajman kinematiğinden aldığı verilerle hedef hattını belirlemekte ve bu bilgileri Güdümlü bloğına iletmektedir. Güdümlü bloğı, hedef hattı verilerini kullanarak füze için gerekli komutları üretmekte ve bunlar Füze Kinematiği bloğunda işlenmektedir. Elde edilen füze kinematiği verileri tekrar angajman kinematiğine beslenerek kapalı çevrim bir yapı oluşturulmakta, böylece sistemin hedefe yönelik ve takip performansı bütünsel olarak analiz edilmektedir. Bu yapı, füze-hedef etkileşimini gerçekçi bir şekilde modellemek üzere kurgulanmış bütünlük bir simülasyon ortamını temsil etmektedir.

4. Benzetim Sonuçları

Benzetim çalışmaları için Şekil 10'daki gibi farklı menzil (800m'den 6000m'ye) ve farklı yanal pozisyonlara sahip 700'den fazla hedef konumu belirlenmiştir. Füze sabit hızla yaklaşık 1.2 Mach ve füze yerden ilklendirilirken yunuslama açısı $\theta_0 = 30^\circ$ olacak şekilde simülasyonlar yapılmıştır. 6 serbestlik dereceli holonomik olmayan benzetimde, GAB'nin stabilize etmesi gereken açısal hızlar olarak ivme otopilotlarından elde edilen hız kullanılmıştır. Simülasyonlarda, füze uçuş boyunca yalnızca bir manevra stratejisi ve bir GAB konfigürasyonu kullanılmış; KD-YD manevraları, YS ve YY GAB tipleriyle toplam 4 farklı kombinasyon oluşturulmuştur.

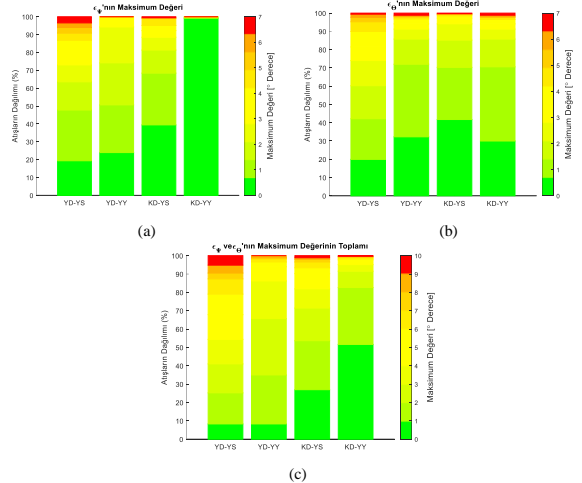


Şekil 10: Hedeflerin konumu



Şekil 11: Hedef takip hatasının (a) $\text{mean}(\epsilon_\psi)$, (b) $\text{mean}(\epsilon_\theta)$, (c) $\text{mean}(\epsilon_\theta) + \text{mean}(\epsilon_\psi)$ değerleri (sabit hedef)

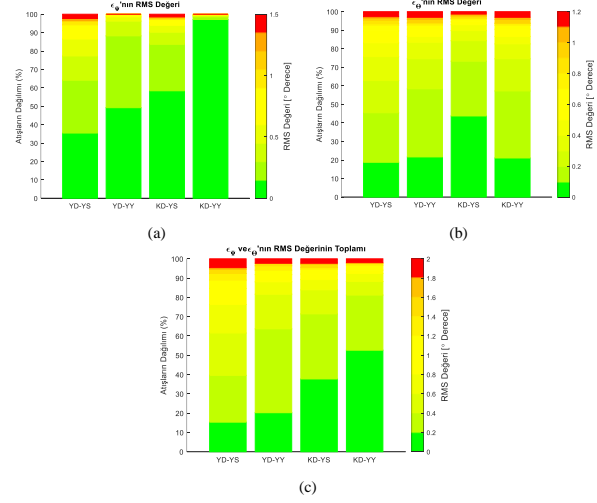
Şekil 11-13'te sabit hedef analizindeki her bir uçuş boyunca oluşan hedef takip hatalarının ortalama, maksimum ve RMS (root mean square) değerleri verilmiştir.



Şekil 12: Hedef takip hatasının (a) $\text{max}(\epsilon_\psi)$, (b) $\text{max}(\epsilon_\theta)$, (c) $\text{max}(\epsilon_\theta) + \text{max}(\epsilon_\psi)$ değerleri (sabit hedef)

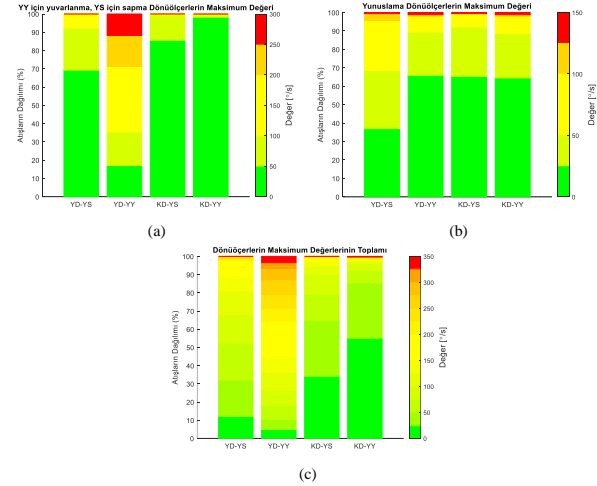
Şekil 12.(c)'de $\text{max}(\epsilon_\theta)$ ve $\text{max}(\epsilon_\psi)$ değerlerinin toplamı verilmiştir. Şekil 12.(c) ve Tablo 3 incelendiğinde, KD-YY yapısının farklı pozisyonlardaki 700 hedefin %51,65'ini toplam maksimum hatası 1° ve altında olacak şekilde atış

gerçekleşmiştir. Bu değerler YD-YY ve YD-YS yapılarından %10'nun altında olmuştur. Yani, KD-YY konfigürasyonu 4-5 kat civarı daha iyi performans sergilemiştir.



Şekil 13: Hedef takip hatası (a) $\text{rms}(\epsilon_\psi)$, (b) $\text{rms}(\epsilon_\theta)$, (c) $\text{rms}(\epsilon_\theta) + \text{rms}(\epsilon_\psi)$ değerleri (sabit hedef)

Benzer perspektifte Şekil 13.(c) incelendiğinde hedef takip hatalarının RMS değeri 0.2° altında olduğu değerler KD-YY yapısı için atışların %51,65'i, diğerlerinde ise %15 ile %37 arasında olmuştur. Oluşturulan konfigürasyonları kıyaslanmanın bir diğer ölçütü ise dönüölçerlerin maksimum değerleridir. Dönüölçer değerleri, sensör ve motor seçimlerinde çok kritik öneme sahiptir. Şekil 14.(c) incelenirse, YD-YY konfigürasyonundaki dönüölçer değerleri atışların %10'nunda $50^\circ/\text{sn}$ altında olmuştur. KD yapılarında ise bu yüzdelik değeri %65-85 arasında olmuştur.



Şekil 14: Dönüölçerlerin sabit hedef için maksimum değerleri

Ek kısmında Şekil 11.(c), 12.(c), 13.(c) ve 14.(c)'nin tablo hali ve hareketli hedef olduğu durumdaki sonuçlar verilmiştir.

5. Sonuçlar ve Tartışma

GAB tiplerinin tasarım detayları ve maliyet etkinlikleri değerlendirme kapsamı dışında bırakıldığında, benzetim ve analiz sonuçları hedef takip hatasının KD-YY ikilinde diğerlerine göre daha iyi sonuç gösterdiği tablolar ve şekiller

yardımıyla görülebilir. Özellikle GH ve GH açısai hızı hesapları ile birlikte hareketli ve sabit hedef tipleri için sistem seviyesi kararlar açısından en uygun manevra stratejisi-gimbal konfigürasyonu eşleşmesinin KD manevrası ile YY gimbal tipi olduğu görülmüştür. Bu ikilinin hedef takip doğruluğu bakımından diğer alternatiflere göre daha dengeli ve etkin bir performans sunduğu sonucuna ulaşılmıştır. Uygulamalarda belirsizlik ve gürültüler altında hedef takip hatasının daha da artacağı göz önüne alındığında füze manevra stratejisi ile GAB tipinin mümkün mertebe en iyi konfigürasyonda seçilmesi kritik öneme sahiptir. Bu çalışma ile birlikte farklı konfigürasyonlar incelenmiştir.

6. Kaynakça

- [1] Özkan, B., “Kayarak ve Yatarak Dönmeli Kısa Menzilli Havadan Karaya Füzelere Başarım Özelliklerinin Karşılaştırılması”, TOK 2024-Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye, 2023.
- [2] Cleminson, J. R., & Hyde, R. A., “Control and maneuverability of a square cross-section missile”. *Journal of guidance, control, and dynamics*, 29(1), 25-38, 2006.
- [3] Hastürk, Ö., “The stabilization of a two axes gimbal of a roll stabilized missile”, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Türkiye, 2011.
- [4] Jiang, H., Jia, H., & Wei, Q., “Analysis of zenith pass problem and tracking strategy design for roll-pitch seeker. *Aerospace Science and Technology*”, 23(1), 345-351, 2012.
- [5] Song, Y., Li, Q., & Zhang, M., “Electromechanical coupling modeling and fractional-order control of the seeker stabilization platform”, *Scientific Reports*, 14(1), 23889, 2024.
- [6] Erer, K. S., & Tekin, R., “Impact vector guidance” *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 44(10), 1892-1901, 2021.
- [7] Tekin, R., “Design, modeling, guidance and control of a vertical launch surface to air missile”, Yüksek Lisans Tezi, Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Türkiye, 2010.
- [8] Özgören, M. K., “Robot Manipulatorların Dinamiği ve Kontrolü”, Robot Dinamiği ve Kontrolü Çalıştayı, ISBN 978-605-84220-2-5, Ankara, 2016.
- [9] Shukla, U. S., & Mahapatra, P. R., “The proportional navigation dilemma-pure or true?”, *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 26(2), 382-392, 2002.
- [10] Tekin, R., & Erer, K. S., “Three-dimensional formation guidance with rigidly connected virtual leaders”. *Journal of Guidance, Control, and Dynamics*, 44(6), 1229-1236, 2021.

7. Ekler

Tablo 2: Hedef takip hatası $mean(\varepsilon_\theta) + mean(\varepsilon_\psi)$ değerleri (sabit hedef)

Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0,0 – 0,09	21,23	25,82	22,96	29,84
0,1 – 0,19	37,73	42,04	38,31	38,31
0,2 – 0,29	16,79	15,06	17,36	15,06
0,3 – 0,39	8,90	5,45	6,89	5,74
0,4 – 0,49	4,59	3,44	4,59	3,44
0,5 – 0,59	1,72	1,72	2,58	1,43
0,6 – 0,69	3,44	2,01	2,01	2,30
0,7 – 0,79	0,86	1,43	0,57	0,86
0,8 – 0,89	1,58	0,72	1,58	0,72
0,9 – 1,39	3,15	2,30	3,16	2,30

Tablo 3: Hedef takip hatası $max(\varepsilon_\theta) + max(\varepsilon_\psi)$ değerleri (sabit hedef)

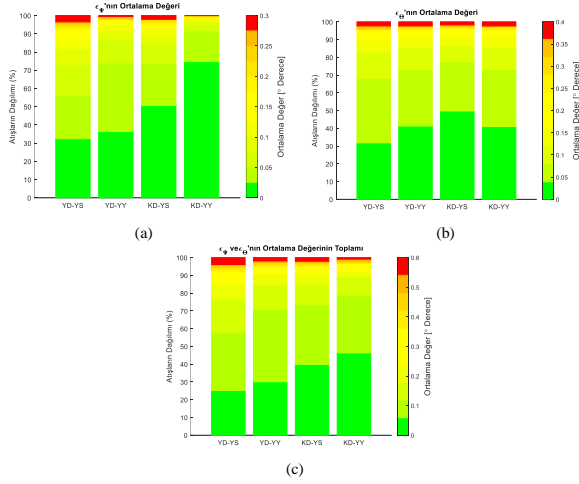
Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0 – 0,99	8,32	8,32	26,97	51,65
1 – 1,99	16,93	26,69	26,69	30,99
2 – 2,99	15,78	30,70	17,79	8,90
3 – 3,99	13,34	20,52	10,47	3,59
4 – 4,99	13,49	7,75	8,32	2,58
5 – 5,99	11,19	2,58	3,16	0,57
6 – 6,99	8,32	1,72	3,16	0,86
7 – 7,99	3,16	0,57	1,43	0,29
8 – 8,99	4,30	1,15	0,86	0,29
9 – 9,99	5,16	0,00	1,15	0,29

Tablo 4: Hedef takip hatası $rms(\varepsilon_\theta) + rms(\varepsilon_\psi)$ değerleri (sabit hedef)

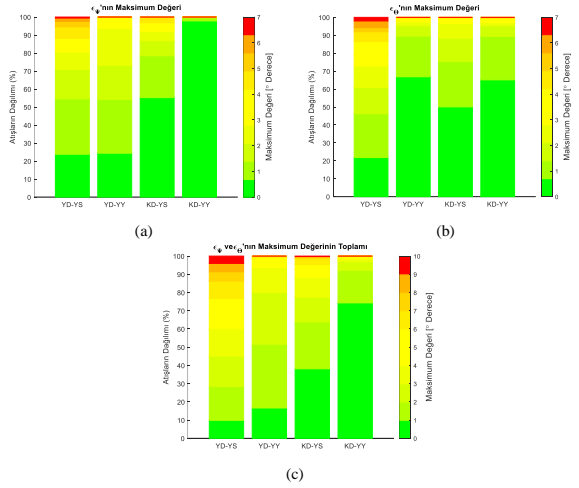
Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0,0 – 0,19	15,35	20,23	37,73	52,65
0,2 – 0,39	24,25	43,47	33,72	28,55
0,4 – 0,59	21,95	17,93	12,48	7,03
0,6 – 0,79	14,78	6,46	5,31	4,16
0,8 – 0,99	8,32	3,73	2,87	1,72
1,0 – 1,19	4,30	2,30	2,58	2,58
1,2 – 1,39	3,44	2,30	0,86	0,86
1,4 – 1,99	7,60	3,59	4,45	2,44

Tablo 5: Dönüölçerlerin sabit hedef için maksimum değerleri

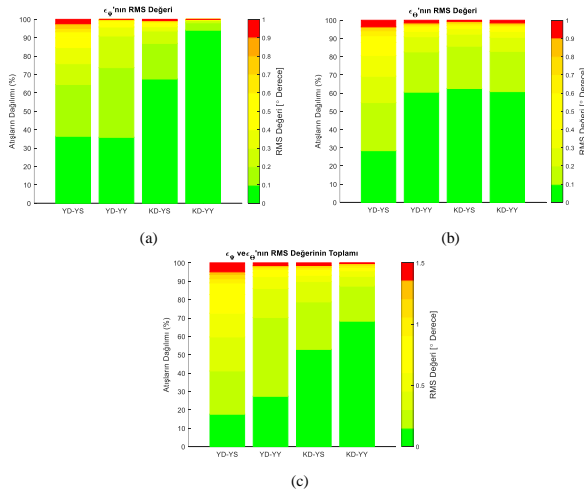
Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0 – 24,99	12,05	4,88	34,15	55,09
25 – 49,99	19,94	5,60	30,56	30,27
50 – 74,99	20,37	7,46	14,35	6,60
75 – 99,99	15,49	8,61	11,19	4,30
100 – 124,99	13,20	9,76	4,59	1,15
125 – 149,99	8,03	8,90	2,58	0,57
150 – 174,99	5,16	8,03	1,15	0,29
175 – 199,99	3,44	10,90	0,86	0,86
200 – 349,99	2,30	36,40	0,58	0,87



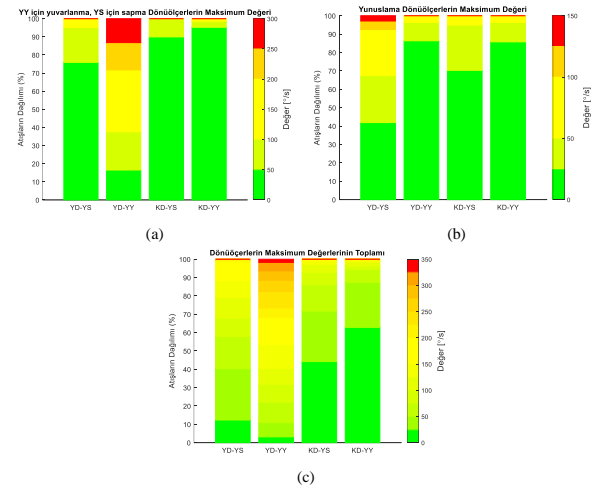
Şekil 15: Hedef takip hatasının (a) $\text{mean}(\epsilon_\psi)$, (b) $\text{mean}(\epsilon_\theta)$, (c) $\text{mean}(\epsilon_\theta) + \text{mean}(\epsilon_\psi)$ değerleri (hareketli hedef)



Şekil 16: Hedef takip hatası (a) $\max(\epsilon_\psi)$, (b) $\max(\epsilon_\theta)$, (c) $\max(\epsilon_\theta) + \max(\epsilon_\psi)$ değerleri (hareketli hedef)



Şekil 17: Hedef takip hatası (a) $\text{rms}(\epsilon_\psi)$, (b) $\text{rms}(\epsilon_\theta)$, (c) $\text{rms}(\epsilon_\theta) + \text{rms}(\epsilon_\psi)$ değerleri (hareketli hedef)



Şekil 18: Dönüölçerlerin hareketli hedef için maksimum değerleri

Tablo 6: Hedef takip hatası $\text{mean}(\epsilon_\theta) + \text{mean}(\epsilon_\psi)$ değerleri (hareketli hedef)

Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0,0 – 0,059	25,25	30,13	39,89	46,34
0,06 – 0,119	32,71	40,60	33,57	32,57
0,12 – 0,179	18,79	14,06	11,62	10,19
0,18 – 0,239	8,46	5,88	6,46	3,30
0,24 – 0,299	5,31	3,16	2,01	3,16
0,30 – 0,359	2,15	1,43	1,87	1,29
0,36 – 0,419	1,43	1,00	1,00	0,43
0,42 – 0,479	1,29	1,15	0,72	0,86
0,48 – 0,539	0,72	0,72	0,86	1,00
0,54 – 0,6	3,87	1,87	2,01	0,86

Tablo 7: Hedef takip hatası $\max(\epsilon_\theta) + \max(\epsilon_\psi)$ değerleri (hareketli hedef)

Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0 – 0,99	9,90	16,64	38,16	74,32
1 – 1,99	18,51	35,01	25,68	17,79
2 – 2,99	16,64	28,41	13,63	5,02
3 – 3,99	15,06	13,63	10,62	1,29
4 – 4,99	7,75	4,59	4,73	1,29
5 – 5,99	8,90	1,15	2,58	0,29
6 – 6,99	9,47	0,57	3,44	0,00
7 – 7,99	5,16	0,00	0,86	0,00
8 – 8,99	4,59	0,00	0,00	0,00
9 – 9,99	4,02	0,00	0,29	0,00

Tablo 8: Hedef takip hatası $\text{rms}(\epsilon_\theta) + \text{rms}(\epsilon_\psi)$ değerleri (hareketli hedef)

Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0,0 – 0,19	27,26	44,05	64,71	78,91
0,2 – 0,39	27,12	39,31	21,81	12,91
0,4 – 0,59	18,22	9,18	6,74	3,87
0,6 – 0,79	11,91	3,16	2,44	1,72
0,8 – 0,99	6,17	1,72	1,29	0,72
1,0 – 1,19	3,01	0,72	1,58	1,29
1,2 – 1,99	6,31	1,87	1,43	0,57

Tablo 5: Dönüölçerlerin hareketli hedef için maksimum değerleri

Aralık (°)	YD-YS (%)	YD-YY (%)	KD-YS (%)	KD-YY (%)
0 – 24,99	12,34	3,16	44,19	62,84
25 – 49,99	27,98	7,75	27,55	24,53
50 – 74,99	17,50	11,05	14,35	6,89
75 – 99,99	10,04	9,90	6,74	2,01
100 – 124,99	11,19	8,61	4,30	2,15
125 – 149,99	9,47	13,06	2,01	0,72
150 – 174,99	6,60	7,32	0,57	0,29
175 – 199,99	4,02	7,32	0,29	0,14
200 – 349,99	0,86	31,85	0,00	0,43

Yapısal Hasar Tespiti ve Bölge Taraması Yapan Dört Rotorlu İnsansız Hava Aracı Tasarımı

Four-Rotor Unmanned Aerial Vehicle Design for Structural Damage Detection and Area Scanning

Elif YÜCEL¹, Eyyüp Fırat KAVAK¹, Selin ÜNAL¹, Burak AKIN¹, Sibel ZORLU PARTAL¹

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

elif.yucel@std.yildiz.edu.tr, firat.kavak@std.yildiz.edu.tr, selinunal@std.yildiz.edu.tr,
bakin@yildiz.edu.tr, zorlu@yildiz.edu.tr

Özetçe

Doğal afetler, yangın ya da doğal gazın sebep olduğu patlamalar gibi büyük hasarlara yol açan olaylardan sonra enkaz alanlarında, arama-kurtarma ve tarama faaliyetleri için acil müdahale gereklidir. Bu müdahale aynı zamanda önemli riskler içerdiğinden kontrollü yapılmalıdır. Bu sebeple bu çalışmada bu tür müdahalelerde kullanılmak üzere, dört rotorlu, çok modüllü, fonksiyonel ve mini yapıda bir insansız hava aracı (İHA) gerçekleştirilmiştir. İHA tasarımı; uçuş kontrolcüsü, elektronik hız kontrolcüsü ve mekanik çerçeve tasarımı olmak üzere 3 bölümden oluşmaktadır. Uçuş kontrolcüsü; GPS, IMU, kamera, gaz sensörü ve SD kart tabanlı kayıt sistemi ile donatılmıştır. Ayrıca kontrolcüde kullanılan özgün gömülü yazılım ve algoritmalar sayesinde, açık ve kapalı alanlarda stabil uçuş gerçekleştirilebilmiş, gaz sızıntısı tespiti, alan topografisi çıkarma ve hasar belirleme gibi gerçek zamanlı veriler toplanabilmiş, bu veriler kullanıcıya eş zamanlı olarak iletilebilmiştir. Mekanik tasarımda ise; aerodinamik kararlılık ve elektromanyetik gürültü izolasyonu birlikte sağlanmış, ayrıca sensörlerin doğru veri üretebilmesi ve elektronik bileşenlerin güvenliği için, özel konumlandırma ve darbe emici destekler uygulanmıştır. Bunların yanında İHA tasarımında, farklı pervane testleri ile düşük güç tüketimi ve uzun uçuş süresi de gözetilmiştir. Sonuç olarak bu çalışmada, alt sistemlere özel farklı mikroişlemci mimarilerinin kullanıldığı, kompakt kontrolcü tasarımı ve elektronik gürültüyü azaltan çerçeve geometrisine sahip, mini bir İHA tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Abstract

In the aftermath of large-scale destructive events, such as natural disasters, fires, or gas-induced explosions, rapid intervention is vital in debris zones to conduct search, rescue, and reconnaissance operations. However, due to the inherent hazards of such environments, these operations must be carried out in a controlled and safe manner. To address this, a compact, quadrotor-type unmanned aerial vehicle (UAV) with a modular and functional architecture has been developed in this study for use in hazardous environments. The UAV design comprises three main subsystems: the flight controller, the electronic speed controllers (ESCs), and the mechanical frame design. The flight controller integrates GPS, an inertial measurement unit (IMU), a camera, a gas sensor, and an SD card-based recording system. Supported by custom embedded software and algorithms, the UAV achieves stable flight in both indoor and

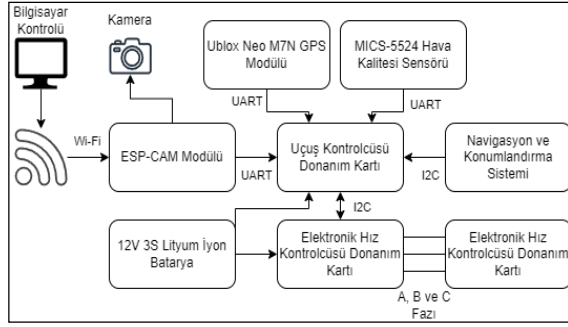
outdoor environments, enables real-time detection of gas leaks, topographic mapping, and damage assessment, and transmits this data simultaneously to the user. The mechanical structure is designed to ensure aerodynamic stability and electromagnetic interference isolation, incorporating dedicated sensor placements and shock-absorbing supports to enhance data accuracy and protect electronic components. Additionally, through extensive propeller testing, the UAV achieves low power consumption and extended flight duration. In conclusion, this study presents the design and implementation of a mini UAV platform featuring subsystem-specific microcontroller designs, a compact controller architecture, and a frame geometry engineered to reduce electronic noise, offering an effective solution for post-disaster operations.

1. Giriş

Türkiye her yıl birçok doğal afetin meydana geldiği bir coğrafyada yer almaktadır [1]. Deprem, heyelan, çığ, orman yangınları gibi doğal afetler bunlara örnek verilebilir [2]. Bunun dışında doğalgaz patlamaları, yangın vb. gibi afet dışında yaşanan olumsuz olaylar da çevrede ciddi yapısal hasarlara yol açmaktadır. Bu hasarlar sonrasında bu alanlarda acil keşif ve durum tespiti yapılması gerekmektedir. Günümüzde hasar tespiti ve keşif sürecinin kolaylaştırılabilmesi için gerekli sistemleri üzerinde bulunduran insansız hava araçları (İHA) kullanılmaktadır. İHA ile riskli bölgelerde doğrudan insan müdahalesi gerektirmeden; ortam koşullarının, gaz yoğunluklarının ve yapısal hasarların ön gözlemi gerçekleştirilebilir. Bu sayede kurtarma ekiplerinin enkaz alanındaki çalışmalarında yaşanacak olası riskler azaltılarak, müdahale planlamasının daha güvenli ve etkili bir şekilde yapılması mümkün olabilmektedir [3 - 5].

2. İHA Tümüleşik Sistem Tasarımı

Bu çalışmada tasarlanan İHA yapısında, kontrolcü, elektronik hız kontrolcü donanım kartları, çerçeve gerçekleştirilerek, multidisipliner bir sistem oluşturulmuştur. Şekil 1'de sistemin elektronik alt yapısının şeması verilmiştir.

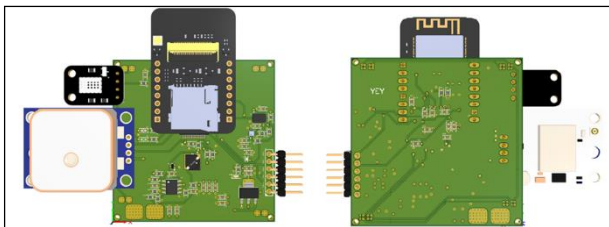


Şekil 1: İHA'nın elektronik alt yapı bileşenleri

Literatürde bulunan benzer boyut ve işlevlerdeki İHA tasarımlarına bakıldığında, elektronik alt sistem tasarımları genellikle aynı entegre ailesi komponentlerinden oluşmaktadır. Bu durum çoğu zaman tasarım kolaylığı sağlasa da, ürün tedariki ve maliyet açısından sorunlar oluşturabilmektedir. Bu çalışmada, uçuş kontrol kartında STM tabanlı mikroişlemci, kamera modülünde ESP tabanlı geliştirme kartı ve elektronik hız kontrolcüsü biriminde TI (Texas Instruments) motor sürücüsü entegre edilerek farklı mikroişlemci mimarilerinin tek sistemde sorunsuz biçimde çalışması sağlanmıştır. Bu yaklaşım, her alt sistemin işlem yüküne uygun en verimli donanımın kullanılmasına olanak tanıyarak donanım kartı boyutlarını küçültmüş, sistemin genel ağırlığını azaltmış ve modüler yapıyı güçlendirmiştir. Ayrıca, donanımların amaca yönelik seçilmesi ve ticari olarak kolay temin edilebilir bileşenlerden oluşturulması sayesinde, toplam maliyetin benzer işlevleri içeren ticari ürünlere kıyasla, daha düşük seviyede kalması sağlanabilmektedir.

2.1. İHA Uçuş Kontrolcüsü Tasarımı

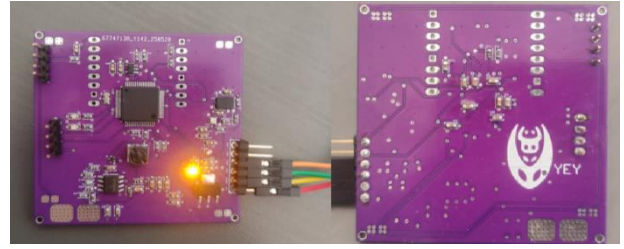
İHA kontrolcüsü, tüm sisteme güç akışının sağlandığı, hareket halindeyken çevre algılamasına yardımcı olacak sensör ve modüllerin üzerinde bulunduğu, motorlara gerekli dönüştürme ve hız bilgisinin verildiği birimdir. Aynı zamanda İHA'nın kameradan alacağı verileri tanımlayabilmesi de, uçuş kontrolcüsü üzerinden gerçekleştirilir. Bu yüzden bu çalışmada kullanılan kontrolcü kartı; gerekli algoritmaların çalıştırılabildiği, İHA'nın yer-yön tayininin yapılabilirdiği, motorların kontrol edilebildiği ve bataryadan gelecek gücün gerekli seviyelere getirilerek kart üzerindeki komponentlere dağıtılabildiği bir sisteme sahip olacak şekilde, Altium Designer uygulaması üzerinde gerçekleştirilmiştir. Şekil 2'de tasarlanan donanım kartının ön ve arka yüzü verilmiştir.



Şekil 2: Uçuş kontrolcü kartı ön ve arka yüzü

Donanım kartı açık alanda konum bilgisi verebilmesi için GPS, kapalı alanda konum bilgisi verebilmesi için IMU ve barometre sensörüne, karanlık alanlarda hem fark edilebilmesi hem de kamera aydınlatması için de led ışıklandırma sistemine sahiptir.

ESP-CAM modülü OV2640 kamerayla hem normal hem kızılötesi filtreli görüntü sağlayarak, uygun algoritmalarla yangın tespitine olanak tanımaktadır. Keşif süresince ortamdaki gazların tespitinin yapılabilmesi için ise hava kalitesi sensörü kullanılmıştır. Bu sayede sızıntı gazın yoğunluğu dikkate alınarak, sızıntının gerçekleştiği yer ve sızan gazın türü tespit edilebilecektir. Donanım kartı aynı zamanda güç dağıtımını gerçekleştireceğinden, batarya konektörü de burada bulunmaktadır. Bataryadan gelen 12V gerilim, Wi-Fi ve kamera modülünü üstünde taşıyan ESP-CAM geliştirme kartını besleyebilmek için öncelikle 5V'a, daha sonrasında tüm sistem kontrolünü gerçekleştirecek olan STM32 mikroişlemcisini beslemek için 3.3V'a düşürülmektedir. Modüller, ağırlık dengesi gözetilerek simetrik yerleştirilmiştir. Şekil 3'de baskısı gerçekleştirilen uçuş kontrolcüsünün görseli verilmiştir.

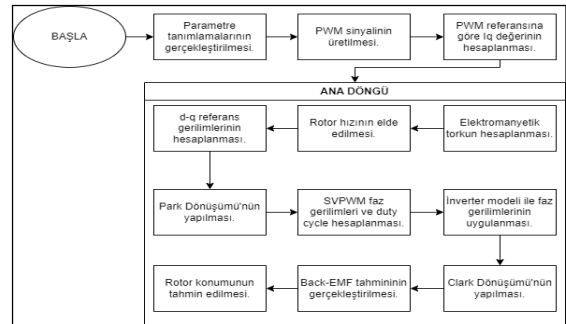


Şekil 3: Uçuş kontrolcüsü donanım kartı

Donanım kartı tasarımının gerçekleştirilmesinin ardından gerekli haberleşme protokollerinin ve sensör verilerinin kalibrasyonu gerçekleştirilmiştir. İHA'nın bilgisayar ile kontrolünün sağlanabilmesi için konulan Wi-Fi modülü, UART bağlantısı yardımıyla STM32 mikroişlemci ile haberleştirilmiş ve sistem kontrolü sağlanabilmektedir.

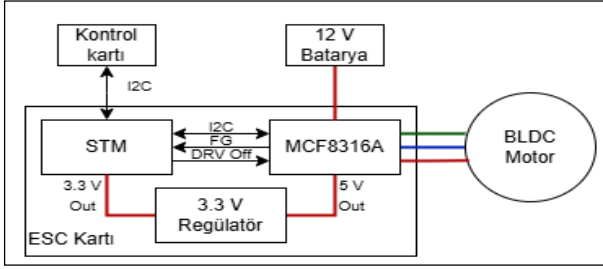
2.2. Elektronik Hız Kontrolcüsü Tasarımı

Tasarımı gerçekleştirilen bir diğer donanım kartı da elektronik hız kontrolcüsü (Electronic Speed Controller, ESC) donanımdır. Bu tasarımın amacı, uçuş kontrolcüsü ile yüksek hızlı fırçasız doğru akım motorları (brushless DC motor, BLDC) arasındaki bağlantının gerçekleştirilmesi ve motorların döndürülmesinin sağlanmasıdır. Donanım tasarımı gerçekleştirilmeden önce İHA için motor seçimi yapılmış ve uygun sürüş yöntemleri araştırılmıştır. Bunun için İHA'nın boyutlarına ve kullanılan bataryanın gerilimine uygun olan RCinPOWER markasının üretmiş olduğu GTS V3 1003 10000KV Micro Motor modeli seçilmiştir. Motor parametreleri çıkarılarak MATLAB Simulink üzerinde BLDC motorun modeli oluşturulmuştur. Şekil 4'te MATLAB'te oluşturulan kontrol algoritmanın akış diyagramı verilmiştir.



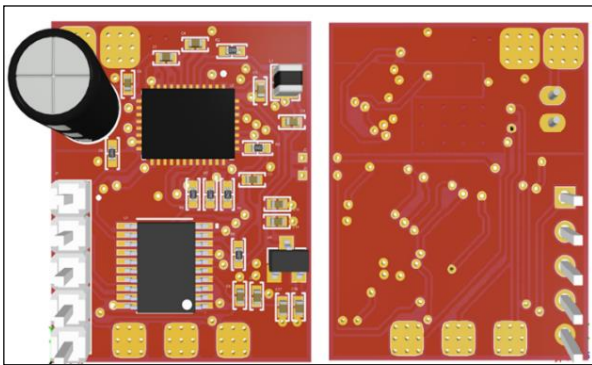
Şekil 4: MATLAB tabanlı kontrol algoritması akış şeması

Simülasyon çalışmasından faz akımları, faz gerilimleri, PWM sinyalleri, hız gibi sonuçlar elde edilmiştir. Simülasyondan elde edilen başarılı sonuçlardan sonra ESC donanım tasarımı gerçekleştirilmiştir. ESC donanım tasarımında, İHA boyutları ile uyum sağlayacak ve boyut-performans değerlendirmesi yüksek olan küçük komponentler seçilmiştir. Ayrıca kontrolcü yapısında sürüş yöntemi olarak seçilen Alan Yönelimli Kontrolü (Field Oriented Control, FOC) destekleyen entegre kullanılmak istendiğinden, TI tarafından üretilen MCF8316A entegresi kullanılmıştır. Bu entegre ile haberleşecek ve uçuş kontrolcüsüne gerekli bilgileri gönderecek bir ara işlemci kullanılarak, 2 donanım kartı arası kesintisiz bağlantı sağlanmıştır. Şekil 5'te oluşturulan ESC sisteminin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 5: ESC blok diyagramı

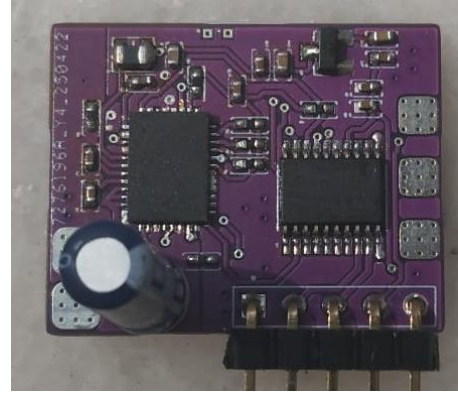
ESC kartı, motor kontrol ve sürme işlemlerini gerçekleştirecek yapıda ve küçük boyut hedefiyle tasarlanmıştır. Sistemin çalışmasında, uçuş kontrolcü kartından gelen hedef hız ve kontrol komutları, ESC kartı üzerindeki STM mikrodenetleyicisi tarafından alınmış ve işlenmiştir. Mikroişlemci, sürücü entegresine I²C hattı ile bağlanmıştır. Toplamda dört adet olan ESC, kontrol kartı ana mikroişlemcisine ortak bir I²C hattı ile bağlanmıştır. Oluşan ortak I²C hattının uçuş esnasında gönderilen komutlarda nanosaniye seviyesinde gecikme oluşturması beklenmektedir. Ancak motorların dönüşünün ve havada kalmanın stabilizasyonunun bu gecikmeden etkilenmeden ve uçuş anında dengeyi bozmadan gerçekleştiği gözlemlenmiştir. Şekil 6'da tasarlanan ESC donanım kartının ön ve arka yüzü verilmiştir.



Şekil 6: ESC donanım kartı ön ve arka yüz

Bataryadan gelen 12V gerilim sürücü entegresinin ana güç kaynağıdır. Motorun üç faz çıkışı doğrudan MCF8316A entegresi üzerinden sağlanmakta olup, FOC algoritması sayesinde entegre, motorun rotor konumunu ve hızını takip ederek uygun sürme sinyallerini otomatik olarak üretmektedir. Böylece ESC kartı hem donanımsal olarak hem de yazılım

tabanlı geri bildirim mekanizmalarıyla, motorun güvenli ve yüksek verimli çalışmasını mümkün kılmaktadır. Şekil 7'de gerçekleştirilen tasarım kartın görülmektedir.

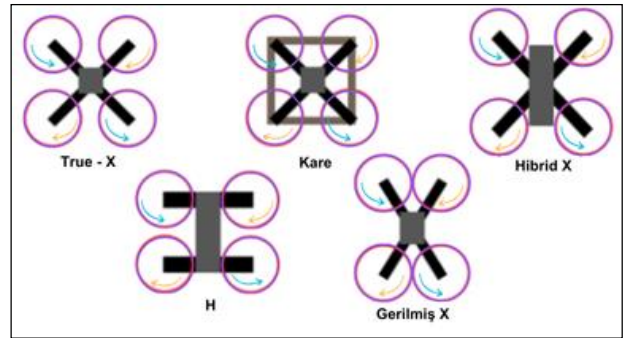


Şekil 7: ESC donanım kartı

2.3. Mekanik Tasarım

Mekanik tasarım için, uçuş kontrol ve ESC kartlarını koruyup, tüm sistemi bir arada tutacak, hafif ve kompakt bir çerçeve tasarlanmıştır. Hafif ve kompakt çerçeve geometrisi seçiminde uçuş süresinin uzatılması gözetilmiştir. Ayrıca oluşturulan geometrinin elektronik alt bileşenlerde oluşabilecek parazitik gürültünün önüne geçilmesi de temel hedeflerden biridir.

İHA çerçeve tasarımlarında, çerçevede bulunan kol sayısının artması, gerçekleştirilecek uçuşun daha dengeli olmasını sağlamaktadır. Ayrıca bu geometri uçuş süresini de etkilemektedir [4, 6]. Bu doğrultuda, altı serbestlik dereceli, simetrik ve düşük kinetik enerjiye sahip dört rotorlu (Quadcopter) yapı tercih edilmiştir [7]. Quadcopter yapısı basit bir tasarıma sahiptir ve bu yapının uçuş esnasında kinetik enerjisi azdır [7]. Bu yapıda iki motor saat yönüne dönmekte iki motor ise saat yönünün tersine dönmektedir [8]. Quadcopter yapılarının farklı konfigürasyonları bulunmasına rağmen, temelde aynı sistemlere sahiptirler. Şekil 8'de farklı dört rotorlu İHA çerçeve yapıları görülmektedir.

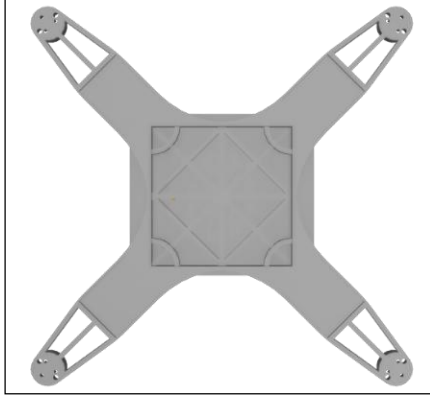


Şekil 8: Quadcopter çerçeve yapıları

Bu çalışmada pervanelerin ESC kartı üzerinde bulunan kapasiteye temas etmemesi ve uçuş kontrol kartında oluşacak gürültülerin yine ESC kartını etkilememesi için "True-X" konfigürasyonunda bir çerçeve tasarımı yapılmıştır. Şekil 9 ve Şekil 10'da, Fusion360 uygulaması üzerinde gerçekleştirilen çerçeve tasarımı gösterilmektedir.

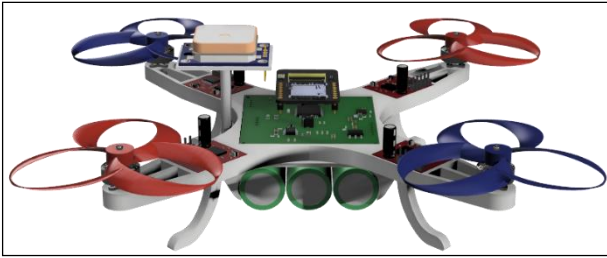


Şekil 9: Çerçeve geometrisi yandan görünümü



Şekil 10: Çerçeve geometrisinin üstten görünümü

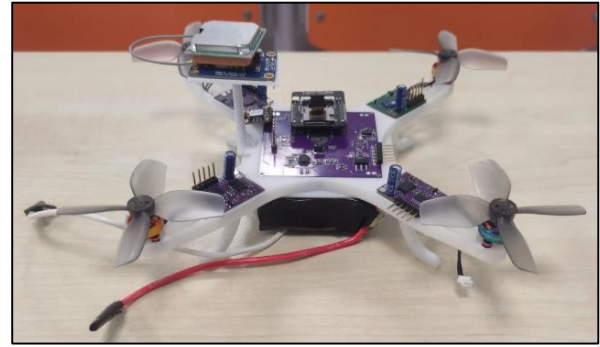
Tüm bileşenlerin bir arada bulunabilmesi ve hafiflik gözetilerek çerçeve optimizasyonu yapılmıştır. Tasarımda uzun süre havada kalma durumu da göz önünde bulundurulmuştur [9]. Çerçeve geometrisine eklenen üçgen plaka sayesinde 3 adet 18650 Li-Ion pil paketi yan yana yerleştirilebilmektedir. Batarya paketinin iniş esnasında hasar almaması için motor ve ESC'nin yerleştirileceği bacakların altına destekler atılmıştır. Bu sayede bataryanın yerle teması önlenmiştir. GPS kontrol ve ESC kartlarından etkilenerek yanlış veriler oluşurmaması için çerçevenin ortasına eklenen yükselteli destek aparatı ile gürültü minimize edilmiştir. Bu sayede açık alan görevlerinde konum verisi minimum kayıpla arayüze iletilmiştir. Olası batarya bitmesi veya havada yaşanabilecek kırım durumlarında ise GPS'den gelen son veri sayesinde, İHA bulunup mekanik tasarımı gözden geçirilip tekrar uçuşa hazır hale getirilebilecek ve yeni bir İHA maliyetinden kaçınılmış olacaktır. Şekil 11'de çerçeve tasarımı sonrası tümleşik sistemin görüntüsü verilmiştir. Sistem 137x132 mm ölçülerinde ve 60 mm yüksekliğindedir.



Şekil 11: Tümleşik sistemin görüntüsü

Çerçeve tasarımının ardından motorlar için uygun ve sisteme gerekli itkiyi üretebilecek bir pervane yapılmıştır. İtki, pervane bıçaklarının dönerken havayı hızlandırması ve Newton'un üçüncü yasasına göre ters aşağı yönlü bir kuvvet oluşturması ile ortaya çıkmaktadır. Bıçak sayısı arttıkça aynı devirde daha fazla hava kütlesi hızlanır ve düşük devirli sistemlerde itki artar [7]. Ancak bu durum, gövde direncini ve motor enerji tüketimini de

yükseltir [7]. İtki artışı pervanedeki bıçak sayısının artması ile doğrusal olarak artmayıp motor gücü ve pervane çapı gibi faktörlere de bağlıdır [10]. Testler için motorlara uygun bir pervane kullanılmıştır. Testlerde kullanılması için boyut kısıtları, motor karakteristikleri ve görev gereksinimleri dikkate alınarak HQProp marka dört bıçaklı DT63MMX4 pervane seçilmiştir. Bu yapı, özellikle mini İHA'larda düşük çapın getirdiği hava akışı dezavantajını telafi ederek, düşük hızlarda dahi kararlı bir kaldırma kuvveti sağlamaktadır. Ayrıca dört bıçaklı yapının sağladığı yüksek hava ivmesi, afet bölgesi görevlerinde yük taşıma ve kısa mesafelerde ani yükselme manevralarında avantaj sunmaktadır. Farklı itki değerlerinin testi için Gemfan marka 1608-3 pervane de seçilmiştir. Bu pervane ise düşük tork gereksinimi ve daha düşük akım tüketimi hedefiyle seçilmiştir. Düşük tork ve akım gereksinimiyle seçilen bu üç bıçaklı pervane, enerji tüketimini azaltarak uçuş süresini uzatmış ve daha sessiz bir uçuş sağlamıştır. Tüm sistemin gerçekleştirilmiş hali Şekil 12'de gösterilmektedir.



Şekil 12: Tümleşik İHA yapısı

3. İHA Kontrol Sisteminin Simülasyonu ve Gerçekleştirilmesi

Oluşturulan çerçeve ve pervane seçiminden sonra, üretim öncesi tüm bileşenlerin ağırlıklarının ölçülmesi, bu tür İHA'lar için önemli bir aşamadır. Tasarlanan donanım kartlarının ve modüllerin ağırlıkları Aeron marka hassas terazi ile ölçülmüştür. Tablo 1'de tümleşik sistem parçalarının ağırlıkları ve toplam ağırlık verilmiştir.

Tablo 1: Sistem bileşenleri ağırlık tablosu

Bileşen Ağırlıkları	Gram
Kontrol Kartı	22 gr
Elektronik Hız Kontrolcüsü Kartı (x4)	12 gr
ESP-CAM Modülü	10 gr
MICS-5524 Modülü	1,43 gr
Ublox Neo-M7N GPS Modülü	17 gr
Motor (x4)	13,8 gr
Pervane (x4)	5,12 gr
Çerçeve	127 gr
Batarya	135 gr
Toplam Ağırlık	343,35 gr

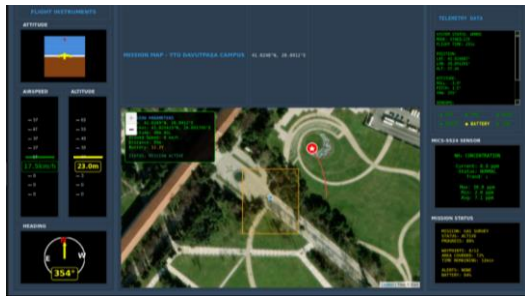
İHA'nın ağırlığının hesaplanması ile üretilcek itki ve manevra kabiliyeti hesaplanabilir. Manevra kabiliyeti için Denklem 1 kullanılarak, ağırlık-itki oranı (Thrust-to-weight ratio, TWR) hesaplanmıştır.

$$TWR = \frac{F_{toplam}}{W} \quad (1)$$

Burada F_{toplam} , üretilen toplam itkidir. W ise İHA'nın tümleşik ağırlığıdır. Eğer $TWR > 1$ ise İHA'nın havada kalma ve hızlanma kapasitesi hantal olsa da yeterli olmaktadır. Atılımı yüksek ve ani hareket edebilen bir İHA için $TWR \geq 2$ olması gerekmektedir. Kullanılmak istenen motorlar, tasarlanan ESC sistemi ve kullanılacak batarya hesaba katıldığında üreteceği itki 120 grama denk gelmektedir. 4 motor için bu itki 480 gramdır. Bu itkiye ve öngörülen ağırlığa göre TWR hesaplanmış ve Denklem 2'de verildiği gibi bulunmuştur.

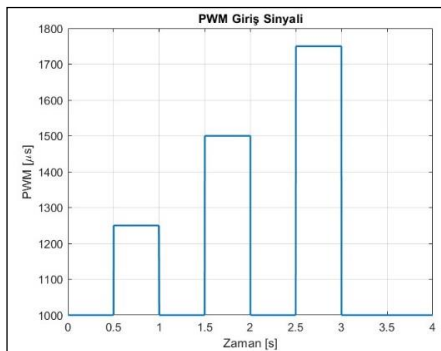
$$TWR = \frac{480}{343,35} = 1,397 \quad (2)$$

Bu değer, İHA'nın istikrarlı ve düzgün bir uçuş gerçekleştirebileceğini göstermektedir. Ağırlık testinin yapılmasının ardından tümleşik sistem üzerindeki sensörler ve haberleşme yapıları test edilmiştir. ESP-CAM ile ilk olarak kamerasının çalıştırılması ve modül üzerindeki led kullanılarak karanlık ortamda görüntü alınmasına çalışılmıştır. Sistem verilerin okunmasının kolay olması adına bir arayüz geliştirilmiştir. Şekil 13'te tasarlanan arayüz ekran görüntüsü verilmiştir.



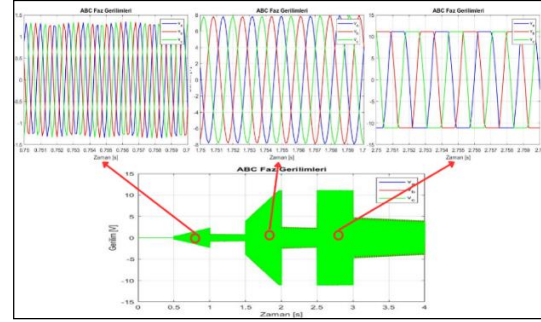
Şekil 13: Tasarlanan arayüz

ESC testlerinin yapılabilmesi için, ilk olarak seçilen BLDC motorun matematiksel modeli MATLAB ortamında oluşturulmuştur. Bu modelin simülasyonunda FOC algoritması kullanılmış olup, faz akım ve gerilimleri, motor mekanik hızı gibi gerekli veriler elde edilmiştir. Yapılan algoritmanın üç farklı sinyal seviyesindeki PWM ile sürüldüğünde elde edilen grafik, Şekil 14'te verilmiştir.



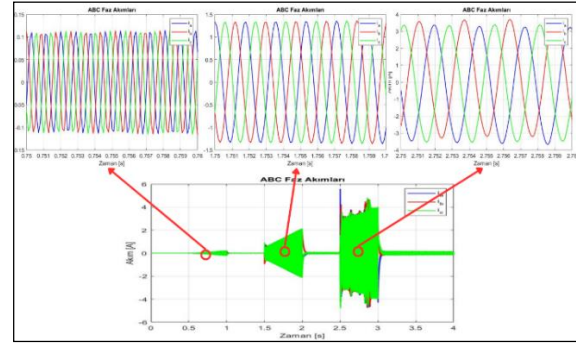
Şekil 14: ESC PWM simülasyon grafiği

Şekil 15'te görüldüğü üzere, PWM sinyali oluşturulan üç fazlı gerilim referansları, DC baradan beslenmiş ve sinüzoidal yapıda inverter çıkışı elde edilmiştir. Ortak nötr gerilim (v_n) dikkate alınarak hesaplanan faz gerilimlerinin, simetrik ve 120° faz farkı ile ilerlediği doğrulanmıştır.



Şekil 15: ESC simülasyonu faz çıkış gerilim grafiği

Şekil 16'da ise motor faz akımlarının, gerilim bileşenlerine karşılık gelecek şekilde, zamana bağlı salınımı gösterilmiştir

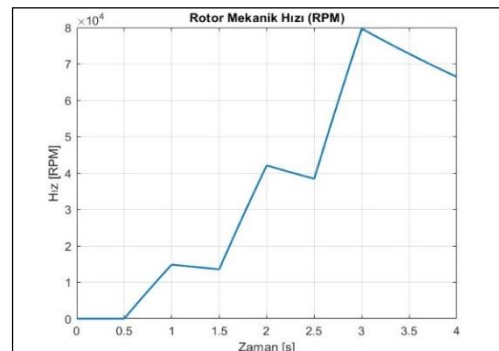


Şekil 16: ESC simülasyonu faz çıkış akım grafiği

Şekil 17'de rotorun elektriksel açısal hızı (ω_e) ile PWM sinyalinin senkron şekilde artış gösterdiği görülmektedir. Bu değer, Denklem 3 kullanılarak, d/d'ye dönüştürülmüştür.

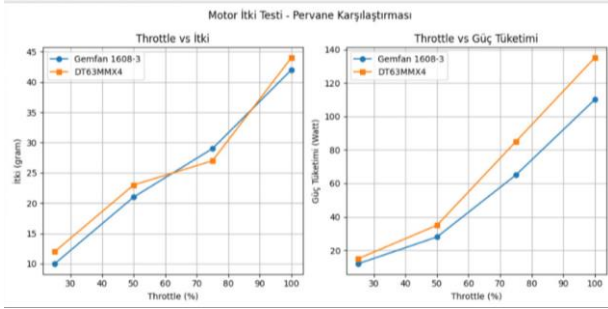
$$w_{RPM} = \frac{w_e \cdot 60}{P \cdot \pi} \quad (3)$$

Elde edilen sonuca göre hızın, %70 itki değerinde 80000 d/d seviyelerine ulaştığı gözlemlenmiştir. Hız profilinin düzgün artışı, sistemdeki moment dengesinin başarıyla sağlandığını göstermektedir.



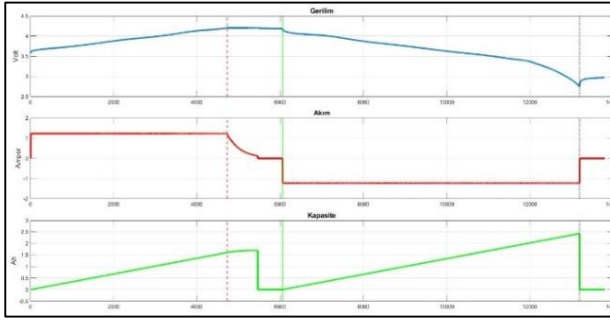
Şekil 17: ESC simülasyonu motor mekanik hız grafiği

MATLAB simülasyonları ile fiziksel testler karşılaştırıldığında, %50 ve %75 itki seviyelerinde sonuçların uyumlu olduğu görülmüştür. Farklı pervanelerle yapılan itki testlerinde elde edilen güç tüketim değerleri ise Python Matplotlib kullanılarak Şekil 18’de tablo halinde sunulmuştur.



Şekil 18: Motorun farklı pervaneler ile yapılan itki testi

Bu testlerin ardından tasarlanan ESC donanım kartı testleri gerçekleştirilmiştir. Buck dönüştürücü, LDO ve PWM çıktıları alınmıştır. Aynı zamanda batarya için kapasite ve deşarj testleri gerçekleştirilmiştir. Şekil 19’da kapasite test sonuç grafiği verilmiştir.



Şekil 19: Batarya kapasite test sonuç grafiği

Tümleşik sistem oluşturulduktan sonra güç tüketimi hesaplanmıştır. Uçuş kontrolcüsü 210 mA çekmektedir. Dört motorlu sistemde %50 gazda her motor ~1.5 A (toplam 43.2 W), tam gazda ise 6.5 A (toplam 192.8 W) tüketim olmaktadır. Bu değerlerle seyir modunda (~25.5 Wh / 43.2 W) yaklaşık 35 dk, tam yükte (~25.5 Wh / 192.8 W) ise yaklaşık 7.9 dk uçuş süresi elde edilmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, doğal afetler ve benzer yıkımlara yol açan olaylar sonrasında arama, kurtarma ve bölge tarama faaliyetlerinde kullanılması amacıyla, dört rotorlu mini bir İHA tasarlanmıştır. Tasarımda; elektronik donanım tasarımı, gömülü yazılım mimarisi, mekanik yapı ve analizleri ve uçuş kontrolü gibi alt sistemler ile entegre bir yapı oluşturulmuştur. Oluşturulan sistem sayesinde hem İHA’nın kullanıldığı anda canlı takip yapılabilecek, hem de sistem üzerinde bulunan SD kart sayesinde uçuş gözlemleri kayıt altına alınıp, afet bölgesi hasar tespit çalışmaları daha sonra da detaylı olarak yapılabilecektir. Alt sistemlerde farklı mikroişlemciler kullanılarak işlemci yükü dağıtılmış, performans artırılmış ve modüler yapı sayesinde bakım ile geliştirme süreçleri kolaylaştırılmıştır. Ayrıca bu mimari, sistemin modüler

yapısını güçlendirerek bakım ve geliştirme süreçlerini kolaylaştırmaktadır. Uygulanan hafif ve kompakt mekanik tasarım ve optimize edilmiş güç yönetimi sayesinde, sistem seyir modunda yaklaşık 35 dakikalık uçuş süresi elde edilmiştir. Bu süre, afet bölgelerinde geniş alanların tek uçuşta taranabilmesine imkan verecek, yeterli bir uçuş süresi olarak düşünülebilir.

İleri çalışmalarda, daha güçlü mikroişlemciler ile uçuş sırasında görüntü işleme desteklenebilir, YOLO tabanlı derin öğrenme modelleriyle hasar tespiti, insan tespiti ve nesne sınıflandırma gibi görevlerin gömülü olarak gerçekleştirilmesini sağlayan çalışmalar yapılabilir.

Teşekkür

Bu çalışma 1139B412409796 proje numarası ile TÜBİTAK 2209-B programı kapsamında desteklenmektedir. Bu destekleri için TÜBİTAK’a ve İHA’nın testlerinin yapılmasında yardımlarını esirgemeyen Arş. Gör. Emin Tarık KARTAL ve Arş. Gör. Dr. Abdülkerim GÜNDOĞAN’a teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

- [1] F. Özçelik, "1944 Bolu-Gerede depremi," Akademik İncelemeler Dergisi, 2017.
- [2] Şahan, C. "Türkiye özelinde doğa kaynaklı afetlere yönelik bir araştırma," Ordu Üni. Sos. Bil. Araş. Derg., cilt 14, sayı 2, ss. 414-428, 19 Haziran 2024, doi: 10.48146/odusobiad.1176360.
- [3] E. Yücel, B. İ. Kurt ve S. Z. Partal, "Deprem Sonrası Durum Tespiti Yapabilecek Gözlemci Bir Nano İHA Tasarımı," TOK'2024 25. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Konya, Türkiye, 12-14 Eylül 2024.
- [4] J. D. M. H. P. W. H. Z. P. Kardasz, «Droness and Possibilities of Their Using.» Journal of Civil & Environmental Engineering, cilt 6, no. 3, 2016.
- [5] Zhang, C., & Kovacs, J. M. (2012). The Application of Small Unmanned Aerial Systems for Precision Agriculture: A Review. Precision Agriculture, 13(6), 693–712.
- [6] D. Shukla ve N. Komerath, «Multirotor Drone Aerodynamic Interaction Investigation,» Drones, cilt 2, no. 4, 2018.
- [7] J. D. Anderson, Fundamentals of Aerodynamics (5th ed.), McGraw-Hill, 2011.
- [8] A. Muhamad, S. D. Panjaitan, R. R. Yacoub, "Design and Development of Flight Controller For Quadcopter Drone Control", Telecommunications, Computers, and Electricals Engineering Journal (TELECTRICAL), February 2024.
- [9] Cevher, Ü. (2023). İnsansız Hava Araçlarında Dayanıklılık. Avrupa Bilim ve Teknoloji Dergisi, (51), 181-189.
- [10] B. W. McCormick, Aerodynamics of V/STOL Flight, Dover Publications, 1995.

Kalite Odaklı Eklemeli İmalat: Malzeme Ekstrüzyonunda Süreç İzleme ve Kontrol Sistemlerinin Rolü

Quality-Oriented Additive Manufacturing: The Role of Process Monitoring and Control Systems in Material Extrusion

İdil Tartıcı¹

¹ Makine ve Havacılık Fakültesi
Manchester Üniversitesi, Manchester, UK
idal.tartici@manchester.ac.uk

Özetçe

Malzeme ekstrüzyonu, eklemeli imalat teknolojileri arasında en yaygın kullanılan yöntemlerden biridir ve özellikle prototipleme başta olmak üzere birçok endüstriyel uygulamada tercih edilmektedir. Bu yöntemde polimer bazlı malzeme eritilerek, önceden belirlenmiş konumlara katman katman biriktirilir ve istenilen ürünlerin yazdırılması sağlanır. Ancak süreç sırasında meydana gelen değişkenlikler, üretilen parçaların kalitesinde tutarsızlıklara yol açabilmektedir. Sıcaklık kontrolü, ekstrüzyon kararlılığı ve makine parametrelerindeki dalgalanmalar, makine parçalarındaki aşınmalar; tekrarlanabilirlik ve yeniden üretilebilirlik açısından bazı kısıtlamalara neden olmaktadır. Bu bağlamda, üretim sürecinin gerçek zamanlı izlenmesi ve uygun kontrol sistemlerinin devreye alınması, kaliteyi artırmak ve üretimde standardizasyonu sağlamak açısından kritik öneme sahiptir. Bu çalışma, malzeme ekstrüzyon yöntemiyle yapılan eklemeli imalatla kullanılan izleme ve kontrol sistemlerini sınıflandırmayı, güncel teknolojik yaklaşımları incelemeyi, bu sistemlerin üretim kalitesi üzerindeki etkilerini değerlendirmeyi ve gelecekteki araştırma potansiyellerine dair bir bakış açısı sunmayı amaçlamaktadır.

Abstract

Material extrusion is one of the most widely used additive manufacturing methods, and it is especially preferred in many industrial applications, particularly for prototyping. In this method, a polymer-based material is melted and deposited layer by layer at predetermined locations to create the desired products. However, variations that occur during the process can lead to inconsistencies in the quality of the produced parts. Factors such as temperature variations, extrusion instability, fluctuations in machine parameters, and wear in machine components can limit repeatability and reproducibility of the manufacturing system. In this context, real-time monitoring and appropriate control systems are critically important for improving quality and ensuring standardisation in material extrusion type additive manufacturing systems. This study aims to classify the monitoring and control systems used in material extrusion-based additive manufacturing, review current technological approaches, evaluate their effects on production quality, and provide an outlook on potential future research directions.

1. Giriş

Eklemeli imalat, malzemelerin katman katman biriktirilerek şekillendirildiği bir üretim yöntemidir ve günümüzde farklı endüstrilerde yaygın şekilde kullanılmaktadır. ISO/ASTM 52900:2021(E) standardına göre yedi farklı eklemeli imalat yöntemi tanımlanmıştır [1]. Bu yöntemler arasında, malzeme ekstrüzyonu tabanlı eklemeli imalat yöntemi en yaygın kullanılanlardan biridir.

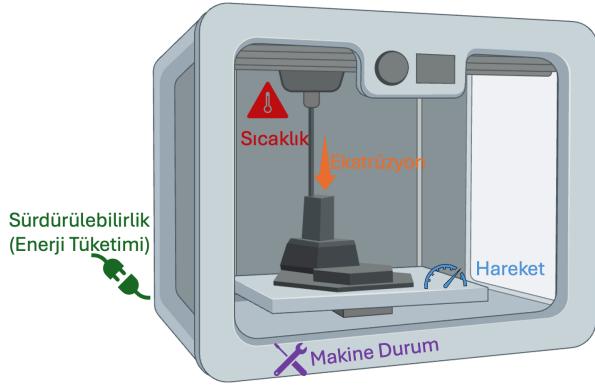
Malzeme ekstrüzyonu yöntemi, polimer malzemelerin bir hazne içerisinde eritilerek bir nozuldan dışarı çıkarılması ve bu erimiş malzemenin, önceden belirlenmiş bir stratejiye göre katman katman biriktirilmesiyle parçaların oluşturulmasını sağlar [2]. Yaygın kullanımına rağmen, bu yöntem de diğer eklemeli imalat yöntemleri gibi tekrarlanabilirlik ve yeniden üretilebilirlik açısından bazı sınırlılıklar barındırmaktadır [3, 4]. Üretim sürecinin yapısal dinamikleri ve işlem sırasındaki değişkenlikler, parça kalitesinde istikrarsız sonuçlara yol açabilmektedir. Bu sorunların temel nedenleri arasında, ekstrüzyon işleminin kararlı (stabil) bir şekilde sürdürülememesi ve sıcaklık değişimlerinin üretim süreci üzerindeki olumsuz etkileri yer almaktadır. Bu çalışma, malzeme ekstrüzyonuna dayalı eklemeli imalat süreçlerinde kullanılan izleme ve kontrol sistemlerini güncel literatür doğrultusunda beş ana başlık altında sistematik olarak sınıflandırmakta, her bir sistemin temel çalışma prensiplerini ve kullanılan teknolojileri incelemekte, ayrıca mevcut yaklaşımların sınırlılıklarını belirleyerek gelecekteki araştırma yönlerine dair bir değerlendirme sunmaktadır.

2. İzleme ve Kontrol Sistemleri

Malzeme ekstrüzyonu tabanlı üretim sistemlerine yönelik çalışmaların büyük bir kısmı, genellikle işlem öncesi üretim parametrelerinin optimize edilmesine odaklanmaktadır. Ancak, parça kalitesini doğrudan etkileyen temel unsurlardan biri, üretim süreci sırasında ortaya çıkan değişkenliklerin zamanında saptanabilmesidir. Bu nedenle, üretim esnasında gerçek zamanlı veri toplayarak süreci izlemeye ve kontrol etmeye yönelik çözümler oldukça kritik bir rol oynamaktadır. Bu elde edilen veriler yalnızca parça kalitesinin artırılması için değil, aynı zamanda üretim makinesinin düzgün çalışıp çalışmadığının, üretimin sürdürülebilirliğinin denetlenmesi amacıyla da kullanılabilir. Bu kapsamda, ticari bir Ergiyik Biriktirmeli Modelleme (FDM) yazıcısı incelendiğinde, temel izleme ve kontrol sistemleri beş ana başlık altında sınıflandırılabilir ve bu başlıklar Şekil 1'den incelenebilir:

1. Sıcaklık İzlenmesi ve Kontrolü: Malzemenin eriyik hale getirilmesini sağlayan bu sistem, malzeme özelliklerinin korunmasını sağlayarak, katmanlar arası yapışmada kritik bir rol oynar.

2. Ekstrüzyon İzlenmesi ve Kontrolü: Malzemenin akış miktarını kontrol eden bu sistem, parçanın boyutsal doğruluğunun sağlanmasında önemli rol oynar. Bu nedenle ekstrüzyon, sadece bir eriyik malzemeyi iletim süreci değil, aynı zamanda hassasiyet odaklı bir izleme ve kontrol mekanizmasına ihtiyaç duyar.



Şekil 1: Ergiyik Biriktirmeli malzeme ekstrüzyon makinesi.

3. Hareket İzlenmesi ve Kontrolü: Malzemenin stratejik olarak hangi noktalara ve hangi sırayla ekstrüde edileceğini belirleyen bu sistem, baskının geometrik doğruluğu ve üretim süresini doğrudan etkiler. Yol planlaması üretim verimliliğini optimize etmek açısından kritik öneme sahiptir.

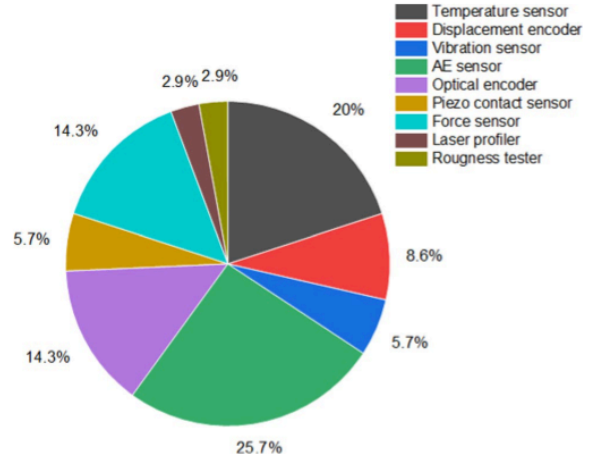
4. Makine Durumu İzlenmesi ve Kontrolü: Makine parçalarının normal veya normal dışı çalışma fonksiyonlarını tespit ederek, gereksiz malzeme ve zaman israfının önüne geçerek erken teşhis sayesinde plansız duruşları minimize ederek üretimin verimliliğini artırır.

5. Enerji Tüketimi ve Sürdürülebilirlik İzlenmesi ve Kontrolü: Yazıcı bileşenlerinin toplam enerji tüketimi bu başlık altında değerlendirilir. Enerji verimliliği, sadece maliyet açısından değil, aynı zamanda çevresel sürdürülebilirlik açısından da önemlidir. Sürecin optimize edilmesi, yalnızca üretimin kalitesini arttırmakla kalmaz, gereksiz malzeme ve enerji harcamalarının önüne geçerek israfı önler ve üretimin daha çevreci bir şekilde sürdürülmesini sağlar.

Bu beş başlık, FDM teknolojisinin işlevselliğini, verimliliğini ve kalitesini belirleyen temel kontrol mekanizmalarını oluşturur. Günümüzde bu çalışma alanlarına ilgi artmakta FDM yazıcılar sensörler ile donatılarak daha akıllı bir üretim yöntemi haline gelmektedir.

Selot ve Dwivedi'nin yayımladığı grafik (Şekil 2) [5], izleme ve kontrol sistemlerinde kullanılan sensörlerin dağılımını ortaya koymakta ve literatürde en yaygın kullanılan sensörlerin belirli başlıklar altında yoğunlaştığını göstermektedir. Bu bulgu, bizim çalışmamızda yaptığımız gruplandırmayı da destekler niteliktedir. Grafikte özellikle akustik emisyon sensörlerinin öne çıktığı ve genellikle anormallik tespitinde kullanıldığı görülmektedir. İkinci sırada ise sıcaklık sensörleri yer almakta olup, bunlar yalnızca eriyik malzemenin sıcaklığını ölçmek için değil, aynı zamanda baskı tablasının sıcaklığını izlemek ve katmanlar arası yapışmanın etkinliğini değerlendirmek amacıyla da kullanılmaktadır.

Ayrıca, hareket kontrolü için optik enkoderlerin, kestirimci bakım ve anormallik tespiti için ise kuvvet sensörlerinin yaygın şekilde tercih edildiği belirtilmektedir.



Şekil 2: Malzeme ekstrüzyonu tabanlı eklemeli imalatta izleme ve kontrol uygulamalarında yaygın olarak kullanılan sensörler [5].

Uygun sıcaklık seçimi, malzemenin düzgün ve kararlı akışı, katmanlar arası yapışma ve parçanın mekanik özelliklerinin belirlenmesinde kritik bir rol oynar. Bu nedenle, üretim sırasında meydana gelen sıcaklık dalgalanmaları hem mekanik hem de boyutsal özelliklerde istenmeyen değişikliklere yol açabilir. Üretim esnasında olası sıcaklık dalgalanmalarının erken tespiti ve anlık müdahale, üretimin verimliliğini ve kalitesini artırırken, hatalı üretim kaynaklı malzeme israfını da önler. Literatürde bu amaçla yapılan çalışmalarda, sıcaklık ölçümü için kızılötesi sensörler, termokupllar ve termal kameralar kullanıldığı; sıcaklık kontrolü için ise PID denetleyicilerin tercih edildiği görülmektedir.

Miao ve arkadaşları [6], eriyik malzeme ekstrüzyonuyla üretilen parçalardaki şekil bozulmalarını azaltmak amacıyla bir siber fiziksel sistem geliştirmiştir. Bu sistemde, görüntü işleme yöntemiyle çevrim içi olarak bozulma miktarı piksel sayımıyla tespit edilmekte, PID denetleyici aracılığıyla nozul sıcaklığı ayarlanarak müdahale edilmektedir. Nozul sıcaklığı kızılötesi sensör ve termokupl ile, platform sıcaklığı ise termistörle ölçülmektedir. Sistem, Arduino tabanlı fiziksel donanım ve uzaktan erişimli bir arayüzle desteklenmiştir.

Bir başka çalışma da Lyu ve Manoochehri [7], üretim süreci boyunca bir lazer tarayıcı kullanarak, katmanlı imalat yöntemiyle üretilen parçaların yüzey kalitesine ilişkin verileri elde etmişlerdir. Elde edilen bu veriler, derin öğrenme tabanlı bir evrişimli sinir ağı modeli kullanılarak işlenmiş ve yüzeyde oluşabilecek anormalliklerin (örneğin fazla malzeme birikimi, yetersiz malzeme birikimi veya ciddi malzeme eksikliği) tespiti gerçekleştirilmiştir. Anomali tespiti sonrasında, yüzey kalitesini iyileştirmek amacıyla iki adet PID denetleyici kullanılmıştır. Parçanın üst yüzeyinden elde edilen nokta bulutu verileri aracılığıyla yüzey durumu analiz edilmiş ve derin öğrenme modeli yardımıyla kalite durumu belirlenmiştir. Bu bilgiler, gerçek zamanlı olarak PID denetleyicilere iletilmiş; anomali türüne göre, işlem sıcaklığı ve malzeme akış hızı gibi üretim parametreleri otomatik olarak ayarlanarak

istenen yüzey kalitesine ulaşılması hedeflenmiştir. Geliştirilen bu sistem, yüzey anomalilerini yaklaşık %90,01 doğrulukla tespit ederek başarılı sonuçlar vermiştir.

Başka bir çalışmada ise Liu ve arkadaşları [8], anormallik tespiti amacıyla yazıcıya iki mikroskop entegre ederek, aşırı ekstrüzyon, yetersiz ekstrüzyon ve normal ekstrüzyon durumlarını belirlemeye çalışmışlardır. Bu kapsamda, dokusal analiz tabanlı bir görüntü sınıflandırma algoritması kullanılmış ve hata düzeltimi için PID denklemlerine dayalı geri besleme kontrol mekanizması uygulanmıştır. Geliştirilen sistem, önceki çalışmada olduğu gibi, tespit edilen hatanın türüne bağlı olarak sıcaklık ve malzeme akış miktarı gibi üretim parametrelerini otomatik biçimde ayarlayarak üretim kalitesini artırmayı hedeflemiştir. Yazarlar, geliştirilen sistemin benzer yöntemlere kıyasla daha verimli çalıştığını, ancak ilave algılayıcılarla sınıflandırma hatalarının azaltılabileceğini ve sistem yanıt süresinin iyileştirilmesi gerektiğini belirtmişlerdir. Ayrıca, mevcut PID denetleyicilerin bazı sınırlamaları olduğunu ve bu sınırlamaların, gelecekte bulanık mantık tabanlı denetim sistemleri ile aşılabileceğini vurgulamışlardır.

Akış kontrolü, üretim sürecinde izlenmesi ve denetim altında tutulması gereken bir diğer kritik işlemdir. Akış, kullanılan malzemenin türüne, malzeme sağlayıcısına, üretim koşullarına ve çevresel etkenlere bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Bununla birlikte, nozul tıkanması gibi malzemelerin yanlış baskı sıcaklıklarında kullanılması veya düşük kalitede filament kullanımı gibi nedenlerden kaynaklanabilecek durumlar da akış üzerinde doğrudan etkili olmaktadır. Geçmişte kullanılan veya günümüzde düşük satış fiyatına sahip, yaygın olarak tercih edilen ticari eriterek yığma üretim (FDM) makineleri ise, malzemenin bitmesini ya da sıkışmasını algılama konusunda yetersiz kalmaktadır. Bu durum, üretimde malzeme israfına ve düşük kaliteli parçaların ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Tüm bu sorunlardan kaynaklanan belirsizliklerin giderilmesi ve üretimin yüksek kalitede, tekrarlanabilir ve yeniden üretilebilir olmasının sağlanması açısından akışın izlenmesi ve kontrolü, malzeme ekstrüzyonunda vazgeçilmez bir gerekliliktir. Bu kapsamda, Kakade ve arkadaşları [9], filamentin bitmesi veya sıkışması durumunu tespit edebilmek amacıyla döner enkoder kullanarak bir akış izleme sistemi geliştirmiştir. Bu çalışmaya ek olarak, Bonatti ve arkadaşları [10], ekstrüzyon tabanlı eklemeli imalatla derin öğrenme tabanlı bir kalite kontrol sistemi geliştirmiştir. Geliştirilen sistemin amacı, hidrojel malzemelerin yazımı sırasında ekstrüzyon işlemini “az”, “çok” ve “normal” ekstrüzyon olarak sınıflandırmak ve geliştirilen matematiksel model yardımıyla akışı istenen kalite standartlarına çekebilmektir. Sınıflandırma işlemi, geleneksel yapay sinir ağı yöntemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Çalışma, belirli bir malzeme türü, özel bir biyoyazıcı ve önceden tanımlanmış şekil ve boyutlara sahip bir doku iskelesi için tasarlanmıştır. Ancak, özellikle hidrojel gibi çevresel koşullara duyarlı malzemeler göz önünde bulundurulduğunda, malzemenin içinde bulunduğu destek banyosunun özelliklerine göre akışın dinamik şekilde ayarlanması konusunda sınırlı kalmıştır. Bir başka çalışmada ise Kelly ve arkadaşları [11], ekstrüzyon kontrolü için bir evrişimli sinir ağı (CNN) kullanarak aljinat malzemenin aşırı ve yetersiz ekstrüzyon durumlarını tespit etmiş, ardından G-kodunu değiştirerek sistemin istenilen akış özelliklerinde üretim yapmasını sağlamıştır. Bu yaklaşım, baskı sırasında oluşan akış hatalarının gerçek zamanlı olarak düzeltilmesine olanak

tanıyarak ürün kalitesini artırmaktadır. Ancak yöntemin etkinliği, eğitim verisinin çeşitliliğine ve modelin farklı filament türleri ile baskı parametrelerine uyum sağlayabilme yeteneğine bağlıdır. Daha önce de belirtildiği gibi, baskı hızı, katman kalınlığı ve ekstrüzyon hızı gibi işlem parametreleri birbiriyle ilişkilidir. Bu parametreler yalnızca ekstrüde edilen malzeme miktarını etkilemekle kalmaz, aynı zamanda katman çizgileri arasındaki bağlantıların oluşumunu da doğrudan etkiler. Bu doğrultuda, Jiang ve arkadaşları [12] en iyi bağlantıların elde edilebilmesi amacıyla işlem parametrelerinin bu bağlantılara etkisini derin sinir ağıları kullanarak incelemişlerdir. Geliştirilen modelin, bağlantıları %83 doğrulukla tahmin edebildiği ortaya konmuştur. Bu sonuç, üretilen parçaların hem mekanik özelliklerinin hem de genel kalitesinin belirlenmesinde kritik bir rol oynamaktadır.

Bir diğer izleme ve kontrol sistemi hem ekstrüder motoru hem de X-Y-Z eksenlerindeki step motorların hareketlerinin izlenmesi ve kontrolünü kapsamaktadır. He ve arkadaşları, malzemenin stabil akışının malzeme ekstrüzyonlu eklemeli imalat süreçlerindeki önemini vurgulayarak step motorların hızlanma ve yavaşlama evrelerinde ortaya çıkan sarsıntı, adım kaybı ve verim kaybı problemleri üzerine bir çalışma yürütmüşlerdir. Bu çalışmada yazarlar, iki ardışık ve aynı yöndeki hareketler arasında motorun tamamen durmasını engelleyerek, ilk hareketin yavaşlama evresinde hızı ikinci hareketin başlangıç hızına düşürüp buradan devam etmesini sağlayan öngörülü bir hız kontrol algoritması önermiştir. Bu sayede hareket sürekliliği korunmuş, mekanik darbeler azaltılmış ve sistemin genel hareket akıcılığı ile baskı kalitesi iyileştirilmiştir. Bir diğer çalışma, Weiss ve arkadaşları tarafından [13], motor adım hataları, motor kayışlarının gevşemesi ve step kaçırma gibi problemlerden kaynaklanan lokasyon hatalarının giderilmesi amacıyla uygun maliyetli kapalı çevrim bir izleme ve kontrol sistemi geliştirilerek yapılmıştır. Bu kapsamda X ve Y eksenlerine yüksek hassasiyetli lineer manyetik enkoderler monte edilmiş ve gerçek pozisyonu ölçülerek hata anında düzeltme yapılmıştır. PI kontrolör kullanılan sistemde, baskı sırasında dairesel yollarda %75'e, karmaşık geometrilerde ise %43'e varan konum iyileştirmesi sağlanmıştır; ayrıca yüksek ivme koşullarında adım kaçırma tamamen önlenerek baskı süresi %25'e kadar kısaltılmıştır. Elde edilen sonuçlar, önerilen kapalı çevrim çözümün düşük maliyetli 3B yazıcılarda hız ve baskı kalitesini anlamlı ölçüde iyileştirebileceğini göstermektedir.

Ishikawa ve Tasaki [14], FDM tipi 3B yazıcılarda baskı sırasında oluşan yörünge hatalarını gidermek amacıyla görsel geri besleme tabanlı bir izleme ve yörünge kontrol sistemi önermiştir. İzleme sistemi, nozula yakın yerleştirilen bir RGB kamera aracılığıyla alt katmanda oluşan baskı hattını gerçek zamanlı olarak takip ederek konum verilerini elde etmekte; kontrol sistemi ise bu veriler doğrultusunda sapma miktarını hesaplayarak yeni bir baskı yolu oluşturmada ve modifiye edilen G-kod komutlarını anlık olarak yazıcıya ileterek bir sonraki katmanda yol düzeltmesi yapmaktadır. Yapılan deneylerde geliştirilen sistemin performansı, farklı üretim hızları, yol uzunlukları ve ayrıca rastgele bozucu etkiler uygulanarak kapsamlı şekilde değerlendirilmiştir. Sistem aktif olarak çalıştığında üretilen numuneler, sistemin kapalı olduğu durumlarla karşılaştırılmış ve aktif durumda önemli ölçüde iyileşmeler elde edilmiştir. Yazarlar, geliştirilen sistemin özellikle büyük ölçekli ve hataların zincirleme etkilerinin

kritik olduğu uygulamalarda baskı kalitesini ve otomasyon seviyesini artırabileceğini vurgulamıştır.

FDM yazıcılarda yaygın olarak kullanılan bir diğer izleme ve kontrol yaklaşımı, makine durum izleme ve kontrol sistemleridir. Bu sistemler, makinedeki titreşimler, sıcaklık değişimleri ve ivmelenme gibi parametreleri sensörler aracılığıyla izleyerek elde edilen verileri; makinenin çalışma performansını değerlendirmek, arızalı ekipmanları tespit etmek ve üretim hattında uzun beklemelemlere yol açmadan, üretim verimliliğini düşürmeden bu parçaların değiştirilmesi için kestirimci bakım stratejilerine temel oluşturmak amacıyla kullanır. Bu kapsamda yaygın olarak tercih edilen sensörler arasında ivmeölçerler, akustik sensörler, termokupllar ve titreşim sensörleri yer almaktadır.

Bu kapsamda, Wu ve arkadaşları [15] bir akustik sensörü FDM yazıcısının başına monte ederek sensör verilerinden normal ve anormal durumları (örneğin malzeme bitmesi, filament kopması, nozul aşınması) tespit edebilen bir sistem geliştirmiştir. Önerilen sistem, anormallikleri erken aşamada teşhis ederek malzeme israfını azaltmakta, üretim verimliliğini artırmakta ve sürecin sürdürülebilirliğine katkı sağlamaktadır.

Bir başka çalışmada ise, Li ve arkadaşları [16], hem makine durumunu hem de kalite hatalarını tespit edebilen bir çevrim içi izleme sistemi tasarlamıştır. Bu sistemde, titreşim sensörü kullanılarak makine durumu izlenmiş ve normal ile filament sıkışması durumları ayırt edilmeye çalışılmıştır. Ürün kalitesi tarafında ise normal, şekil bozulması ve malzeme sıkışması durumlarının tespiti hedeflenmiştir. Geliştirilen sistem, olası durumu tahmin etmede %91'in üzerinde bir başarı oranına ulaşmıştır. Bu sonuç, uzman bilgisine ihtiyaç duymadan, düşük maliyetli dijital çözümlerle üretim arızalarının ve ürün kalitesinin hızlı ve etkili bir şekilde tespit edilebileceğini bir kez daha göstermektedir.

Diğer yandan, Lopes ve arkadaşları [17], makine durum tespiti için elektret mikrofon kullanan bir izleme sistemi geliştirmiştir. Bu sistem, makinenin çalışma durumunu izleyerek normal çalışma, ekstrüder tıkanması veya filament bitmesi gibi durumları tespit etmeyi amaçlamaktadır. Elde edilen akustik verileri, sinir ağları ve destek vektör makineleri kullanılarak sınıflandırılmıştır. Yazarlar, geliştirilen sınıflandırma modellerinin başarısının, sinyal filtreleme teknikleri ile artırılabilirliğini vurgulamıştır. Başka bir çalışmada ise Nam ve arkadaşları [18], malzeme ekstrüzyonu tabanlı eklemeli imalatla oluşan yanlış seviyelendirme sorununu çözmek amacıyla bir akustik sensör, üç sıcaklık sensörü ve üç ivmeölçer kullanmıştır. Çalışmanın hedefi, hatalı seviyelendirmeden kaynaklanan düşük tabla yapışması ve olası sarma problemlerini tespit etmektir. Sensörlerden elde edilen veriler, destek vektör makineleri kullanılarak bir makine durum tespit sistemi geliştirmek için değerlendirilmiştir. Özellikle ivmeölçerlerden gelen veriler, yanlış seviyelendirme tespitinde en etkili sensör çıktısını sağlamıştır. Kurulan model, yanlış seviyelendirme sorununu tespit etmede %86,7 doğruluk oranına ulaşmıştır.

Enerji tüketiminin izlenmesi, yalnızca üretim sürecindeki kritik enerji kalemlerinin belirlenmesine katkı sağlamakla kalmaz, aynı zamanda yüksek enerji harcayan bileşenler için alternatif çözümler geliştirilmesine ve makine arızalarından kaynaklanan gereksiz enerji kayıplarının tespit edilmesine de olanak tanır. Bunun yanı sıra, enerjinin kullanımının ayrıntılı takibi, üretim parametrelerinin optimizasyonu ve süreç verimliliğinin artırılması açısından da kritik bir rol oynar.

Böylece hem operasyonel maliyetlerin düşürülmesi hem de sürdürülebilir üretim hedeflerine ulaşılması için sağlam bir temel oluşturulur. Bu bağlamda, literatürde FDM tipi 3B yazıcılarda enerji tüketiminin analizi ve iyileştirilmesine yönelik çeşitli çalışmalar mevcuttur.

Zakira ve Mativenga [19], bir FDM tipi 3B yazıcının işlem parametreleri ile enerji tüketimi arasındaki ilişkiyi sistematik olarak inceleyen bir araştırma gerçekleştirmiştir. Geliştirilen sistem, gerçek zamanlı enerji tüketimini kontrol etme açısından sınırlı olsa da üretimin başlıca enerji tüketim kalemlerini belirleme ve kontrol mekanizmalarının odaklanması gereken temel noktaları vurgulama konusunda başarılı olmuştur. Çalışmanın çıktıları, enerji tüketiminde en büyük payın sıcak tablaya ait olduğunu, bunu ise nozulun ısıtılması için harcanan enerjinin takip ettiğini ortaya koymaktadır. Alandaki bir diğer çalışmada ise, Yang ve arkadaşları [20], çift ekstrüdere sahip bir FDM yazıcıya güç ve sıcaklık ölçümlerini çevrim içi olarak izleyebilen bir sistem entegre etmiştir. Çift malzemeli baskı süreci, “boşta bekleme”, “ısıtma” ve “baskı” gibi farklı işlem modlarına ayrılarak her bir modun enerji tüketimi ayrıntılı şekilde analiz edilmiştir. İki farklı malzeme ve çeşitli baskı aşamalarının incelendiği çalışmada, güç talebindeki dalgalanmalar başarılı bir şekilde tahmin edilmiştir. Çalışmanın çıktıları, 3B yazıcı tasarımlarının iyileştirilmesi ve üretimin sürdürülebilirliğinin artırılması açısından önemli katkılar sağlamaktadır.

3. Sonuçlar ve Tartışmalar

Bu çalışmada, ekstrüzyon temelli eklemeli imalatla için geliştirilmiş izleme ile kontrol sistemleri sınıflandırarak güncel teknolojik gelişmeleri incelemiş, kritik süreçler belirlenmiş ve gelecek çalışma alanları ile ilgili değerlendirme sunmayı amaçlamıştır. Literatürde geliştirilen çözümler; sıcaklık, malzeme ekstrüzyonu, eksen hareketlerinin izlenmesi, makine durum izlenmesi ve kontrolü ile enerji tüketimi ve sürdürülebilirliğin takibi olmak üzere beş ana başlıkta toplanabilmektedir. Enerji tüketimi ve sürdürülebilirlik dışında geliştirilen izleme ve kontrol sistemleri, üretilen ürünün kalitesini doğrudan etkilemektedir. Önerilen çözüm yöntemlerinin kaliteyi artırmadaki etkisi ise göz ardı edilemeyecek kadar kritiktir.

Sıcaklık izleme sistemleri genellikle uygun maliyetli sensörler ve mikrodenetleyiciler üzerine kurulurken, kontrol sistemleri ağırlıklı olarak PID tabanlı yöntemlere odaklanmıştır. FDM yazıcılarda polimerlerin akışkanlığı, katılaşması ve katmanlar arası yapışması büyük ölçüde sıcaklık dengesine bağlıdır. Sıcaklık arttıkça katmanlar arası yapışma artarak mekanik özellikleri iyileştirse de aynı zamanda malzemenin viskozitesi düşer ve nozuldan daha kolay akar; bu durum, ekstrüde edilen malzeme miktarını artırarak boyut hassasiyetini bozar. Düşük sıcaklıkta ise viskozite artar, malzeme akışı zorlaşır ve katmanlar arası yapışma zayıflar. Bu nedenle kontrol sisteminin hızlı tepki verip sıcaklığı dar toleransta tutması kritik öneme sahiptir. PID, hızlı ayarlanabilirliği ve yüksek hassasiyetiyle çoğu filament için yeterli kararlılık sağlarken, doğrusal olmayan ısıl tepkilerde veya ani sıcaklık değişimlerinde ayar tutarlılığını yitirebilir. Bulanık mantık temelli kontrol sistemleri ise polimerin farklı sıcaklık aralıklarındaki değişken davranışlarını daha esnek yönetir, ancak kural seti iyi tasarlanmazsa tutarsız sonuçlar verebilir. Kısacası, sıcaklık verilerinin izlenmesi ve kontrolü göz önüne alındığında stabil

koşullarda PID verimli ve pratik bir kontrol sağlarken, değişken koşullarda bulanık mantık daha uyumlu bir çözüm sunar.

FDM üretim yöntemi uygulamada kolay gibi görünse de sistem optimize edilmeye çalışıldığında veya kontrol sistemleri tasarlanmaya başlandığında, üretim parametreleri arasındaki karmaşık ilişkiler geliştirilen sistemin kapsamlı ve detaylı olması gerektiği gerçeğini göstermektedir. Daha önce de bahsedildiği gibi sıcaklıkta yapılan herhangi bir değişiklik ekstrüzyon işleminin de göz önünde bulundurulmasını gerektirir. Literatürdeki ekstrüzyon izleme ve kontrol sistemleri; malzeme bobininin bitmesi, filamentin sıkışması, akışın istenilen düzeyde tutulması amacıyla az veya fazla akış durumlarının tespiti ve düzeltilmesi için yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu süreçlerde genellikle optik ve termal görüntü sensörlerinden yararlanılarak sistemin anlık olarak izlenmesi sağlanmıştır. Kontrol mekanizmaları, filament hareketini doğrudan ölçen döner enkoderler, matematiksel modeller aracılığıyla G-kodu komutlarının modifiye edilmesi ve nozul basıncının tespit edilerek buna göre ekstrüzyon hızının ayarlanması yöntemleriyle gerçekleştirilmiştir. Bu kapsamda, hedefe yönelik geliştirilen yöntemler; donanım tabanlı kapalı döngü çözümler, yazılım tabanlı modelleme yaklaşımları ve basınca dayalı telafi teknikleri olarak üç ana grupta toplanabilmektedir. Literatür taraması sırasında gözlemlenen önemli bir eksiklik, sistemlerin makine öğrenmesi sınıflandırma teknikleri üstüne kurulu olmasıdır. Ancak boyutsal hassasiyetin kritik olduğu uygulamalarda bu sınıflandırma yöntemine dayalı sistemler yetersiz kalmaktadır. Ayrıca kontrol mekanizmaları göz önüne alındığında matematiksel modelleme temelli G-kod modifikasyonlarının akış kararlılığını daha net sağladığı ancak bu modellerin makineden makineye değişiklik gösterme potansiyellerinden dolayı yaygın kullanımının sınırlı olduğu gözlemlenmiştir.

Hareket sistemleri izlenmesi ve kontrolü de boyutsal kalite göz önüne alındığında bir başka kritik çalışma alanıdır. Literatürde üretim hassasiyetinin ve kalitenin artırılması açısından daha çok araştırma ihtiyacı olduğu göze çarpmaktadır. Bu alandaki çalışmalar daha çok takım yolu planlama üstüne yoğunlaşarak üretimin verimliliği ve sürdürülebilirliğine odaklanmalıdır. Makinelerin durum izlenmesi ve kontrolü alanında akustik sensör kullanımı yaygındır. Elde edilen verilerin kalitesi, uygun yöntemlerle filtrelenmesi ve sınıflandırması üretimin verimliliğini arttıracak kilit öneme sahiptir. Özellikle, nozulun tıkanması gibi yaygın problemlerin tespiti ve hızlı müdahalesi FDM yazıcılarının genel üretim hassasiyetini arttırarak daha da yaygın bir şekilde kullanımını destekler. Son olarak, enerji tüketiminin ve sürdürülebilirliğin geliştirilmesi açısından çalışmalar yaygın olarak enerji tüketiminin kontrolünden çok izlenmesine odaklanmaktadır. Aynı şekilde malzeme tüketimi, atık kontrolü, enerji kontrolü konularında daha çok çözüm odaklı yaklaşımlara ihtiyaç vardır.

Elde edilen bulgular, gelecek araştırmalar için şu öncelikli alanları işaret etmektedir:

- Gelişmiş kontrol algoritmaları: PID kontrol kaynaklı sorunları aşmak için adaptif kontrol sistemleri, bulanık mantık ve makine öğrenmesi tabanlı kontrol çözümleri
- Çoklu sensör füzyonu: Optik, termal, akustik ve mekanik sensör verilerinin entegre edilerek daha güvenilir izleme sistemleri oluşturulması.

- Gerçek zamanlı enerji optimizasyonu: Enerji tüketiminin pasif izlenmesi yerine, aktif kontrol ve süreç optimizasyonu ile enerji verimliliğinin artırılması.
- Endüstriyel ölçekli validasyon: Laboratuvar ortamında geliştirilen sistemlerin, farklı filament türleri ve karmaşık geometri içeren endüstriyel uygulamalarda doğrulanması.

Sonuç olarak, izleme ve kontrol sistemlerinin doğru tasarımı ve entegrasyonu, FDM tabanlı üretim süreçlerinde tekrarlanabilirlik, ürün kalitesi ve sürdürülebilirlik hedeflerine ulaşmada kritik rol oynamaktadır. Bu alandaki gelişmeler hem akademik hem de endüstriyel üretim standartlarının yükseltilmesine katkı sağlayacaktır.

Kaynakça

- [1] *ISO/ASTM 52900:2021 Additive manufacturing – General principles – Fundamentals and vocabulary*, International Organization for Standardization / ASTM International, 2021. [Online]. Available: <https://www.iso.org/standard/74514.html>
- [2] X. Zhang and F. Liou, "Introduction to additive manufacturing," in *Additive Manufacturing*, J. Pou, A. Riveiro, and J. P. Davim Eds.: Elsevier, 2021, pp. 1-31.
- [3] M. M. Bappy, E. Van Epps, L. B. Priddy, and W. Tian, "Parameter optimization for accurate and repeatable strut width in the 3D printing of composite bone scaffolds," *Journal of Manufacturing Processes*, vol. 131, pp. 1631-1641, 2024, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmapro.2024.09.057>.
- [4] M. Zaborniak, M. Bremek, G. Budzik, and J. Kluczyński, "Analysis of the Dimensional and Shape Accuracy and Repeatability of Models Produced in the Process of Additive Extrusion of Thermoplastic Polymers Using Fused Filament Fabrication Technology," *Applied Sciences*, vol. 14, no. 15, p. 6404, 2024, doi: [10.3390/app14156404](https://doi.org/10.3390/app14156404).
- [5] A. Selot and R. K. Dwivedi, "Machine learning and sensor-based approach for defect detection in MEX additive manufacturing process- A Review," *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, vol. 45, no. 10, p. 535, 2023/09/23 2023, doi: [10.1007/s40430-023-04425-1](https://doi.org/10.1007/s40430-023-04425-1).
- [6] G. Miao, S.-J. Hsieh, J. A. Segura, and J.-C. Wang, "Cyber-physical system for thermal stress prevention in 3D printing process," *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 100, no. 1, pp. 553-567, 2019/01/01 2019, doi: [10.1007/s00170-018-2667-5](https://doi.org/10.1007/s00170-018-2667-5).
- [7] J. Lyu and S. Manoochchri, "Online Convolutional Neural Network-based anomaly detection and quality control for Fused Filament Fabrication process," *Virtual and Physical Prototyping*, vol. 16, no. 2, pp. 160-177, 2021, doi: [10.1080/17452759.2021.1905858](https://doi.org/10.1080/17452759.2021.1905858).
- [8] C. Liu, A. C. C. Law, D. Roberson, and Z. J. Kong, "Image analysis-based closed loop quality control for additive manufacturing with fused filament fabrication," *Journal of Manufacturing Systems*, vol. 51, pp. 75-86, 2019, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jmsy.2019.04.002>.

- [9] S. Kakade, A. Mulay, and S. Patil, "IoT-based real-time online monitoring system for open ware FDM printers," *Materials Today: Proceedings*, vol. 67, pp. 363-367, 2022/01/01/ 2022, doi: <https://doi.org/10.1016/j.matpr.2022.07.210>.
- [10] A. F. Bonatti, G. Vozzi, C. K. Chua, and C. Maria, "A Deep Learning Quality Control Loop of the Extrusion-based Bioprinting Process," *Int J Bioprint*, vol. 8, no. 4, p. 620, 2022, doi: <https://doi.org/10.18063/ijb.v8i4.620>.
- [11] D. Kelly, V. Sergis, L. Ventura I Blanco, K. Mason, and A. C. Daly, "Autonomous Control of Extrusion Bioprinting Using Convolutional Neural Networks," *Advanced Functional Materials*, 2025, doi: <https://doi.org/10.1002/adfm.202424553>.
- [12] J. C. Jiang, C. L. Yu, X. Xu, Y. S. Ma, and J. K. Liu, "Achieving better connections between deposited lines in additive manufacturing via machine learning," (in eng), *Math Biosci Eng*, vol. 17, no. 4, pp. 3382-3394, Apr 30 2020, doi: [10.3934/mbe.2020191](https://doi.org/10.3934/mbe.2020191).
- [13] B. Weiss, D. W. Storti, and M. A. Ganter, "Low-cost closed-loop control of a 3D printer gantry: [1]," (in English), *Rapid Prototyping Journal*, vol. 21, no. 5, pp. 482-490, 2015, doi: <https://doi.org/10.1108/RPJ-09-2014-0108>.
- [14] S. Ishikawa and R. Tasaki, "Visual Feedback Control of Print Trajectory in FDM-Type 3D Printing Process," in *8th International Conference on Control and Robotics Engineering (ICCRE)*, 21-23 April 2023, pp. 67-71, doi: <https://doi.org/10.1109/ICCRE57112.2023.10155574>.
- [15] H. Wu, Z. Yu, and Y. Wang, "Real-time FDM machine condition monitoring and diagnosis based on acoustic emission and hidden semi-Markov model," *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, vol. 90, no. 5-8, pp. 2027-2036, 2017, doi: [10.1007/s00170-016-9548-6](https://doi.org/10.1007/s00170-016-9548-6).
- [16] Y. Li, W. Zhao, Q. Li, T. Wang, and G. Wang, "In-Situ Monitoring and Diagnosing for Fused Filament Fabrication Process Based on Vibration Sensors," *Sensors*, vol. 19, no. 11, p. 2589, 2019, doi: <https://doi.org/10.3390/s19112589>.
- [17] T. G. Lopes, P. R. Aguiar, P. M. D. C. Monson, D. M. D'Addona, P. D. O. Conceição Júnior, and R. G. De Oliveira Junior, "Machine condition monitoring in FDM based on electret microphone, SVM, and neural networks," *Int J Adv Manuf Technol*, vol. 129, pp. 1769-1786, 2023, doi: <https://doi.org/10.1007/s00170-023-12375-0>.
- [18] J. Nam, N. Jo, J. S. Kim, and S. W. Lee, "Development of a health monitoring and diagnosis framework for fused deposition modeling process based on a machine learning algorithm," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers.*, vol. 234, no. 1-2, pp. 324-332, 2020, doi: [10.1177/0954405419855224](https://doi.org/10.1177/0954405419855224).
- [19] S. Zakaria and P. Mativenga, "A scientific base for optimising energy consumption and performance in 3D printing," *Journal of Cleaner Production*, vol. 482, p. 144227, 2024/12/01/ 2024, doi: <https://doi.org/10.1016/j.jclepro.2024.144227>.
- [20] W. Yang, Y. Liu, J. Chen, Y. Chen, and E. Shang, "Process-based modeling of energy consumption for multi-material FDM 3D printing," *Journal of Intelligent Manufacturing and Special Equipment*, vol. 5, no. 1, pp. 190-202, 2024, doi: [10.1108/jimse-10-2023-0008](https://doi.org/10.1108/jimse-10-2023-0008).

Döner Ters Sarkaç Sisteminde Pekiştirmeli Öğrenme Tabanlı Kontrolcü (DDPG), LQR ve 2DOF PID Kontrolcülerinin Bozucu Etki Altında Karşılaştırmalı Performans Analizi

Kadriye Pehlivanoglu, Berker Kandemir, Fatma Betül Sarı ve Veysel Gazi

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

{kadriye.pehlivanoglu,berker.kandemir,betul.sari}@std.yildiz.edu.tr,
vgazi@yildiz.edu.tr

Özet

Bu çalışmada, döner ters sarkaç sisteminde sarkacın bulunduğu konumdan ters dikey konuma getirilmesi ve doğrusal bölgede farklı kontrol yöntemleri ile stabilizasyonu amaçlanmıştır. Bunun için ilk olarak, sistem Euler-Lagrange yöntemi kullanılarak elde edilen matematiksel model sunulmuştur. Sonrasında sarkacı denge konumuna getirmek için enerji tabanlı bir yukarı salınım (swing-up) kontrolcü tasarlanmıştır. Daha sonra Derin Deterministik Politika Gradyanı (Deep Deterministic Policy Gradient - DDPG) pekiştirmeli öğrenme algoritmasına dayanan bir etmen eğitilerek kontrolcü olarak kullanılmıştır. Sonrasında, karşılaştırma amacıyla sistemin doğrusal bölgede stabilizasyonu için ilk olarak Doğrusal Karesel Regülatör (Linear Quadratic Regulator - LQR) kontrolcüsünün kullanıldığı bir yapı ve daha sonra iç-dış döngü yapısına sahip bir Oransal İntegral Türevsel (Proportional Integral Derivative - PID) kontrolcü yapısı test edilmiştir. Son olarak, üç kontrol yönteminin sonuçları karşılaştırılmış ve kontrolcü performansları değerlendirilmiştir. Sistem modellemesi, kontrolcülerin tasarımı ve benzetimler MATLAB ortamında gerçekleştirilmiştir.

Abstract

In this study, the objective was to swing up the pendulum of a rotary inverted pendulum system from the downward position and stabilize it in the linear region using different control methods. To this end, the mathematical model of the system was first derived using the Euler–Lagrange method. Then, an energy-based swing-up controller was designed to lift the pendulum upward. Furthermore, an agent based on the Deep Deterministic Policy Gradient (DDPG) reinforcement learning algorithm was trained and employed as a controller. For stabilization in the linear region, a control structure using a Linear Quadratic Regulator (LQR) controller was first tested for comparison purposes, followed by a Proportional Integral Derivative (PID) control structure with an inner–outer loop configuration. Finally, the results of the three control methods were compared, and the performances of the controllers were analyzed. The system modeling, controller design, and simulations were carried out in MATLAB environment.

1. Giriş

Döner ters sarkaç sistemi, kontrol mühendisliğinde yaygın olarak kullanılan ve literatürde sıklıkla “Furuta sarkacı” olarak da anılan deneysel bir platformdur. Bu sistem, döner bir kola bağlı serbest salınımlı bir sarkacın dik konumda dengede tutulması problemine dayanmaktadır. Doğrusal olmayan (nonlinear) ve yetersiz tahrikli (underactuated) yapısı, sistemin hem modelleme hem de kontrol açısından zorlayıcı olmasına neden olmaktadır. Bu özellikleri sebebiyle bu sistem, doğrusal olmayan kontrol, uyarlamalı kontrol ve yapay zekâ tabanlı yöntemlerin test edilmesi için önemli bir test platformu olarak kabul edilmekte ve farklı yöntemlerin kıyaslanmasında kullanılmaktadır.

Literatürde döner ters sarkaç sisteminin kontrolü için pek çok yöntem önerilmiştir. Furuta’nın [1] çalışmasında enerji tabanlı Yapay Durum Geri Beslemesi yöntemi ile swing-up kontrolü gerçekleştirilmiştir. Akhtaruzzaman ve Shafie’nin [2] çalışmasında sistem modellenerek 2DOF PID, tam durum geribeslemesi ve LQR yöntemleri karşılaştırılmıştır. Park’ın [3] çalışmasında enerji tabanlı swing-up ve LQR stabilizasyonunu birleştiren bir yaklaşım geliştirilmiştir. Kurode’nin [4] çalışmasında hem swing-up hem de stabilizasyon için iki aşamalı kayma kipli kontrol uygulanmıştır. Diğer bir çalışmada, [5] salınım telafili uyarlamalı Yapay Sinir Ağı (ANN) tabanlı bir gürbüz kontrol yapısı önerilmiştir. Yine başka bir çalışmada, [6] ANN tabanlı kontrol ile Model Referanslı Adaptif Kontrolcü (MRAC)-PID hibrit kontrol yapısının sonuçları karşılaştırılmış, ANN tabanlı kontrol yönteminin hata ve kontrol eforunda MRAC-PID hibrit kontrolcünden daha iyi performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Yılmaz’ın [7] çalışmasında transfer öğrenmesi tabanlı derin sinir ağı uyarlamalı kontrol yapısı önerilmiş ve sistemin gürbüzlüğü bozucu etkiler altında test edilmiştir. Literatürdeki bir diğer çalışmada [9], DDPG ve Yakınsal Politika Optimizasyonu (PPO) algoritmalarının kullanıldığı bir takviyeli öğrenme tabanlı kontrol sistemi önerilmiş, bu yapı hem simülasyonda hem de Quanser Qube-Servo donanımı üzerinde test edilerek Yumuşak Aktör-Eleştirmen (SAC)-PPO ve PID yöntemlerinin sonuçları karşılaştırılmıştır. Hernandez’in çalışmasında [10] MATLAB/Simulink Simscape ortamında modellenen sistem üzerinde PID, LQR, Model Öngörülü Kontrol (MPC) gibi klasik kontrol yöntemleri, Geri Beslemeli Doğrusallaştırma (FL) ve Kayan

Kipli Kontrol (SMC) gibi doğrusal olmayan kontrol yöntemleri ve Uyarlamalı Yapay Sinir Ağı Telifisi (ANC)-FL, Pekiştirmeli Öğrenme (RL)-FL, PD-RL gibi yapay zekâ tabanlı hibrit kontrol yöntemleri karşılaştırılmış, yapay zekâ tabanlı kontrolcülerin diğer tür kontrolcülerden daha yüksek performans gösterdiği ve FL-RL ile PD-RL'nin özellikle bozucu etkilere karşı daha başarılı olduğu sonucuna varılmıştır.

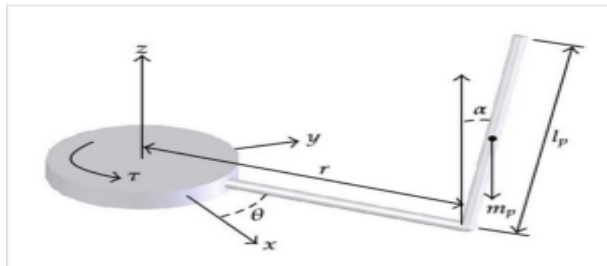
Bu çalışmada, döner ters sarkaç sisteminin matematiksel modeli çıkarılmış; DDPG algoritmasıyla eğitilen bir kontrolcü oluşturulmuş, iç-dış döngü yapısına sahip 2-DOF PID ve LQR kontrolcüler tasarlanmıştır. Literatürde bu yöntemlerin çoğunlukla tek başına veya sınırlı kombinasyonlarla incelendiği görülmektedir. Bu çalışmada ise üç farklı yaklaşım, aynı sistem üzerinde hem normal koşullarda hem de bozucu etkiler altında sistematik olarak karşılaştırılmıştır. Böylece klasik, optimal ve pekiştirmeli öğrenme tabanlı kontrol yöntemlerinin performans ve gürbüzlük farkları, ortak bir test çerçevesinde bütüncül biçimde ortaya konmuştur. Ayrıca DDPG tabanlı kontrolcüde, literatürdeki uygulamalardan farklı olarak sarkaç ve kol açılarını hedef konumlara yaklaştırmayı teşvik eden yeni bir ek ödül (bonus) fonksiyonu tasarlanmıştır. Bu fonksiyon, açı saptamaları belirli bir tolerans eşiğinin altına düştüğünde ilave ödül vererek öğrenme sürecini hızlandırmakta ve stabilizasyon başarımını artırmaktadır. Bildiride kullanılan semboller ve anlamları Tablo 1'de verilmiştir.

Tablo 1: Semboller Listesi

Sembol	Açıklama
$L_1 = \frac{L_r^2}{2}$	Sarkaç uzunluğunun (L_p) kütle merkezine olan uzaklığı (m)
m_r	Döner kolun kütlesi (kg)
m_p	Sarkaç kütlesi (kg)
L_r	Döner kol uzunluğu (m)
J_p	Sarkaçın kütle merkezine göre atalet momenti (kg-m ²)
J_r	Döner kolun kütle merkezine göre atalet momenti (kg-m ²)
u	Kontrol girişi (Nm)
b_1	Döner kol için viskoz sürtünme katsayısı
b_2	Sarkaç için viskoz sürtünme katsayısı
V_x	Sarkaç kütle merkezinin x-yönündeki hızı
V_y	Sarkaç kütle merkezinin y-yönündeki hızı
g	Yerçekimi ivmesi

2. Matematiksel Modelleme

Döner ters sarkaç sistemi, Şekil 1'de gösterildiği üzere, yatay düzlemde dönen bir kol ve bu kolun ucuna dik olarak monte edilmiş serbest salınımlı sarkaç elemanından oluşmaktadır.



Şekil 1: Döner ters sarkacın fiziksel yapısı (Çalışma [8]'den alınmıştır).

Sistemin genel koordinatları aşağıdaki gibi seçilmiştir.

$$q = \begin{bmatrix} \alpha \\ \theta \end{bmatrix}$$

Burada α sarkacın yukarı dikey eksen (koordinat sisteminin z-ekseni) ile yaptığı açığı, θ ise sarkacın bağlı olduğu yatay çubuğun koordinat sisteminin x-eksenine göre açısını göstermektedir. Sistemin dinamik denklemlerinin türetilmesinde, sistemin kinetik ve potansiyel enerjisi üzerinden sistematik bir çıkarım imkânı sunan Lagrange denklemleri literatürde [8]'de olduğu gibi kullanılmıştır. Bu denklemde, sistemin kinetik enerjisi ve potansiyel enerjisi, sırasıyla Eşitlik (1) ve (2)'de gösterilen şekilde elde edilmiştir. Bu denklemlerde K sistemin kinetik enerjisini, P ise potansiyel enerjisini ifade etmektedir. Bunun yanı sıra $\dot{\alpha}$ ve $\dot{\theta}$ değişkenleri sırasıyla α ve θ değişkenlerinin zamana göre türevlerini veya bir başka deyişle ilgili döngüsel hızları ifade etmektedirler. Denklemlerde kullanılan diğer parametreler ve değişkenler ise Tablo 1'de belirtilmiştir.

$$K = \frac{1}{2} J_r \dot{\theta}^2 + \frac{1}{2} m_p (V_x^2 + V_y^2) + \frac{1}{2} J_p \dot{\alpha}^2 \quad (1)$$

$$P = m_p g L_1 \cos \alpha + m_p g L_1 \quad (2)$$

Kinetik ve potansiyel enerji kullanılarak Lagrange fonksiyonu $L = K - P$ olarak tanımlanmıştır.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\alpha}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \alpha} = -b_2 \dot{\alpha} \quad (3)$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{\theta}} \right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = u(t) - b_1 \dot{\theta} \quad (4)$$

Eşitlik (3) ve (4)'te gösterilen denklemlerin sol tarafı Lagrange fonksiyonu üzerine uygulanan işlemleri içermektedir. Denklemlerin sağ tarafında ise dışarıdan sisteme uygulanan (potansiyel tabanlı olmayan) kuvvetler ifade edilmiştir. Bu bağlamda $-b_2 \dot{\alpha}$ ve $-b_1 \dot{\theta}$ sırasıyla sarkaç ve kol üzerine etki eden ağıdalık (viscous) sürtünme kuvvetlerini ifade etmektedir. $u(t)$ ise motor tarafından kol üzerine uygulanan dönme kuvvetini (torku) ifade etmektedir.

Euler-Lagrange denklemleri Eşitlik (3) ve (4)'teki şekilde uygulanarak sistem dinamiklerini ifade eden iki doğrusal olmayan denklem elde edilmiştir. Denklem sistemindeki katsayılar uygun şekilde düzenlenerek bu denklemler $\ddot{\alpha}$ ve $\ddot{\theta}$ değişkenleri için çözülmüş ve Eşitlik (5)'te verilen doğrusal olmayan sistem dinamik denklemleri elde edilmiştir.

$$\ddot{\alpha} = \frac{a_1}{a_2}, \quad \ddot{\theta} = \frac{h_1}{h_2} \quad (5)$$

Burada a_1 ve h_1 payları, a_2 ve h_2 ise paydaları temsil etmektedir. Açık ifadeler Eşitlik (6), (7), (8) ve (9)'da verilmiştir.

$$a_1 = -3 \left(J_r \ddot{\alpha} b_2 + L_r^2 \ddot{\alpha} b_2 m_p - L_1 L_r^2 g m_p^2 \sin \alpha \right) - J_r L_1 g m_p \sin \alpha - L_1 L_r m_p u \cos \alpha + L_1 L_r b_1 m_p \dot{\theta} \cos \alpha + L_r^2 L_1^2 \dot{\alpha}^2 m_p \cos \alpha \sin \alpha \quad (6)$$

$$a_2 = L_1^2 m_p \left(4J_r + 4L_r^2 m_p - 3L_r^2 m_p \cos^2 \alpha \right) \quad (7)$$

$$h_1 = -4L_1 b_1 \dot{\theta} + 4L_1 u - 3L_r \ddot{\alpha} b_2 \cos \alpha - 4L_1^2 L_r \dot{\alpha}^2 m_p \sin \alpha + 3L_1 L_r g m_p \cos \alpha \sin \alpha \quad (8)$$

$$h_2 = L_1 \left(4J_r + 4L_r^2 m_p - 3L_r^2 m_p \cos^2 \alpha \right) \quad (9)$$

Bu denklemler, kararsız denge noktası $p = [0, 0, 0, 0]^T$ etrafında doğrusallaştırılmıştır. Bu denge noktasında ilk durum olan sarkaç açısının 0 konumu yere dik yukarıda olarak tanımlanmıştır. Sistemin durum vektörü $x(t) = [\alpha(t) \ \dot{\alpha}(t) \ \theta(t) \ \dot{\theta}(t)]^T$ şeklinde seçilmiştir. Doğrusallaştırmada Tablo 2'deki değerler kullanılmıştır.

Tablo 2: Doğrusallaştırmada kullanılan sistem parametreleri

Sembol	Değer
m_r, m_p	0.1759
L_r, L_p	0.2
g	9.81
b_1	0.00005
b_2	0.00001
J_p, J_r	0.0023453

$\dot{x}(t) = A x(t) + B u(t)$, $y(t) = C x(t) + D u(t)$ şeklinde ifade edilen sistemin durum-uzay matrisleri aşağıda verilmiştir.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 168.1722 & -0.0097 & 0 & -0.0183 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 63.0648 & -0.0037 & 0 & -0.0122 \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 365.4704 \\ 0 \\ 243.6469 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, D = [0]$$

3. Kontrolcü Tasarımı

Döner ters sarkaç sisteminin kontrolü, yukarı salınım (swing-up) ve stabilizasyon kısımlarından oluşan iki aşamalı bir yöntem kullanılarak gerçekleştirilebilmektedir. Bu yöntemde, yukarı salınım kontrolcüsü, sarkacı denge noktasına yaklaştırmakla görevliken, stabilizasyon kontrolcüsü, sistemi bu denge noktasında tutmayı amaçlamaktadır. Bu çalışmada, yukarı salınım için enerji tabanlı klasik yöntem kullanılmış; stabilizasyon aşamasında ise klasik kontrolcüler (LQR, PID) ile pekiştirmeli öğrenme algoritmasına dayalı kontrolcü karşılaştırılmıştır.

3.1. Yukarı Salınım (Swing-up) Kontrolü

Sistemin alt kararlı konumdan denge konumuna çıkarılması için enerji tabanlı kontrol yasası uygulanmıştır. Yukarı salınım kontrolcüsü, yalnızca sarkaç açısı denge konumundan belirli bir eşik değerin üzerinde sapma gösterdiğinde, yani $|\alpha| > \alpha_{\text{eşik}}$ koşulu sağlandığında aktiftir. Bu değer çalışmamızda 30° olarak seçilmiştir. Kontrol torku, hedeflenen enerji ile anlık enerji arasındaki farkla orantılı olup, yönü sarkaç açısal konumu ve hızına göre belirlenmiştir. Sarkacın anlık toplam enerjisi (kinetik + potansiyel) aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$E = \frac{1}{2} J_p \dot{\alpha}^2 + m_p g L_1 (1 + \cos(\alpha)) \quad (10)$$

Sarkaç dik konumda iken ($\alpha = 0$) sahip olması gereken hedef enerji seviyesi:

$$E_d = 2m_p g L_1 \quad (11)$$

Anlık enerji hatası ise

$$E_{\text{error}} = E - E_d \quad (12)$$

olarak hesaplanabilir. Uygulanan kontrol torku ise Eşitlik (13)'teki gibi hesaplanır.

$$u = -k_{\text{swing}} E_{\text{error}} \cdot \text{sign}(\dot{\alpha} \cdot \cos \alpha) \quad (13)$$

Burada k_{swing} deneme-yanılma yoluyla belirlenen pozitif bir kazanç parametresidir.

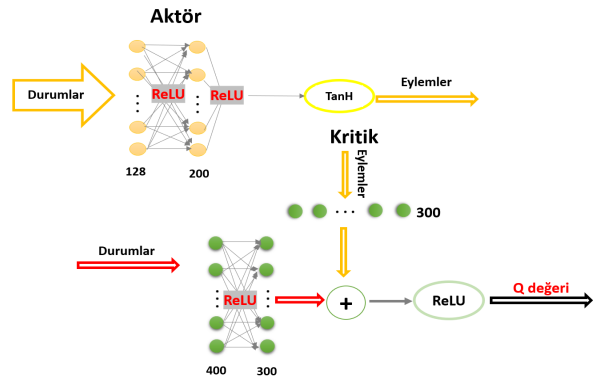
3.2. Pekiştirmeli Öğrenme Tabanlı Stabilizasyon

Pekiştirmeli öğrenme tabanlı kontrolcüler sistem dinamiklerinin tam olarak bilinmesine ihtiyaç duymadan, çevreden aldıkları geri bildirimlerle kontrol stratejileri öğrenebilen algoritmalarlardır. Bu kontrolcüler doğrusal olmayan ve belirsizlik içeren sistemlerde yüksek bir kontrol performansı sergileyebilir. Bu çalışmada, ters sarkaç yukarı salınımla dik konuma yaklaştığında sistemin denge kalmamasını sağlamak amacıyla pekiştirmeli öğrenme tabanlı Derin Deterministik Politika Gradyanı (DDPG) algoritması kullanılmıştır.

DDPG, sürekli eylem uzayında çalışabilen, modelden bağımsız ve politika dışı (off-policy) yapıda bir aktör-kritik algoritmasıdır. Bu algoritmada etmen, çevreden aldığı gözlemler doğrultusunda bir politika öğrenerek, sistemin denge noktasında kalması için gerekli torku üretmeyi öğrenir. Bu çalışmada etmen, sistemin durum vektörünü gözlemlemekte ve sürekli bir kontrol eylemi (tork) üretmektedir. Bu durum, DDPG terminolojisinde $s = x$ ve $a = u$ = tork şeklinde ifade edilir.

Eğitimde kullanılan sinir ağı yapısı Şekil 2'de gösterilmiştir. Aktör ağı, sistemin mevcut durum vektörünü s girdi olarak alır ve uygulanacak sürekli kontrol eylemini (tork) a üretir.

Kritik ağı ise, aktör tarafından üretilen eylemin mevcut durumda ne kadar iyi olduğunu $Q(s, a)$ değeri üzerinden değerlendirir. Nöral ağda gizli katmanlarda doğrusal olmayanlık sağlamak ve karmaşık durum-eylem ilişkilerini modellemek amacıyla Doğrultulmuş Doğrusal Birim (ReLU) aktivasyon fonksiyonları kullanılmıştır. Çıkış katmanında ise eylem aralığını sınırlamak için tanh aktivasyon fonksiyonu uygulanmıştır.



Şekil 2: Aktör-Kritik sinir ağı yapısı.

Eğitim sürecinde, sistemin istenilen davranışları seçmesi amacıyla aşağıdaki ödül fonksiyonu tasarlanmıştır.

$$r = -0.1 \left(17 \theta^2 + 0.1 \dot{\theta}^2 + 15 \alpha^2 + \dot{\alpha}^2 + u^2 \right) \quad (14)$$

Ödül fonksiyonu, sarkacın dik konumda ($\alpha = 0$) kalmasını ve döner kolun merkezde ($\theta = 0$) tutulmasını teşvik edecek şekilde

yapılandırılmıştır. Ayrıca, kontrol torkunun büyüklüğü de ceza terimi olarak dikkate alınmıştır. Fonksiyondaki katsayılar, sistemin kararlılık, salınım bastırma ve kontrol eforu arasındaki dengeyi sağlamak amacıyla deneme–yanılma yöntemiyle belirlenmiş; farklı ağırlık kombinasyonları test edilerek en uygun değerler seçilmiştir. Bunun yanı sıra, sarkacın ve kolun denge konumlarına yaklaşımlarını ödüllendirmek amacıyla bonus terimleri de kullanılmıştır.

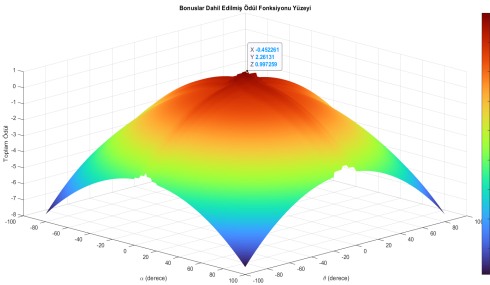
Tablo 3: Alfa ve Teta Bonus Ödülleri

Alfa Bonus Ödül		Teta Bonus Ödül	
Koşul	Bonus	Koşul	Bonus
$ \alpha \leq 0.01$ (°)	+1.00	$ \theta \leq 0.01$ (°)	+0.80
$0.01 < \alpha \leq 0.5$	+0.50	$0.01 < \theta \leq 3$	+0.50
$0.5 < \alpha \leq 5$	+0.30	$3 < \theta \leq 10$	+0.30
$5 < \alpha \leq 10$	+0.10	aksi halde	0
aksi halde	0		

Tablo 3’de gösterildiği gibi, α ve θ belirli değerlerin altında kaldığında toplam ödüle eklenmektedir. Toplam ödül, bu bonuslar ile birlikte aşağıdaki gibi güncellenmektedir.

$$r = r + \text{bonus}_\alpha + \text{bonus}_\theta \quad (15)$$

Etmen, denge noktasına yakın rastgele başlangıç koşulları altında oluşturulan simülasyon ortamında eğitilmiştir. Sistem güvenlik sınırları aşıldığında bölümler sonlandırılmıştır. Şekil 3’te verilen yüzey ödül fonksiyonunun α ve θ değişkenlerine bağlı olarak aldığı değerleri görselleştirmektedir.



Şekil 3: Ödül fonksiyonunun α ve θ ’ya göre değişimi.

Şekilden de görüleceği gibi ödül fonksiyonu, denge konumlarına yaklaştıkça maksimuma ulaşmakta, bu noktalardan uzaklaştıkça ise azalarak ceza (negatif ödül) uygulanmaktadır. Bu yapı sayesinde, etmen yalnızca sarkacı dik konuma getirmeyi değil, aynı zamanda kolu da merkezde tutmayı öğrenmektedir.

DDPG algoritmasında etmen, sürekli aksiyon alanında yeterli keşfi sağlamak için deterministik politikasına zamanla korelasyonlu bir gürültü ekler. Bu amaçla, *Ornstein–Uhlenbeck* (OU) gürültüsü kullanılmıştır. OU aksiyon sıçramalarını önleyen düzgün bir keşif davranışı sağlar ve aşağıdaki denklemdeki gibi hesaplanmaktadır.

$$dx_t = \psi(\mu - x_t)dt + \sigma dW_t \quad (16)$$

Eşitlik (16)’da x_t anlık gürültü değerini ve dW_t beyaz gürültü bileşenini temsil eden Wiener sürecini ifade etmektedir. Geri kalan eğitim parametreleri Tablo 4’de açıklanmıştır. Parametreler literatürde önerilen değerlere dayanmaktadır [10], ancak keşif ve

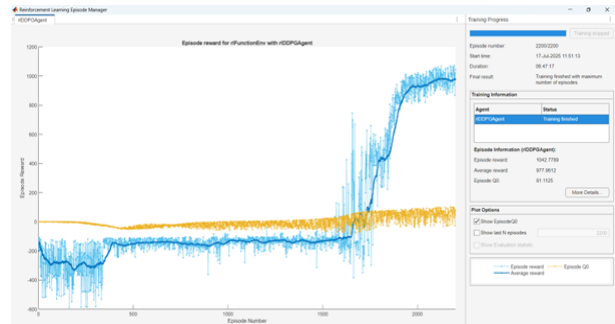
öğrenme oranı için farklı değerler test edilip en iyi sonuç alınan değer kullanılmıştır.

Tablo 4: DDPG ajanı için kullanılan eğitim parametreleri

Parametre	Değer	Açıklama
Örnekleme süresi (T_s)	0.01 s	Ortaman zaman adımı
İndirim faktörü (γ)	0.99	Gelecek ödüllerin bugünkü değeri
Mini yığın boyutu	128	Bir öğrenme adımındaki örnek sayısı
Deneyim havuzu uzunluğu	10^6	Replay buffer kapasitesi
Actor öğrenme oranı	2×10^{-5}	Actor ağıının güncelleme hızı
Critic öğrenme oranı	1×10^{-4}	Critic ağıının güncelleme hızı
OU geri çağırma katsayısı (ψ)	0.15	Gürültünün ortalama değere dönüş oranı
OU ortalama değeri (μ)	0	Gürültünün hedef ortalama değeri
OU gürültü şiddeti (σ)	0.5	Gürültü standart sapması
Varyans azaltma oranı	1×10^{-5}	Gürültünün eğitim boyunca azalması
Target ağı yumuşatma katsayısı (τ)	1×10^{-3}	Target ağıların yumuşak güncellenmesi

DDPG etmeni, MATLAB’ın yerleşik `rlDDPGAgent` yapısı kullanılarak oluşturulmuş ve eğitim sürecinde aktör (politika) ve kritik (değer) ağılarının ağırlıkları otomatik olarak güncellenmiştir.

Bu çalışmada, OU gürültüsü sıfır ortalamalı ve varyansı zamanla azalan şekilde yapılandırılmıştır. Böylece eğitim sürecinin başlarında geniş keşif yapılırken, zamanla bu gürültü seviyeleri azalarak daha kararlı eylemlerin seçilmesi sağlanmıştır. Bu durumun etkisi Şekil 4’te gösterilen eğitim grafiğinde açıkça görülmektedir. Eğitim süreci boyunca etmen, yaklaşık 2200 bölüm boyunca çevreyle etkileşime girerek ödül sinyali göre kendi politikasını geliştirmiştir. Yine Şekil 4’te görüldüğü üzere, eğitim sürecinin başlarında düşük olan bölüm ödülleri zamanla artış göstermiş, özellikle 1800. bölüm civarında yüksek ve daha az değişim gösteren seviyeye ulaşmıştır. Ortalama ödül değerinin belirli bir seviyede sabitlenmesi, etmenin kontrol görevini başarıyla öğrendiğini göstermektedir.



Şekil 4: DDPG Eğitim Sürecinde Ödül Eğrisi.

3.3. LQR Kontrolcü Tasarımı

LQR doğrusal sistemleri kontrol etmede kullanılan optimal bir kontrolcüdür. Bu aşamada, sistemin kararsız denge noktasında stabilizasyonunu gerçekleştirmek için bu yöntem uygulanmıştır. LQR algoritması,

$$J = \int_0^\infty (x^T Q x + u^T R u) dt \quad (17)$$

eşitliği ile verilen ve sistemin durum uzayındaki davranışını minimize etmeye yönelik maliyet fonksiyonunu optimize eder. Bu eşitlikte x durum vektörünü, u kontrol girdisini, Q matrisi sistem durumlarına verilen ağırlıkları, R matrisi ise kontrol sinyali verilen ağırlığı temsil eder. Optimizasyon sonucunda elde edilen geri besleme kazanç matrisi $K = R^{-1} B^T P$ ’dir; burada P , verilen

Q matrisi için Riccati denkleminin çözümünden elde edilmektedir, Eşitlik (18)'teki kontrol yasası doğrultusunda uygulanır.

$$u = -Kx \quad (18)$$

Bu çalışmada, Q matrisi sarkaç (α) ve döner kol (θ) açısal konumlarının hatalarının daha kritik kabul edilmesi nedeniyle bu durumlara daha yüksek ağırlık verilerek seçilmiştir. Böylece dengeleme performansı önceliklendirilmiştir. Kontrol eforu görece daha az önemli kabul edildiğinden, R matrisi 1 olarak belirlenmiştir.

$$Q = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad R = [1]$$

Seçilen bu matrislerin ardından Riccati denkleminin çözümüyle elde edilen K matrisi aşağıda verilmiştir.

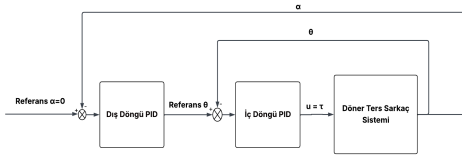
$$K = [22.8354 \quad 2.5621 \quad -3.1623 \quad -1.9711]$$

3.4. PID Kontrolcü Tasarımı

Karşılaştırma amacıyla, sistemin doğrusal olduğu bölgede stabilizasyonu için PID kontrolcü de kullanılmıştır. PID kontrolcü, sistemin referans değerine ulaşmasını sağlamak amacıyla hata sinyalinin oransal, integral ve türev bileşenlerini kullanarak

$$u(t) = K_P e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (19)$$

denklemine göre kontrol sinyali üretir. Sistemde tek eyleyici olduğundan kontrol yapısı Şekil 5'te gösterildiği gibi tasarlanmıştır. Bu yapıda dış döngü kontrolcüsüne sarkaç açısının hatası geri beslenir. Kontrolcü geri beslenen hata değerinden döner kol açısı için referans hesaplar. İç döngü kontrolcüsü, döner kol açısının hesaplanan referansı takip etmesini sağlayacak tork girdisini üretir. Hesaplanan kazançlar Tablo 5'te verilmiştir.



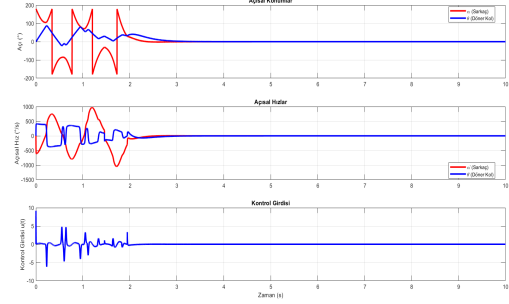
Şekil 5: Tasarlanan kontrol yapısı

Tablo 5: PID kontrolcü kazançları

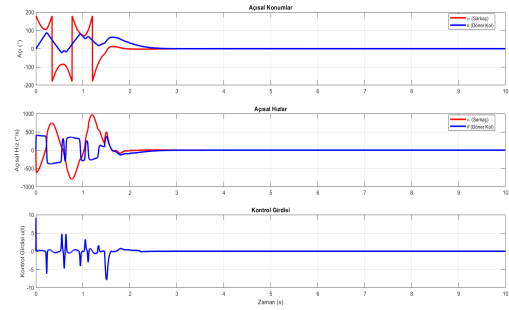
	K_P	K_I	K_D
Dış Döngü	12	1.13585126462	0.4
İç Döngü	6.78	0	1.8

4. Benzetim Sonuçları

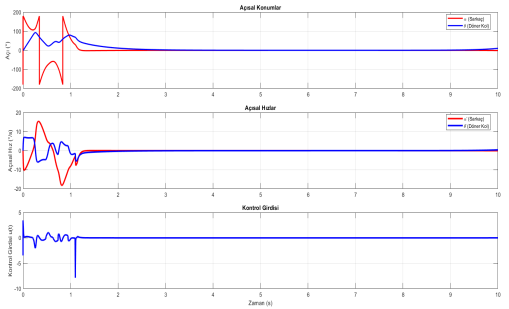
Bu bölümde, DDPG etmeni, LQR ve PID kontrolcülerinin stabilizasyon görevindeki performansları bozucu etkilerin bulunduğu ve bulunmadığı ortamlarda test edilerek sonuçlar sunulmuştur.



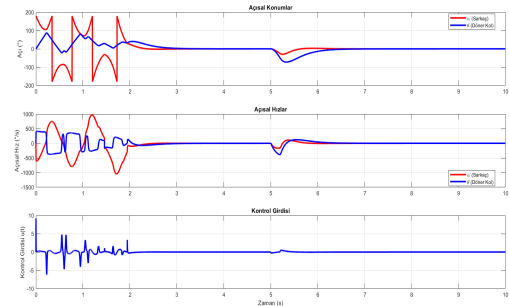
Şekil 6: Yukarı salınım sonrası LQR kontrolünde bozucu etki olmadan durumlar ve kontrol girdisi



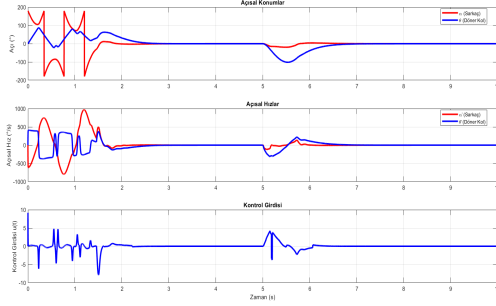
Şekil 7: Yukarı salınım sonrası DDPG etmeni kontrolünde bozucu etki olmadan durumlar ve kontrol girdisi



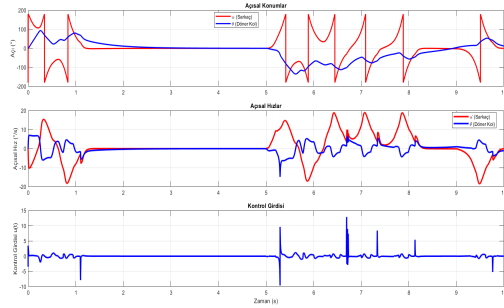
Şekil 8: Yukarı salınım sonrası PID kontrolünde bozucu etki olmadan durumlar ve kontrol girdisi



Şekil 9: Yukarı salınım sonrası LQR kontrolünde bozucu etki altında durumlar ve kontrol girdisi



Şekil 10: Yukarı salınım sonrası DDPG etmeni kontrolünde bozucu etki altında durumlar ve kontrol girdisi



Şekil 11: Yukarı salınım sonrası PID kontrolünde bozucu etki altında sistem durumları ve kontrol girdisi

Şekil 6'da görüldüğü üzere, LQR kontrolcüsü yukarı salınım sonrasında bozucu olmayan sistemde durumlar yaklaşık 2.8 saniye civarında denge konumuna oturmuştur. Kontrolcü başlangıçta yüksek genlikli tork darbeleri üretmiş, sonrasında girdi genliği hızla azalmıştır. Şekil 7'de yer alan DDPG kontrolcüsü ise benzer senaryoda yaklaşık 2.3 saniye içinde stabilizasyonu başarak LQR'ye kıyasla daha hızlı yerleşme sağlamış, kontrol sinyalinde ise daha yüksek genlikler ortaya çıkmıştır. Şekil 8'de görülen PID kontrolcüsü ise durumları yaklaşık 1.5 saniye gibi bir sürede sifıra yaklaştırarak en hızlı yerleşmeyi sağlamıştır. Ancak geçiş anındaki yüksek genlikli tork, bu kontrol yönteminin diğer yöntemlere kıyasla daha yüksek enerji maliyetine sahip olduğunu göstermektedir.

Şekil 9'da, 5.0–5.2 saniye zaman aralığında sarkaç dinamiğinin $\ddot{\alpha}$ (açısal ivme) terimine sabit 50 rad/s^2 büyüklüğünde bir değişken eklenerek bozucu etki uygulanmıştır. Bu ekleme, fiziksel olarak belirli süre boyunca sisteme dış kaynaklı bozucu bir kuvvet uygulanması anlamına gelmektedir. LQR kontrolcüsünün bozucu etki sonrası sapmaları yaklaşık 1 s içinde bastırarak sistem kararlılığını koruduğu görülmektedir.

Şekil 10'da DDPG kontrolcüsü aynı bozucu etki altında sapmaları 1.3 saniyede sönümlendirmiş, toparlanma süresi LQR'den biraz daha uzun olmuştur. Şekil 11'de ise PID kontrolcüsü 40 rad/s^2 bozucu etki sonrası sistemi tekrar stabilize etmeyi başaramamıştır. Bu genlikteki bozucu etkiye cevap veremeyen kontrolcüye, daha yüksek genlikli bozucu etki uygulanmamıştır. Bozucu olmayan koşullarda PID, stabilizasyonu en hızlı şekilde sağlamış, ancak enerji maliyeti yüksek olmuştur. DDPG ve LQR yapılarında ise stabilizasyon daha yavaş fakat daha gürbüz şekilde gerçekleşmiştir. Bozucu etkiler altında ise LQR en hızlı

toparlanmayı sağlamış, bozucu olmayan dinamiklerde eğitilen DDPG etmeni biraz daha yavaş toparlanma göstermiştir. PID ise bozucu etki sonrasında sistemi tekrar stabilize edememiştir. Bu bulgular ışığında LQR ve DDPG etmeni yapılarının PID yöntemine kıyasla bozucu etkilere daha dayanıklı olduğu görülmektedir. Ayrıca DDPG etmeni, bozucu olmayan sistem dinamikleri altında eğitilmesine rağmen bozucu etkiyi LQR'ye yakın hızlarda telafi edebilmiştir. Bu bulgu da DDPG etmeninin son derece gürbüz bir kontrol yapısı olduğunu ortaya koymaktadır.

5. Kaynakça

- [1] K. Furuta, M. Yamakita, and S. Kobayashi, "Swing-up control of inverted pendulum using pseudo-state feedback," *Proc. Inst. Mech. Eng. Part I: J. Syst. Control Eng.*, vol. 206, no. 4, pp. 263–269, 1992.
- [2] M. Akhtaruzzaman and A. A. Shafie, "Modeling and control of a rotary inverted pendulum using various methods, comparative assessment and result analysis," in *Proc. 2010 IEEE Int. Conf. Mechatronics and Automation**, Xi'an, China, Aug. 4–7, 2010.
- [3] M. Park, Y.-J. Kim, and J.-J. Lee, "Swing-up and LQR stabilization of a rotary inverted pendulum," *Artificial Life and Robotics**, vol. 16, no. 1, pp. 94–97, 2011, doi: 10.1007/s10015-011-0897-9.
- [4] S. Kurode, A. Chialanga, and B. Bandyopadhyay, "Swing-up and stabilization of rotary inverted pendulum using sliding modes," *IFAC Proc. Vol.**, vol. 44, no. 1, pp. 10685–10690, 2011.
- [5] S. H. Zabihiyar, A. S. Yushchenko, and H. Navvabi, "Robust control based on adaptive neural network for rotary inverted pendulum with oscillation compensation," *Neural Comput. Appl.**, vol. 32, no. 18, pp. 14667–14679, 2020.
- [6] E. Mendez, G. Baltazar-Reyes, I. Macias, A. Vargas-Martinez, J. de Jesus Lozoya-Santos, R. Ramirez-Mendoza, and A. Molina, "ANN based MRAC-PID controller implementation for a Furuta pendulum system stabilization," *Adv. Sci. Technol. Eng. Syst. J.**, vol. 5, no. 3, pp. 324–333, 2020.
- [7] F. C. Yilmaz, et al., "A transfer learning based deep neural network adaptive controller for the Furuta pendulum subject to uncertain disturbance signals," *Sci. Rep.**, vol. 15, no. 1, p. 24012, 2025.
- [8] A. Kumar and P. Sharma, "Mathematical modeling and control of QNET rotary inverted pendulum in MATLAB and real time implementation in LabVIEW using ELVIS," *Int. J. Smart Sens. Intell. Syst.*, vol. 14, no. 1, pp. 1–8, 2021.
- [9] R. S. Bhourji, S. Mozaffari, and S. Alirezaee, "Reinforcement learning DDPG–PPO agent-based control system for rotary inverted pendulum," *Arabian Journal for Science and Engineering*, vol. 49, no. 2, pp. 1683–1696, 2024.
- [10] R. Hernandez, R. Garcia-Hernandez, and F. Jurado, "Modeling, simulation, and control of a rotary inverted pendulum: A reinforcement learning-based control approach," *Modelling*, vol. 5, no. 4, pp. 1824–1852, 2024.

Manyetik Askı Sistemi Üzerinde Farklı Kontrol Yöntemlerinin Performans Analizi

Performance Analysis of Different Control Methods on Magnetic Suspension Systems

Hüseyin Kılınçkiran¹, Yücel Aydın¹,

¹Kontrol Ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul

{kilinckiran19}@itu.edu.tr {aydinyu}@itu.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride Manyetik Askı Sistemi (MAS) MATLAB/SIMULINK üzerinde doğrusal olmayan haliyle modellenmiş ve bu model üzerinde Bulanık Mantık Kontrolcü (BMK) ve Model Öngörülü Kontrolcü (MPC) gibi 2 modern kontrol yöntemleri doğruluk, yanıt verme hızı, enerji tüketimi ve bozulculara karşı tepki gibi 4 tasarım kriteri üzerinden performans analizleri yapılmıştır.

Abstract

In this paper, Magnetic Suspension System (MAS) is modeled nonlinearly on MATLAB/SIMULINK and performance analyses are performed on this model using two modern control methods, namely Fuzzy Logic Controller (BMK) and Model Predictive Controller (MPC), based on four design criteria such as accuracy, response speed, energy consumption and response to disturbances.

1. Giriş

Sürtünme dünyamızın her yerinde ürettiğimiz enerjiyi tüketen bir kuvvettir. Manyetik Askı Sistemi (MAS) bunun aşılabilirdiği bir teknolojik uygulamadır. Sürtünmesiz yataklar endüstride, manyetik kuvvetle çalışan yüksek hızlı trenler taşımacılık ve ulaşım, temassız üç boyutlu hücre kültürü oluşturma doku mühendisliğinde kullanılan gerçek hayat uygulamalarıdır.[5] Manyetik Askı Sistemi doğası gereği sabit bir kuvvetle kontrol edilemeyecek bir yapıya sahiptir, bu yüzden bu değişken kuvveti uygulayabilmesi için kontrolcülere ihtiyaç vardır. Kontrolcüler havuzunda ise birçok çeşit bulunmaktadır ve bu çeşitler arasında hangilerinin uygun oturma süresi gibi rejim özelliklerine, harcadığı enerji gibi ekonomik faktörlere, ve dünyada her zaman karşılaşılan bozulculara karşı olan tepkilerine göre arzulanan seviyede davranışı gerçekleştireceği merak konusudur. Bu bildiri kapsamında küre şeklinde bir kalıcı mıknatısın elektromıknatıs kuvvetiyle havada tutulmaya çalışılan MAS'ın

doğrusal olmayan modeli MATLAB SIMULINK programı ile modellenerek üzerinde farklı kontrolcüler denenmiş ve sonuçları performans istekleri kapsamında tespit edilmiştir. Kullanılacak olan kontrol yöntemleri Model Öngörülü Kontrol (MPC) ve Bulanık Mantık Kontrolü (BMK), adaptif çözümler sunarak modern yöntemlerin kullanımının yaygınlaşmasını sağlamaktadır. Yapılacak testler esnasında doğruluk, oturma zamanı, enerji harcaması ve bozucu tepkileri gibi bazı tasarım kriterleri göz önünde bulundurularak test edilen kontrol yöntemlerinin detaylı bir incelemesinin yapılması hedeflenmektedir. Elde edilen bulgular sonucunda simülasyonlar üzerinden test edilen manyetik Askı sisteminin endüstrideki uygulamalarına katkıda bulunacak bilgiler edinilmesi amaçlanmaktadır.

1.1. Tasarım Kriterleri

Sistemin referans pozisyonuna yüksek doğrulukla ulaşması ve bu konumda kalabilmesi temel gereksinimlerden biridir. Bu nedenle, geçici rejim özellikleri dikkate alınarak kontrol yöntemlerinin yanıtları incelenmiş ve sistem modeli fiziksel parametrelerle uyumlu şekilde oluşturulmuştur.

Sistemin arzulanan değere oturmasının ne kadar hızlı gerçekleştiği de gerçek hayat uygulamalarında istenen bir kriter olduğu için bu bildiri kapsamına alınmıştır.

Enerji verimliliği, çalışmanın değerlendirme kriterlerinden biri olarak ele alınmış ve sistemin kontrol performansını minimum enerji tüketimiyle sağlayabilmesi hedeflenmiştir.

Son olarak, sistemin bozucu sinyallere ve parametre belirsizliklerine karşı dayanıklılığı da test edilmiştir. Robustluk açısından yapılan bu değerlendirmelerde, sistemin farklı bozucu senaryolarda istikrarlı davranıp davranmadığı gözlemlenmiştir.

2. Sistemin Tanıtılması ve Modellenmesi

Sistem; bir elektromıknatıs, bu mıknatıs ile etkileşen çelik top, topun konumunu algılayan bir sensör, elektromıknatısı süren bir güç yükseltici, analog-sayısal ve sayısal-analog dönüştürücülerden oluşmaktadır. Kontrolcüden gelen gerilim sinyali, güç yükseltici aracılığıyla elektromıknatısa uygulanarak çelik top üzerinde yukarı yönlü bir kuvvet oluşturur. Sistemin çıkışı, topun

düşey konumudur.[4]

2.1. Elektriksel Kısım

Elektromıknatıs bir bobin olarak modellenir ve bobine uygulanan gerilim $u(t)$, bobin akımını oluşturur. Bobin üzerindeki gerilim aşağıdaki gibi modellenir:

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) \quad (1)$$

Burada $u(t)$ bobine uygulanan gerilim (kontrol girişi), $i(t)$ bobinden geçen akım, L bobin endüktansı ve R ise dirençtir.

2.2. Mekanik Kısım ve Kuvvetler Dengesi

Elektromıknatıs tarafından üretilen kuvvet aşağıdaki gibi modellenir:

$$F_m(t) = \frac{K \cdot i^2(t)}{x^2(t)} \quad (2)$$

Burada $F_m(t)$ elektromıknatısın oluşturduğu yukarı yönlü kuvveti, K manyetik sabiti, $i(t)$ bobin akımını ve $x(t)$ top ile mıknatıs arasındaki mesafeyi temsil eder.

Sistemde topa etki eden toplam kuvvet, yerçekimi ve sönümleme etkileri ile birlikte şu şekilde ifade edilir:

$$F_c(t) = F_m(t) - mg - b \cdot \dot{x}(t) \quad (3)$$

Bu durumda, Newton'un ikinci yasasına göre topun hareketi:

$$\ddot{z}(t) = \frac{1}{m} (F_m(t) - mg - b \cdot \dot{x}(t)) \quad (4)$$

Burada m topun kütlesi, g yerçekimi ivmesi, b sönüm katsayısı, $\dot{x}(t)$ topun hızı, $\ddot{x}(t)$ ise topun ivmesidir.

2.3. Genel Sistem Denklemleri

SIMULINK modeliyle elde edilen genel doğrusal olmayan sistem aşağıdaki gibi özetlenebilir:

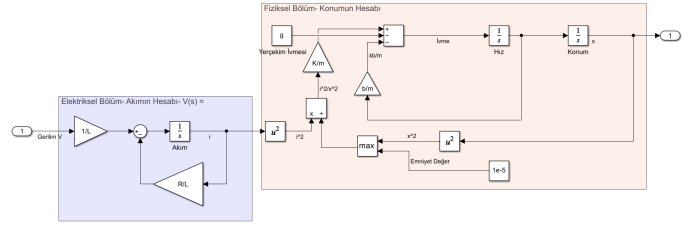
$$\begin{aligned} u(t) &= L \frac{di(t)}{dt} + Ri(t) \\ F_m(t) &= \frac{Ki^2(t)}{x^2(t)} \\ m\ddot{x}(t) &= F_m(t) - mg - b\dot{x}(t) \\ m\ddot{x}(t) &= \frac{Ki^2(t)}{x^2(t)} - mg - b\dot{x}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

Bu model, sistemin giriş geriliminden başlayarak topun konumuna kadar olan tüm fiziksel ve elektriksel dinamikleri kapsamaktadır.

2.4. Sistemin Modellenmesi

SIMULINK modeli, manyetik Askı sisteminin fiziksel davranışlarını temsil eden doğrusal olmayan dinamik model üzerine kurulmuştur. Bu yapıda, sistem üzerinden geçen elektrik sinyalleri elektromanyetik kuvvet, yer çekimi ve sönüm kuvveti etkileşimine dayalı olarak modellenmiştir. Simülasyonda bu model bir alt sistem (Subsystem) olarak yapılandırılmıştır. Modelin girişinde kontrolcülerden çıkan gerilim ve çıkışında

da konum bulunmaktadır. Elektromıknatısın bobin kısmı, indüktans (L) ve direnç (R) değerleri dikkate alınarak elektriksel devre modeliyle temsil edilmiştir.



Şekil 1: Manyetik Askı Sistemi SIMULINK Modeli

3. Kullanılan Yöntemlerin Uygulanması

Bu bildiride doğrusal olmayan manyetik Askı sistemi modeli SIMULINK üzerinden BMK ve MPC kontrolcülerinin kullanıldığı yapılarla kontrol edilmiştir. Sistemin modeli Bölüm 3.2.1'de temel denklemler üzerinden anlatılmıştır. Şekil 4.1'de görülen modelde aşağıdaki tabloda verilen parametreler kullanılmıştır. Bu parametreler K manyetik sabiti baz alınırken DIN 50472:1981-03 standardında belirtilen kıstaslara uygun bir değer seçilmiştir.

Tablo 1: Manyetik Askı sistemi parametreleri

Parametre	Değer	Açıklama
m	0.02 kg	Topun kütlesi
g	9.81 m/s ²	Yerçekimi ivmesi
K	2.4832×10^{-5} N.m ² /A ²	Manyetik sabit
R	3 Ω	Bobin direnci
L	0.01 H	Bobin endüktansı
b	0.01 N.s /m	Sönüm katsayısı
x_0	0.0225 m	Denge konumu

3.1. Bulanık Mantık Kontrolcü

Bulanık Mantık, durumların sadece 1 ve 0'lardan oluşmadığı, ara değerlerin üyelik fonksiyonlarına göre ciddiye alınmasıyla klasik mantıktan ayrılan bir matematik teorisidir.

Bu çalışmada MAS kontrolü için tasarlanan BMK Sugeno tipi bir Fuzzy Inference System (FIS) altyapısıyla tasarlanmıştır. Tasarlanan FIS, topun pozisyonunu ve pozisyon hızındaki değişimi dikkate alarak uygun bir voltaj değişim sinyali (du) üretmektedir. Bu yapı, sistemin doğrusal olmayan karakteristiğine daha uyumlu yanıt vermesi amacıyla tercih edilmiştir. [2]

Giriş değişkenlerinden birincisi, istenen konum ile gerçek konum farkını temsil eden pozisyon hatasıdır ve bu değişken normalize edilmiş olarak $[-1, 1]$ aralığında tanımlanmıştır. İkinci giriş değişkeni ise pozisyon hatasının türevidir; bu değişken hata değişim hızını gösterir ve yine $[-1, 1]$ aralığında normalize edilmiştir. Her iki giriş değişkeni için de üçer adet üçgensel üyelik fonksiyonu (MF) tanımlanmıştır: Negatif (N),

Çıkış değişkeni, kontrol sinyali çıkışını temsil eden voltaj değişimidir. Bu değişkenin aralığı $[-8, 8]$ V olarak belirlenmiştir. Çıkış için üç adet sabit üyelik fonksiyonu (MF) tanımlanmıştır: Negatif (N) için 6 V, sıfır (Z) için 0.5 V ve pozitif (P) için 6 V. Bu çıkış değerleri, topun hedefe doğru düzgün şekilde yönlendirilmesini sağlayacak biçimde kurgulanmıştır. Tasarlanan bulanık kontrolör 9 adet if-then kuralı içermektedir. Her bir kural, (e, de) giriş kombinasyonuna göre uygun çıkışını (du) üretmektedir. Kurallar mantıksal olarak topun konumu ve hızına göre düzeltici voltaj kararı üretmektedir. Örneğin, hem hata hem de hata türevi negatifse, top aşağı düşmekte olduğundan pozitif (yukarı yönlü) voltaj uygulanmalıdır. Aşağıdaki Tablo 4.2 kural tabanı tablo halinde gösterilmiştir.

e \ de	N	Z	P
N	P	P	P
Z	P	Z	N
P	N	N	N

MPC'nin temel prensibi, sistemin bir matematiksel modelini kullanarak belirli bir öngörü (tahmin) süresi boyunca sistemin gelecekteki davranışlarını hesaplamak ve bu tahmine göre en uygun kontrol eylemini seçmektir.

Bu elde edilen doğrusallaştırılmış durum uzay gösterimi MATLAB MPC Toolbox yardımıyla kontrolcüye tanıtılmıştır. MPC ayrık zamanla çalışan bir yöntem olduğu için `c2d()` fonksiyonu ile sistem 1 ms örnekleme süresi kullanılarak ayrıklaştırılmıştır. Bu elde edilen model üzerinden MPC nesnesi (`mbcObj`) oluşturulmuştur. Tahmin Ufku (Prediction Horizon) yanıt daha hızlı bir şekilde alınabilsin diye 30 seçilmiş ve Kontrol Ufku (Control Horizon) 3 seçilmiştir. MAS'nin kontrolü için kullanılan MPC yapısı, MATLAB ortamında `mpc()` komutu ile oluşturulmuştur. Tanımlanan durum-uzay modeli temel alınarak, MPC nesnesi `mpcObj` olarak tanımlanmış ve hem giriş hem çıkış değişkenleri için fiziksel sınırlamalar getirilmiştir.[1]

Kontrol girdisi olan u (bobine uygulanan voltaj), sistemin nominal giriş değeri u_0 merkez alınarak sınırlanmış ve giriş sınırları $[-u_0, 12 - u_0]$ aralığında belirlenmiştir. Sistem çıkışı olan topun konumu x , $[0.002 - x_0, 0.045 - x_0]$ aralığında sınırlanmıştır. Ayrıca, kontrol sinyalinin değişim hızına da sınır getirilmiş ve bu değer ± 4 V/ms olarak tanımlanmıştır. Bu sınırlandırmalar, MPC algoritmasının fiziksel kısıtlar içinde çalışmasını sağlamıştır.

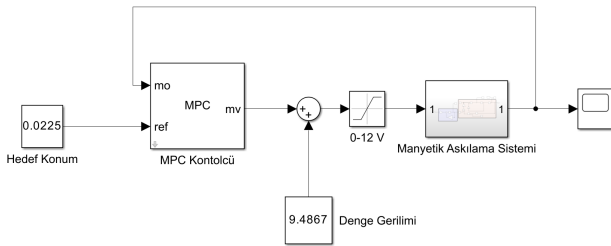
Sistem, MPC denetleyicisine sıfır merkezli olacak şekilde verilmiştir. Bu amaçla, nominal değerler aşağıdaki şekilde sıfır olarak tanımlanmıştır:

```
mpcObj.Model.Nominal.U = 0;
mpcObj.Model.Nominal.Y = 0;
```

Tanımlanan MPC yapısında, kontrol algoritması bir maliyet fonksiyonunu minimize etmeye çalışmaktadır. Bu maliyet fonksiyonu üç temel terimden oluşur: kontrol girişinin kendisi (u), kontrol girişinin değişim hızı (Δu) ve sistem çıkışının referans takibi başarısı ($y_{ref} - y$). Bu terimlere karşılık gelen ağırlıklar ise aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

```
mpcObj.Weights.ManipulatedVariables = 0.05;
mpcObj.Weights.ManipulatedVariablesRate = 0.2;
mpcObj.Weights.OutputVariables = 3.0;
```

Bu seçimle, MPC yapısı özellikle çıkış takibine öncelik verecek şekilde yapılandırılmıştır. Yani sistemin pozisyon hatasını minimumda tutmak amacıyla, kontrol sinyaline gelen ani yüklenmelerden daha az, referans izleme başarısından ise daha çok etkilenmektedir.



Şekil 3: MPC ile Kontrol Edilen MAS

3.3. Tasarım Kriterlerinin Ölçümleri

3.3.1. Doğruluğunun Ölçümü

Doğruluk, MAS özelinde mıknatıs topun istenilen yükseklikte tutulmasıdır. Bu gerçek hayat uygulamalarında hayati önem arz ederek, kontrolün en temel yapı taşlarından birini oluşturmaktadır. Arzulanan değer eğer karşılık bulamıyorsa kontrolcü iyi tasarlanmamış ve güvenlik açığı barındırıyor demektir. Bu sebeple tasarlanan kontrolcülerin hata sinyalleri üzerinden doğruluk hesabı yapılmıştır. Bu hesap yapılırken Denklem 17'deki ITSE (Integral Time Square Error) Kriteri kullanılmıştır.

$$ITSE = \int_0^T t \cdot e^2(t) dt \quad (17)$$

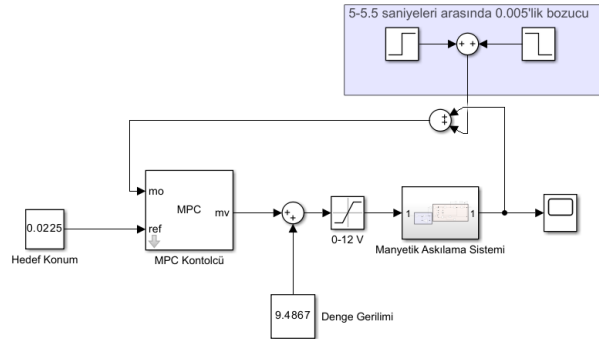
3.3.2. Enerji Tüketiminin Ölçümü

Kontrol yanıtımızın geçici özelliklerinden sonra diğer bir performans kısıtımız enerjidir. MAS kontrol edilirken kontrolcünün diğer etkenlerle birlikte az enerji harcaması arzulanır. Kontrolcülerini test ederken harcanan toplam enerjinin kıyaslanabilmesi için kontrolcünün çıkışından SIMULINK'in To Workspace bloğu ile TimeSeries biçimi ile geçen zamanla birlikte depolanmıştır. Bu depolanan u isimli veri üzerinden, enerji hesabı için aşağıdaki Denklem 18 kullanılmıştır.

$$E_u = \int_0^T u^2(t) dt \quad (18)$$

3.3.3. Bozucu Etkisinin Ölçümü

Bozucu etkisi MPC modeline eklenmiş hali Şekil 4'de görülebileceği üzere MAS'ın çıkışına toplama bloğu ile uygulanmıştır. Bu etki 2 Basamak girişinin toplamıyla elde edilmek istenmiştir. İlk basamak girişi 5. saniyede adım atmaya başlayacak şekilde 0.005'lik bir genliğe sahiptir, ikinci basamak girişi ise 5,5. saniyede adım atmaya başlayacak ve ilk basamak girişini sönmüleyecek şekilde -0.005'lik bir genliğe sahip olarak tasarlanmıştır.



Şekil 4: x_2 tahmini

4. Benzetim Sonuçları

Aşağıda sırasıyla Şekil 5 ve Şekil 6'da BMK ve MPC ile kontrol edilen sistemin konum çıktıları görülmektedir.

Aşağıda sırasıyla Şekil 7 ve Şekil 8'de bozucuya verdikleri tepkiler görülmektedir.

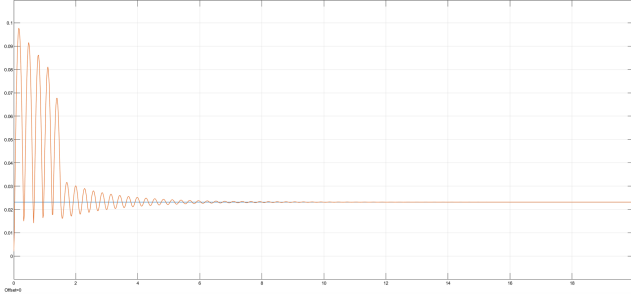
Aşağıdaki Tablo 3'te bildiri içerisinde denenen kontrolörlerin stepinfo() işlevi yanıtları açıkça sunulmuştur.

Aşağıda bulunan Tablo 4'te kontrolcülerin doğruluklarının tespit edilmesi için temel parametre olan ITSE Hata Kriteri üzerinden tablolarda tüm kontrolcüler sırayla verilmiştir.

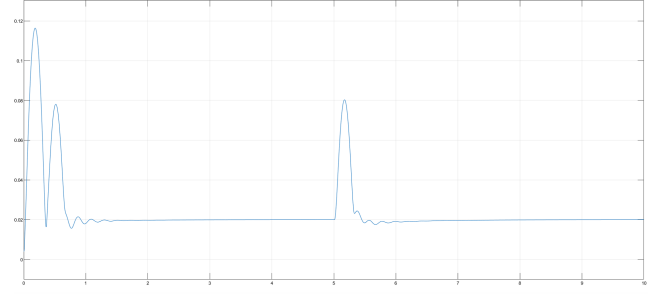
Tablo 5'te enerji tüketimleri verilmiştir.

5. Sonuç, Tartışma ve Gelecek Çalışmalar

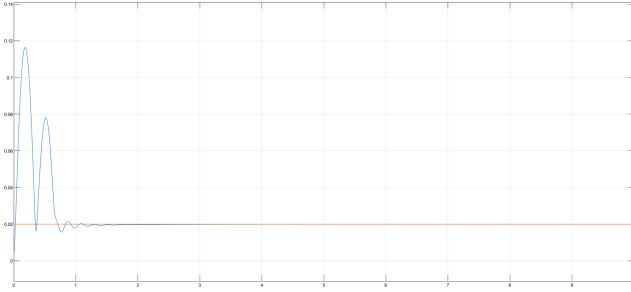
MAS hayli doğrusal olmayan bir sistemdir ve kontrolü için yüksek çaba gerektirir. Bu bildiri kapsamında BMK ve MPC



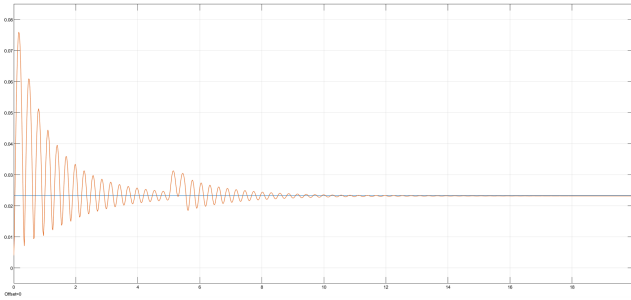
Şekil 5: BMK ile Konum Değişim Grafiği



Şekil 8: MPC Bozucu Etkisinde Konum Değişim Grafiği



Şekil 6: MPC ile Konum Değişim Grafiği



Şekil 7: BMK Bozucu Etkisinde Konum Değişim Grafiği

Tablo 3: Kontrol yöntemlerine göre adım yanıt karakteristiklerinin karşılaştırması

Parametre	BMK	MPC
Yükselme Süresi (s)	0.0236	0.0236
Geçici Rejim Süresi (s)	4.4946	1.1045
Yerleşme Süresi (s)	6.2254	2.7441
Alt Sınır	0.0072	0.0106
Üst Sınır	0.0861	0.0860
Aşım (%)	306.32	330.17
Alt Aşım	0	0
Tepe Değer	0.0861	0.0860
Tepe Zamanı (s)	0.1600	0.1530

Tablo 4: Farklı kontrol yöntemleri için ITSE hata kriteri karşılaştırması

Kontrol Yöntemi	ITSE Hata Kriteri
BMK	4.7964×10^{-7}
MPC	3.4069×10^{-6}

Tablo 5: Farklı kontrol yöntemleri için toplam kontrol enerjisi karşılaştırması

Kontrol Yöntemi	Enerji Hesabı
BMK	41.1446
MPC	22.1957

MAS üzerinde denenmiş ve doğruluk, yanıt süresi, enerji tüketimi ve bozucuya karşı tepki davranışları üzerinden analiz edilmiştir. Sistemin doğrusal olmayan yapısı ve satürasyon kullanılmadan saf bir şekilde kontrol edilmeye çalışılmasından dolayı yanıtlarda aşırı bir aşım söz konusu olmuştur. Bu durum bilinçli bir şekilde kontrolcülerin farklarını daha iyi analiz edilmesi amacıyla yapılmıştır.

Yerleşme süresi kısıtı olarak MPC daha iyi bir performans göstermiştir. Bu durumun sebebi sistemin durum uzay modeli üzerinden bir tahmin yaptığı için doğrusal olmayan sistemlerin kontrolünde diğer uygulamalarda gösterdiği performans ile eş güdümlü bir performans sergilemesidir.

Doğruluk kısıtı doğrultusunda hesaplanan hatalar kontrol-

cülerin arzulanan değerden ne kadar uzakta olduğunu zamana bağlı bir şekilde ağırlaştırarak hesaba katan ITSE Hata Kriteri ile hesaplanmış ve BMK daha iyi bir performans göstermiştir.

Enerji tüketimi kısıtı göz önüne alındığında BMK'nın yarısı kadar enerji tüketerek MPC daha iyi bir performans göstermiştir.

Bozucuya verilen tepkilerden anlık yükselme ve geri düzelme zamanı olarak iki alt başlık halinde analiz yapılmıştır. Sisteme oturduktan sonra uygulanan bozucuların etkisini her kontrolcü birbirlerine yakın süreler içerisinde sistemi tekrar istenen değere oturtturarak birbirleri arasında bir fark görülmemiştir. Buna karşın aynı büyüklükteki bozuculara karşı sistemlerin verdiği tepkilerde MPC 0.08'e kadar bir geçici sapma göstermiş, ondan daha iyi bir performans sergileyen BMK 0.02'lik

bir geçici sapmaya sebep olmuştur.

MAS'ni bildiri kapsamında ne kadar doğrusal olmayan bir şekilde modellenip kontrol edilmeye çalışılsa da gerçek dünya daha da doğrusal değildir. Temel modeli oluşturulan dinamikler dışında çok daha fazla fiziksel dinamik bu MAS'in her uygulama alanına göre farklılıklar ve fazlalıklar içermektedir. Bu yüzden bu model gerçek dünya örnekleri yanında yetersiz kalmaktadır.

Gerçek dünyada satürasyon kullanılabildiği için, kontrol yöntemlerinin farklarını daha iyi analiz edebilmek için satürasyonsuz yapılan bu model bu açıdan bir farklılık oluşturmaktadır.

Enerji tüketimi sadece kontrol işaretinden çıkmamaktadır, bu kontrolcülerin üretiminde harcanan, BMK ve MPC gibi kontrolcülerin hesaplama yaparken harcanan, tüm bileşenlerinin üretiminde ve aktif kullanılırken harcanan birçok enerji kalemi mevcuttur. Bu bildiride sadece kontrolcülerin sistemi kararlı kılmak amacıyla gönderdiği işaretlerin enerjisine odaklanıldığı için toplam enerji tüketimi karşılaştırması ciddi bir şekilde dünya gerçeklerine uygun yapılmamıştır. Gelecekteki çalışmalara yönelik BMK, MPC gibi kontrolcüler kullanılacak model kapsamında değerlendirilerek ve gerekli değişiklikler uygulanarak daha iyi kontrolcüler çıkarılabilir.

6. Teşekkür

Yazarlar ve çalışmaya katkıda bulunan TÜ Kontrol Bölümü araştırmacılarına teşekkür ederim.

7. Kaynakça

- [1] L. Bachle, S. Lenz, and D. Abel, "Nonlinear model predictive control of a magnetic levitation system," in *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 46, no. 23, pp. 203–208, 2013.
- [2] A. K. Ahmad and S. A. Hasan, "Fuzzy logic controller versus conventional PID controller for magnetic levitation system," in *2010 International Conference on Intelligent Systems, Modelling and Simulation*, pp. 181–186, 2010.
- [3] M. E. Sancı, "Doğrusal Olmayan Tek Boyutlu Manyetik Levitasyon Sisteminin Model Tabanlı Kontrolü," Yüksek Lisans Tezi, Pamukkale Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Denizli, Türkiye, 2016.
- [4] Hyung-Suk Han , Dong-Sung Kim, "Magnetic Levitation Maglev Technology and Applications" 2016.
- [5] Yaghoubi , Hamid, "The Most Important Maglev Applications" *Journal of Engineering*, doi:10.1155/2013/537986 2013.

Mikro İHA'ların uzaktan kontrolünü en iyi şekilde sağlayan el aracı hangisidir?

Which hand tool optimizes teleoperation of micro UAVs?

Erkam Akbaş¹, Onur Al², Fethi Candan³

¹Otomatik Kontrol ve Sistemler Mühendisliği Bölümü
Sheffield Üniversitesi, Birleşik Krallık
eakbas1@sheffield.ac.uk

²Jandarma Genel Komutanlığı
İçişleri Bakanlığı, Ankara, Türkiye
onural@jandarma.gov.tr

³Yapay Zeka ve Veri Mühendisliği Bölümü
Ankara Üniversitesi, Ankara, Türkiye
fethicandan@erciyes.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, mikro İHA'ların simüle edilmiş ortamlarda uzaktan kumanda ile kontrolü için üç farklı elde taşınabilir giriş aygıtını-DualShock 4 (DS4), SpaceMouse Compact (SM) ve klavye (KB)-değerlendirmektedir. Amaç, acemi kullanıcılar için en uygun aracı belirlemektir.

Yöntem: Tecrübesiz katılımcılar, Webots simülasyonunda standart manevraları (havada sabit durma, sekiz çizerek uçuş, engelden kaçınma) gerçekleştirmiştir. Karışık yöntemli (nicel ve nitel) bir yaklaşım uygulanmıştır:

- **Nicel ölçümler:** Görev tamamlama süresi, çarpışma sıklığı ve rota sapması (Webots logları üzerinden).
- **Öznel geri bildirim:** Hassasiyet, yorgunluk, öğrenilebilirlik ve sezgisellik için 1–5 arası Likert ölçeği; ayrıca açık uçlu yorumlar. Cihazlar rastgele sıralama ile test edilmiş; öğrenme yanlılığı ve yorgunluğu azaltmak için deneme seansları ve molalar planlanmıştır.
- **Sonuçlar:** Ön analizler, DS4, öğrenilebilirlik açısından SM/KB'ye göre daha başarılı yönünde bir eğilim göstermektedir. Öznel sıralamalar ve nitel bulgular, cihaz ergonomisi ile kontrol hassasiyeti arasında kritik dengeler olduğunu ortaya koymaktadır.
- **Sonuç:** Bu bulgular, insan-İHA arayüz tasarımı açısından önemli çıkarımlar sunmakta; her cihazın kendine özgü güçlü yönlerini (örneğin DS4'ün oyun alışkanlığına dayalı kolaylığı veya SM'nin 3B kontrol yeteneği) mikro İHA uygulamaları için öne çıkarmaktadır. Bu çalışma, insan-robot etkileşimi (HRI) ilkelerini pratik teleoperasyon ihtiyaçlarıyla birleştirmektedir.

Abstract

This study evaluates three handheld input devices-DualShock 4 (DS4), SpaceMouse Compact (SM), and keyboard (KB)-for teleoperating micro-UAVs in simulated environments, aiming to identify the optimal tool for novice operators. **Methods:** Inexperienced participants performed standardized manoeuvres (hovering, figure-8 flight, obstacle avoidance) in Webots. A mixed-methods approach captured:

- **Quantitative metrics:** Task completion time, collision frequency, and path deviation (Webots logs).
- **Subjective feedback:** Likert-scale ratings (1–5) for precision, fatigue, learnability, and intuitiveness, alongside open-ended responses. Devices were tested in randomized order with practice sessions and breaks to mitigate learning bias and fatigue.
- **Results:** Preliminary analysis indicates DS4 outperformed SM/KB in learnability. Subjective rankings and qualitative insights reveal critical trade-offs between device ergonomics and control fidelity.
- **Conclusion:** Findings will inform human-UAV interface design, highlighting device-specific strengths (e.g., DS4's gaming familiarity vs. SM's 3D control) for micro-UAV applications. This work bridges human-robot interaction (HRI) principles with practical teleoperation demands.

1. Giriş

Mikro İHA'ların uzaktan kumanda ile teleoperasyonu, insansız hava aracı görevlerinde esneklik sağlasa da kullanıcı arayüzü ve kumanda cihazı seçimi sistemlerin kullanılabilirliği için kritik bir rol oynar. İHA kullanımı uzman olmayan kullanıcılara doğru genişledikçe, kontrol cihazlarının acemi operatörler için optimize edilmesi; eğitim yükünü azaltmak ve

operasyonel hataları en aza indirmek açısından önem taşımaktadır.

Mevcut teleoperasyon arayüzleri genellikle kullanılabilirlikten ziyade hassasiyeti önceliklendirir, yoğun kullanıcı eğitimi gerektirir. Bununla birlikte el tipi giriş birimleri arasında joystick, oyun kumandası (gamepad) ve klavye sayılabilirken, altı eksenli 3B fareler (3D mouse) gibi yeni nesil cihazlar da ilgi çekmektedir. Gamepad ve 3B fareler geçmişte robot teleoperasyonunda yaygın olarak kullanılmıştır. Kullanıcı tarafından karmaşık girdiler verilmesi gerektiğinde kas hafızasından yoksun acemi kullanıcılar, durumsal farkındalık ve kontrol yorgunluğu ile mücadele ederek daha fazla çarpışma sayısı veya görev başarısızlıkları ile karşılaşır. Öte yandan, farklı kumanda yöntemlerinin kullanıcı performansı ve algılanan yük üzerindeki etkilerini incelemiş; örneğin Lee ve ark.[1] Leap Motion ile jest temelli 3B kontrolü, geleneksel oyun kumandası kontrolüyle karşılaştırmış ve 3B kontrolün daha sezgisel ve pürüzsüz hareket sağladığını, ancak Leap Motion'a alışık olmayan kullanıcıların memnuniyetinin daha düşük olduğunu göstermiştir. Bu bulgu, daha doğal bir kontrolün bilişsel yükü azaltabileceği ancak acemi kullanıcılar için ek öğrenme gerektirdiğine işaret eder.

Oyun Kolunun (Gamepad) Rolü: Günümüzde oyun kumandaları (ör. DualShock 4) taşınabilir, hafif ve ergonomik tasarımları sayesinde hem hobi hem de profesyonel uygulamalarda popülerdir. Kullanıcıların daha önce benzer kumandalarla deneyimi olması öğrenmeyi kolaylaştırabilir. Rupp ve arkadaşlarının çalışması [2], bir karmaşık takip görevinde Xbox kumandası kullanmanın joystick+klavye kombinasyonuna kıyasla daha düşük hata ve zihin yükü sağladığını; ayrıca kullanıcılarca biraz daha yüksek kullanılabilirlik puanı aldığını rapor etmiştir. Bu sonuçlar, oyun kumandalarının kontrol hassasiyeti ve kullanılabilirlik açısından avantajlı olabileceğini göstermektedir. Joystick ve Klavye: Geleneksel joystickler doğrusal kumanda imkânı sunarken, klavye dijital uçuş komutlarıyla özellikle sabit yön (ilerleyiş/geri, yan) hareketlerini kolaylaştırır. Ancak Rupp'un çalışmasında joystick+klavye arayüzlerinin oyun kumandasına kıyasla daha yüksek hata oranına ve daha yüksek efor algısına sahip olduğu bulunmuştur. Klavye tek başına sürekli ve kademeli kontrol sağlamadığından hassas manevralarda sınırlı kalabilir. Genel olarak, lisanslı kullanıcıların çoğu joystick ve gamepad kombinasyonunu daha doğal bulurken, yalnızca klavyeyi tercih edenler genellikle performansta geride kalmaktadır.

3B Fare (SpaceMouse) Kullanımı: SpaceMouse Compact gibi cihazlar, altı serbestlik dereceli (6-DoF) pozisyon algılayıcılarıyla 3D uzayda tam kontrol sağlar. Carluccio ve Messina [3], SpaceNavigator adlı bir 3B farenin (3D mouse) uzayda çok eksenli gezinme için son derece hassas ve sezgisel bir arayüz sunduğunu belirtmiştir. Bu tür cihazlar tek elde uçuşu kumanda etme imkânı verir. Ancak SpaceMouse gibi aygıtların idrak edilmesi ve karmaşık kurgulu kontrollere alışılması, özellikle başlangıçta acemiler için öğrenme eğrisi gerektirebilir.

Kullanıcı deneyiminin temel boyutları arasında ergonomi, öğrenilebilirlik ve yorgunluk yer alır. Araştırmalar, kontrol cihazı tasarımının bu metrikler üzerinde doğrudan etkisi olduğunu göstermektedir. Örneğin joystickler ve oyun kolları genellikle uygulanabilirlik (usability) ve ergonomi açısından avantajlıdır: Küçük, hafif ve elde kavranabilir olmaları, kullanıcıların uzun süreli kullanımda daha az fiziksel zorlanma yaşamasını sağlar [1]. Pettitt ve ark. gibi çalışmalar oyun

kumandalarının ikincil görevlerde dönüşümlü kontrol sistemlerine göre öğrenme zorluğunu, algılanan işi ve görev sürelerini azalttığını rapor etmiştir [4]. Öte yandan, klavye tek başına, ergonomi açısından daha az etkilidir çünkü oturarak klavye kullanımı bazen rahatlık sağlasa da sürekli uçuş kontrolü için ideal değildir.

Öğrenilebilirlik açısından, kullanıcıların önceki deneyimleri belirleyicidir. Çoğu potansiyel drone kullanıcısı genç oyun konsollarına aşinadır[2]. Bu nedenle, joystick ve gamepad gibi alışılmış arayüzler acemiler tarafından daha kolay benimsenir. Singh ve ark. tarafından önerilen arayüzlerde vurgulandığı gibi, joystick ve dokunmatik ekran gibi geleneksel arayüzler tecrübesiz kullanıcılar için önemli zorluklar çıkarabilir [5]. Bu durum ergonomi ve bilişsel yükü artırır. Bunun aksine daha doğal veya araç benzeri arayüzler (ör. simülasyon konsolu) öğrenmeyi kolaylaştırabilir.

Yorgunluk (Fatigue) ise hem fiziksel hem de zihinsel boyutta ele alınır. Uzun süreli uçuş kumandası kullanımı sonucunda kollar veya parmak kaslarında yorgunluk oluşabilir. Taşınabilir gamepad ve joysticklerin tutuşu ergonomik olarak optimize edilse de, özellikle hassas manevralarda sürekli düşük açıda basınç gerektiren durumlarda kas yorgunluğu hızla artabilir. Bu nedenle, kullanıcı çalışmaları genellikle ara dinlenmeleri ve kumanda şemasının sade tutulmasını önerir. Aynı şekilde zihinsel yorgunluk, karmaşık kontroller ve düşük sezgisellikten kaynaklanır. Sezgisel arayüzler kullanmak bilişsel yükü azaltırken, alışılmadık cihazlar (ör. 3D fare, VR kontrolü) başlangıçta daha fazla dikkat ve öğrenme gerektirir.

Simülatörler acemi pilot eğitiminde kritik öneme sahiptir. Somerville ve ark., simülasyon tabanlı eğitimle dron pilotluk becerilerinin ve doğruluğunun anlamlı şekilde iyileştiğini göstermiştir[6]. Bu çalışmada, simülasyon eğitimi alan katılımcıların gerçek uçuşta tanımlı bir noktaya geri dönüş doğruluğunda %32 iyileşme gözlenmiştir. Benzer şekilde, simülatör eğitimlerinin hem acemi hem deneyimli kullanıcıların uçuş performansını artırdığı ve algılanan zihinsel yükü azalttığı literatürde belirtilmiştir. Bu bulgular, ileri seviye simülasyon tekniklerini eğitim programlarına entegre etmenin teleoperasyon başarısını artırabileceğini ortaya koymaktadır.

Webots gibi platformlar bu tür eğitim ve deney çalışmaları için uygundur. Yakın tarihli bir çalışmada bu platformun kapsamlı özellikleri ve performansı sayesinde çoklu-İHA sürü simülasyonları için en uygun açık kaynak platformlardan biri olduğunu vurgulamaktadır [7]. Platformun geniş sensör ve fizik desteği ile gerçekçi uçuş senaryoları oluşturulabilir. Webots ve Gazebo gibi benzer ortamlar, ROS gibi çerçevelerle entegrasyonu ve hazır model kütüphaneleri sayesinde araştırmacılara esnek bir altyapı sunar. Henüz spesifik olarak DualShock 4, 3D fare ve klavye karşılaştırması içeren bir Webots tabanlı çalışma bulunmamakla birlikte, platformun kullanım kolaylığı ve performansı nedeniyle bu alanda araştırmaların artması beklenmektedir.

Literatür incelendiğinde, mikro İHA teleoperasyonunda kullanılan el tipi arayüzlerin her birinin avantaj ve dezavantajları açıkça görülmektedir. Oyun kumandası (gamepad), yüksek hassasiyet ve kullanıcı tanıdıklığı ile öne çıkarak genellikle klavye/joystick kombinasyonundan daha iyi performans ve daha düşük zihin yükü sağlarken [1]; SpaceMouse gibi 3B fareler ise tam 6-DoF kontrol imkânı sunarak 3B hareketlerde sezgisellik kazandırır. Klavye ise özellikle sabit yönlü hareketlerde kullanışlı olsa da sürekli kontrol gerektiren durumlarda kısıtlıdır. Ergonomi ve

öğrenilebilirlik açısından, taşınabilir ve simetrik tasarıma sahip gamepadler acemi kullanıcılar için daha erişilebilir bulunurken, joystick ve 3B fare gibi yeni arayüzler başlangıçta daha fazla eğitim gerektirebilir. Son yıllarda yapılan simülasyon çalışmaları, eğitilmiş kullanıcıların gerçek uçuş performanslarının bariz şekilde iyileştiğini göstermiştir. Gelecekte yapılacak çalışmalar için, özellikle Webots gibi simülasyon platformlarında üç cihazın doğrudan karşılaştırıldığı kapsamlı kullanıcı deneyimi araştırmaları önem taşımaktadır

Mevcut araştırmalar uzman odaklı cihazları önceliklendirmekte, simülasyon erişimini demokratikleştirebilecek düşük maliyetli ticari alternatifleri göz ardı etmektedir. Bu sorunu çözmek için, DJI'nin ergonomik standartlarıyla (Şekil 1) örtük olarak kıyaslanan üç alternatif el aleti değerlendirilmiştir:



Şekil 1: DJI firmasına ait kumandalar.

1.1. Problem Tanımı

Simülasyon platformları (Webots vb.), operatörler için düşük riskli eğitim ortamları sunarken, özel donanım kısıtlamaları erişilebilirliği ciddi şekilde sınırlamaktadır. Önde gelen üreticiler (ör. DJI), uzmanlaşmış kumandalarının üçüncü taraf simülatörlerle entegrasyonunu tipik olarak engellemektedir. Bu durum, kullanıcıları pahalı ticari çözümlere veya verimsiz alternatiflere yönlendirerek; eğitim kurumları veya KOBİ'ler gibi kaynak kısıtına sahip ortamlardaki acemi operatörleri desteksiz bırakmaktadır.

Bu çalışma, söz konusu boşluğu doldurmak için üç el tipi cihazı değerlendirmektedir:

- DualShock 4 (oyun sektöründe yaygın, sezgisel çubuklu yapı),
- SpaceMouse Compact (CAD uygulamaları için optimize edilmiş 6-DoF kontrol),
- Standart klavye (yönlendirme için temel girdi aracı)
 - WASD düğmeleri: xy eksenleri
 - Yukari, aşağı ok düğmeleri: z eksen
 - Sağ, sol ok: yalpalama eksen
 - UHJK düğmeleri: yunuslama, yuvarlanma

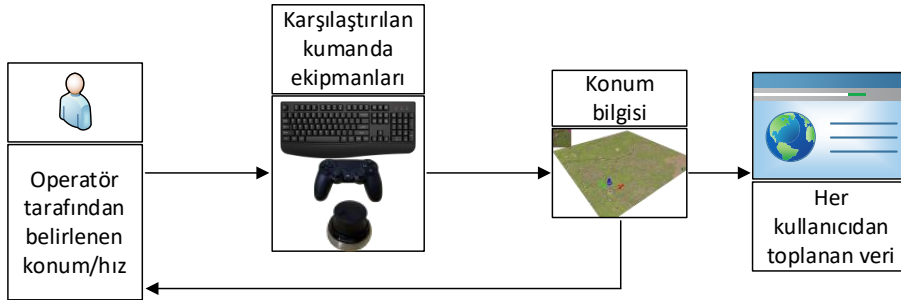
Özellik	DualShock 4	SpaceMouse Compact	Klavye
Eksen Sayısı	4 (2×analog çubuk)	6-DoF	6 eksen için 12 düğme
Kontrol Doğası	Sürekli	Sürekli	Ayrık
Özgün Kullanım	Oyun konsolları	CAD yazılımları	Genel girdi

2. Materyal ve Metot

Webots tabanlı bir simülasyon çalışması ile acemi katılımcılar üzerinde şunlar değerlendirilmiştir:

- Görev performansı (sabit havada asılı kalma, yol doğruluğu, engelden kaçınma),
- Subjektif metrikler (yorgunluk, öğrenilebilirlik, sezgisellik),
- Genel cihaz tercihi.

Nitel geri bildirimlerle nicel telemetri verilerini (konumsal sapma logları vb.) birleştiren karma yöntemli yaklaşımımız, insan-drone etkileşiminde hassasiyet ve kullanılabilirlik arasındaki optimal dengeyi belirlemektedir.



Şekil 2: Deney sistemi için kullanılacak ekipmanlar.

2.1. Deney Ekipmanları



Şekil 3: Deney sistemi için kullanılacak ekipmanlar.

Şekil 2 ile gösterilen akış diyagramı, karşılaştırılan üç kumanda ekipmanı (DualShock 4, SpaceMouse, klavye) üzerinden mikro İHA simülasyon kontrol sürecini göstermektedir. Operatör tarafından seçilen kumandadan gelen konum/hız komutları, simülasyon arka planındaki harita verisiyle entegre edilir. Oklarla vurgulanan veri akışı: (1) kullanıcı girdilerinin kumanda birimine, (2) işlenmiş komutların simülasyon motoruna, (3) performans verilerinin (konum, hız) kayıt modülüne iletilmesini sağlar. Her kullanıcıdan toplanan ham veriler (zaman, kumanda girdisi), karşılaştırma analizi için depolanır. Sistem, gerçek zamanlı kontrol döngüsüyle operatörün cihaz tercihine bağlı dinamik davranışları yansıtır.

3. Tartışma

Şekil 3'te görülen deney ekipmanlarının karşılaştırmalı sonuçları aşağıdaki gibi özetlenebilir.

3.1. Oyun Konsolu

DualShock 4, öğrenilebilirlik ve konfor açısından belirgin avantajlar sergilemiştir. Oyun sektöründe yaygın olan çift çubuk yapısı, katılımcıların ortalama 5 dakika gibi kısa bir sürede temel kontrol becerisi kazanmasını sağlamıştır. Dinamik manevralarda (özellikle sekiz figürü) en hızlı tamamlama süresine ulaşırken, uzun kullanım sürelerinde bile minimal yorgunluk (subjektif skor) bildirilmiştir. Bununla birlikte, hassas pozisyon gerektiren havada sabit duruş görevlerinde SpaceMouse'a kıyasla daha yüksek konum sapması kaydedilmiştir. Katılımcıların çoğunluğu tarafından birinci tercih olarak seçilmesinde, sezgisel tasarımın acemiler üzerindeki etkisi belirleyici olmuştur.

3.2. Tek El ile kumanda

SpaceMouse Compact, hassasiyet gerektiren görevlerde teknik üstünlük göstermesine rağmen ergonomik dezavantajları nedeniyle genel sıralamada sonuncu olmuştur. 6 serbestlik dereceli (6-DoF) kontrol yeteneği sayesinde havada sabit duruşta en düşük sapma performansına ulaşmış, mikro-metrik hareketlerde teorik potansiyelini kanıtlamıştır. Ancak CAD optimizasyonlu arayüzünün acemilerde uzun adaptasyon süresi gerektirmesi, avuç içi dönme hareketlerinin ise bilek yorgunluğunu artırması (subjektif skorlama) önemli kısıtlar olarak öne çıkmıştır.

3.3. Standart Klavye

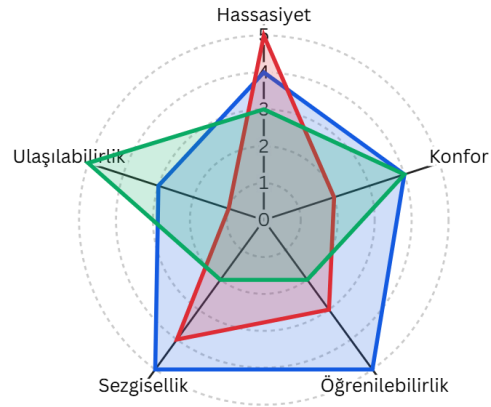
Klavye, günlük kullanım alışkanlığının beklenmedik performans avantajları sağlamasıyla dikkat çekmiştir. Özellikle bilgisayar kullanımı yüksek katılımcılarda öğrenme eğrisinde DualShock'u geride bırakmıştır. Fiyat etkinliği (diğer cihazların 1/10'u maliyet) ve sıfır ön eğitim gereksinimi erişilebilirlik açısından güçlü yönleridir. Ancak kademeli hız kontrolü yapılamaması tekraren basma sonrasında parmak uyuşmasına yol açmış (subjektif konfor skoru) ve

katılımcıların yalnızca azınlığı tarafından kalıcı çözüm olarak benimsenmiştir.

4. Sonuçlar

Çalışmanın en çarpıcı sonucu; alışkanlığın performansa etkisi ile öğrenme eğrisi paradoksu arasındaki gerilimdir. Klavye, günlük hayattaki yaygın kullanımı sayesinde kısa vadeli görevlerde avantaj sağlarken, DualShock'un ergonomik tasarımı uzun vadeli kullanım ve kompleks manevralarda belirleyici olmuştur. SpaceMouse ise teknik kapasitesine rağmen, insan-bilgisayar etkileşimi açısından acemi kullanıcı profilinde verimli bir alternatif oluşturamamıştır.

■ DualShock 4 ■ SpaceMouse Compact ■ Klavye



Şekil 4: Karşılaştırmalı ön sonuçlar

Kaynakça

- [1] D. Lee, H. Kim, H. Yoon, and W. Lee, "Usability Comparison between 2D and 3D Control Methods for the Operation of Hovering Objects," *Drones*, vol. 7, no. 8, p. 520, Aug. 2023, doi: 10.3390/drones7080520.
- [2] M. A. Rupp, P. Oppold, and D. S. McConnell, "Comparing the Performance, Workload, and Usability of a Gamepad and Joystick in a Complex Task," *Proceedings of the Human Factors and Ergonomics Society Annual Meeting*, vol. 57, no. 1, pp. 1775–1779, Sept. 2013, doi: 10.1177/1541931213571398.
- [3] R. Carluccio and A. Messina, "MarCONI - One-Hand Controller for Unmanned Aerial Vehicle," *IJISME*, vol. 3, no. 9, pp. 8–13, Aug. 2015.

- [4] R. A. Pettitt, E. S. Redden, N. Fung, C. B. Carstens, and D. Baran, "Scalability of Robotic Controllers: An Evaluation of Controller Options—Experiment II," Aberdeen Proving Ground, MD 21005, ARL-TR-5776, Sept. 2011. Accessed: Aug. 10, 2025. [Online]. Available: <https://apps.dtic.mil/sti/pdfs/ADA553617.pdf>
- [5] J. Cheng, S. Mahmud, M. Mohammed, A. Singh, and J.-H. Kim, "Design of a Novice-Friendly Drone Control System," in *2024 IEEE 14th Annual Computing and Communication Workshop and Conference (CCWC)*, Las Vegas, NV, USA: IEEE, Jan. 2024, pp. 0184–0190. doi: 10.1109/CCWC60891.2024.10427804.
- [6] A. Somerville, T. Lynar, K. Joiner, and G. Wild, "Use of Simulation for Pre-Training of Drone Pilots," *Drones*, vol. 8, no. 11, p. 640, Nov. 2024, doi: 10.3390/drones8110640.
- [7] Z. Chen, J. Yan, B. Ma, K. Shi, Q. Yu, and W. Yuan, "A Survey on Open-Source Simulation Platforms for Multi-Copter UAV Swarms," *Robotics*, vol. 12, no. 2, p. 53, Apr. 2023, doi: 10.3390/robotics12020053.

Model Öngörülü Kontrolör ile Mühimmat Ayrılması Kaynaklı Kanat Titreşimlerinin Bastırılması

Suppression of Store Separation-Induced Wing Vibration by Model Predictive Controller

Mustafa Tolga Yavuz¹, Çağlar Uyulan²

¹ Metot ve Araç Geliştirme Birimi
Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş., Ankara
mustafatolga.yavuz@tai.com.tr

² Makina Mühendisliği Bölümü
İzmir Kâtip Çelebi Üniversitesi, İzmir
caglar.uyulan@ikc.edu.tr

Özetçe

Akıllı sistemler, hava aracı yapısı üzerindeki yük değişimleri, titreşimler, sıcaklık veya hasarı algılayarak, yapının davranışı gerçek zamanlı takip etmekte ve bünyelerine entegre edilen sensörler, aktüatörler ve kontrol algoritmaları sayesinde uçuş güvenliğini ve performansını artırırken, olası arıza riskleri ve bakım maliyetlerini azaltmaktadır. Bu sistemlerin kullanılmadığı uçak yapılarında titreşim kaynaklı dinamik yükler, yapısal kararlılığının bozulması, yorulma ömrünün kısılması ve yapısal bileşenlerde çatlak oluşumuna sebep olarak uçuş güvenliğine ve bakım maliyetlerine olumsuz yönde katkı yapmaktadır. Pasif durumdaki uçak yapılarına akıllı sistemlerin entegre edilmesi ile bahsedilen hasar mekanizmaları, yapının dinamik cevabı incelenerek erkenden tespit edilebilir. Bu amaçla, yapılan bu çalışmada akıllı yapılarda kullanılmak üzere model öngörülü kontrol algoritması tasarlanarak, kanat yapılarında mühimmat ayrılması gibi ani kütle değişiminin sebep olduğu titreşimin bastırılması incelenmektedir. Çeşitli senaryolar için elde edilen bulgular, tasarlanan kontrolörün titreşim hareketini etkin bir şekilde sönümlendiğini göstermektedir.

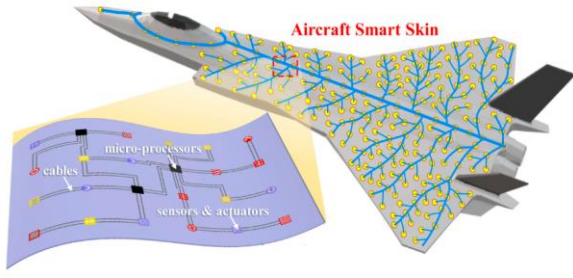
Abstract

With technological advancements in recent years, the usage of smart structures has increased in the aviation industry. Through integrated sensors, actuators, and control systems, these smart structures can enhance flight safety and performance while reducing potential failure risks and maintenance costs. However, vibration-induced dynamic loads cause loss of structural stability, reduced fatigue life, and crack formation in aircraft structures. By using smart structures, probable failure mechanisms can be detected and prevented at an early stage of the flight by examining the dynamic response of the structure. In this context, this study investigates the design of a model predictive control algorithm to suppress wing vibrations due to store separation. The effectiveness of the designed controller is demonstrated for different scenarios, and the findings show that the controller effectively damps the vibratory motion in an effective way.

1. Giriş

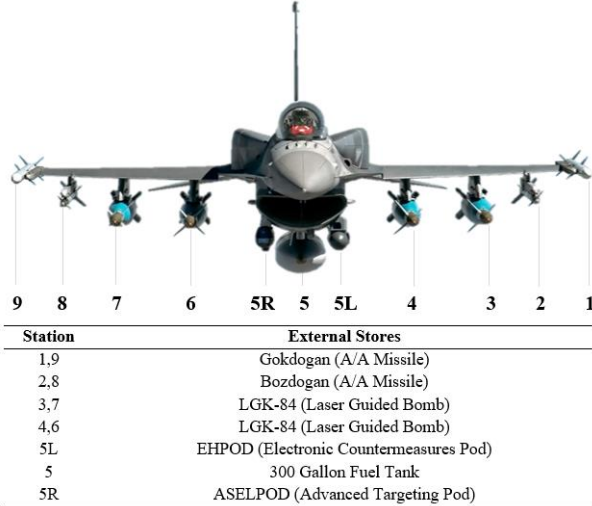
Son yıllarda sensör ve yarı-iletken teknolojilerindeki ilerlemelere bağlı olarak, havacılık sektöründe akıllı sistemlerin kullanımında artış görülmektedir. Gelişmiş sensörler, aktüatörler ve mikro-işlemcilerden oluşan akıllı yapılar, pasif durumdaki uçak yapılarına entegre edilmektedir. Bu sayede, uçak yapılarındaki yapısal ve ısı yüklerinin sebep olduğu değişiklikler anlık olarak takip edilebilmekte, olası yapısal hasar ve kararsızlıklara karşı aktif tedbir alınarak, olası kazalar önlenmektedir. Bu yapıların ilk kullanım alanları, daha çok uçağın yaşlanmaya karşı güvenliğini artıracak ve yorulma kaynaklı çatlak tespiti yapabilecek yapısal sağlık izleme sistemleri üzerine olmuştur. Yapının dinamik cevabındaki değişiklikler gözlemlenerek, yapısal hatalar algılanmaya çalışılmıştır [1]. İlerleyen dönemlerde, uçak üzerine Şekil-1'deki gibi bir algılayıcı ve eyleyici ağı örülerek yapının kendi kendine hatayı tespiti, gidermesi ve tamiri mümkün olmuştur [2].

Literatürde akıllı yapıların kullanılarak aeroelastik, akustik veya yük değişimi kaynaklı titreşimlerin aktif sönümlenmesi üzerine birçok çalışma mevcuttur [3]. Bu çalışmalarda titreşim sönümlenmesi, sensörler tarafından algılanan titreşim sinyali, kontrol sisteminin mikroişlemcisindeki kontrol algoritmaları tarafından değerlendirilerek, titreşimin tam tersi yönde piezoelektrik eyleyici tarafından bir deformasyon üretilmesiyle gerçekleşir. Mevcut çalışmalarda akıllı yapılarda kullanılmakta olan kontrol algoritmalarından bazılarını, pozitif geribeslemeli kontrol [4], uyarlamalı sınır kontrolü [5], sonsuz boyutlu bozucu gözlemlenmesine dayalı sınır kontrolü [6], düzgün geçişli doğrusal parametre değişkenli dinamik çıkış geri besleme kontrolü [7], uyarlanabilir sinir ağı titreşim kontrolü [8], sınır kontrol yaklaşımı [9], uyarlanabilir hata toleranslı sınır kontrolü [10], ve gürbüz kontrol yaklaşımı [11] örnek olarak verilebilir. Piezoelektrik sistemlerde kullanılan bu algoritmalar, titreşim hareketinin doğasına ve sistem gereksinimlerine (doğruluk, hız, gürbüzlük) bağlı olarak seçilmektedir.



Şekil 1: Uçaklarda akıllı malzemelerin kullanımı [2].

Bu çalışmada, Şekil-2’de verilmekte olan istasyonlardan çeşitli mühimmat ayrılması senaryoları için kanattaki ani yük değişiminin sebep olduğu titreşim hareketi modellenmekte ve aktif kontrol edilerek bastırılmaya çalışılmaktadır. Aktif kontrol algoritması olarak, sistemin gelecekteki davranışı hakkında öngörüye sahip olması, kullanılan eyleyicilerin fiziksel kısıtlarına uyumluluğu, dış bozucu etkiler karşısındaki gürbüzlüğü gibi nedenlerden ötürü model öngörülü kontrol algoritması tercih edilmiştir.



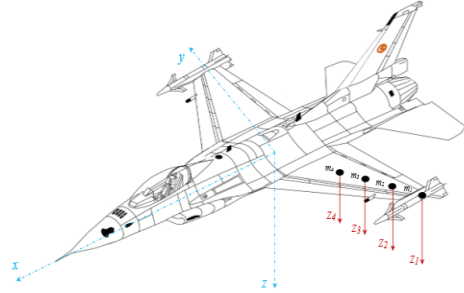
Şekil 2: Kanat istasyonlarında mühimmat yerleşimi [14].

Tablo 1: Ayrılma senaryoları için benzetim parametreleri.

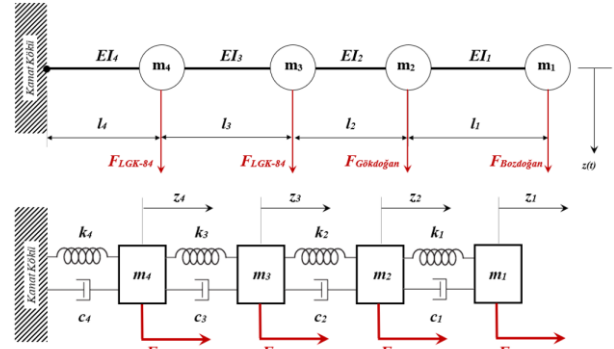
Senaryo	Mühimmat	Kütle [kg]	Ayrılma Durumu	Eşdeğer Kütle [kg]	Yay Sabiti [N/m]	Sönüm [Ns/m]	Kuvvet [N]
1	Gokdogan	161,5	O	173,83	7,01E+06	140,88	0
1	Bozdogan	85,3	O	103,09	4,04E+07	203,25	0
1	LGK-84	0	X	35,61	4,42E+07	406,89	9571,8
1	LGK-84	957,2	O	976,39	2,26E+09	219,52	0
2	Gokdogan	161,5	O	173,83	7,01E+06	140,88	0
2	Bozdogan	85,3	O	103,09	4,04E+07	203,25	0
2	LGK-84	957,2	O	992,79	4,42E+07	406,89	0
2	LGK-84	0	X	19,21	2,26E+09	219,52	9571,8
3	Gokdogan	161,5	O	173,83	7,01E+06	140,88	0
3	Bozdogan	85,3	O	103,09	4,04E+07	203,25	0
3	LGK-84	0	X	35,61	4,42E+07	406,89	9571,8
3	LGK-84	0	X	19,21	2,26E+09	219,52	9571,8

2. Titreşim Hareketinin Modellenmesi

Kanat yapılarında ani kütle değişimleri, aerodinamik yüklerdeki değişimler, salan pistonlarından mühimmatın göbek bağınyı ayırmak için uygulanan anlık impulsif kuvvet veyahut aeroelastik etkileşimler titreşim hareketine sebep olur. Şekil-2’de verilmekte olan örnek mühimmat yerleşimi için ani kütle değişiminden kaynaklanan titreşim hareketi, Şekil-3’te gösterilen yer değiştirme eksenleri boyunca modellenecek olursa, kanadın bir boyutta yapısal dinamiğini temsil eden Şekil-4(a)’daki sürekli giriş modeline indirgenebilir. Bu model, eşdeğer kütle-yay-sönüm bağıntıları kullanılarak [12], Şekil-4(b)’deki gibi kütle-yay-sönüm elemanları cinsinden indirgenmiş bir sisteme dönüştürülür.



Şekil 3: Kanat istasyonlarındaki yer değiştirme doğrultuları.



Şekil 4: Eşdeğer kanat modelleri: a. Giriş modeli, b. Kütle-yay-sönüm modeli.

Yer değiştirmenin sadece z yönünde olduğu ve diğer titreşim kaynaklarından gelen etkilerin ihmal edildiği durumda, Şekil-4(b)’deki kütle-yay-sönüm sistemi için titreşim hareketi matris formunda aşağıdaki gibi verilebilir:

$$[m]\ddot{z} + [c]\dot{z} + [k]z = \vec{f}(t) \quad (1)$$

denklemdaki kütle, yay ve sönüm matrisleri ile yer değiştirme ve kuvvet vektörleri sırasıyla şu şekilde yazılabilir:

$$[m] = \begin{bmatrix} m_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_4 \end{bmatrix}, [k] = \begin{bmatrix} k_1 & -k_2 & 0 & 0 \\ -k_1 & k_1 + k_2 & -k_2 & 0 \\ 0 & -k_2 & k_2 + k_3 & -k_3 \\ 0 & 0 & -k_3 & k_3 + k_4 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$[c] = \begin{bmatrix} c_1 & -c_2 & 0 & 0 \\ -c_1 & c_1 + c_2 & -c_2 & 0 \\ 0 & -c_2 & c_2 + c_3 & -c_3 \\ 0 & 0 & -c_3 & c_3 + c_4 \end{bmatrix}, \quad \vec{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix}, \quad \vec{f} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \\ f_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{Gok} \\ F_{Boz} \\ F_{LGK} \\ F_{LGK} \end{bmatrix}$$

3. Durum Uzaýı Modeli

Çok serbestlik dereceli sistemde, yapının dinamik davranışını bütüncül bir şekilde temsil etmek ve kontrolör tasarımı için durum uzaýı modelinden yararlanılabilir. Sistemin için durumları (yer değıştirme ve hız), girişleri (piezo-eyleyici kuvvetleri) ve çıkışları (istasyon noktalarındaki yer değıştirmeler) tek bir matris formunda aşağıdaki gibi birleştirilebilir:

$$\dot{X} = A X + B U, \quad Y = C X + D U \quad (3)$$

Durum uzaýında kullanılan notasyon ile (1) denkleminde verilen notasyonun benzer olmasını sağlamak için hareket denklemlerini daha sade bir şekilde aşağıdaki gibi yazabiliriz:

$$m\ddot{x} + c\dot{x} + kx = f \quad (4)$$

Bu denklemden sistemin durumlarını,

$$\underline{y}_1 = \underline{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \quad \underline{y}_2 = \dot{\underline{x}} = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\dot{\underline{y}}_2 = \ddot{x} = \frac{1}{m}(f - kx - c\dot{x}) = \frac{1}{m}(f - ky_1 - cy_2)$$

olarak elde ederiz. Bu ifadeler, (3) denklemindeki sürekli zamanlı doğrusal durum uzaýı modelinde kullanılacak olursa,

$$X = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix}_{8 \times 1}, \quad U = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 + F_{LKG} \\ u_4 + F_{LKG} \end{bmatrix}_{4 \times 1} \quad (6)$$

$$\dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_2 \\ \frac{1}{m}(f - ky_1 - cy_2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_2 \\ \frac{U}{m} - \left[\frac{k}{m} \right] y_1 - \left[\frac{c}{m} \right] y_2 \end{bmatrix}$$

yazılabilir. Bu ifadelerdeki, eden kütle, yay ve sönüm terimleri, sistemin içsel özelliklerini temsil μ , κ ve λ parametreleri cinsinden matris formunda,

$$\frac{1}{m} = \begin{bmatrix} \mu_{11} & \mu_{12} & \mu_{13} & \mu_{14} \\ \mu_{21} & \mu_{22} & \mu_{23} & \mu_{24} \\ \mu_{31} & \mu_{32} & \mu_{33} & \mu_{34} \\ \mu_{41} & \mu_{42} & \mu_{43} & \mu_{44} \end{bmatrix}, \quad -\left[\frac{k}{m} \right] = \begin{bmatrix} \kappa_{11} & \kappa_{12} & \kappa_{13} & \kappa_{14} \\ \kappa_{21} & \kappa_{22} & \kappa_{23} & \kappa_{24} \\ \kappa_{31} & \kappa_{32} & \kappa_{33} & \kappa_{34} \\ \kappa_{41} & \kappa_{42} & \kappa_{43} & \kappa_{44} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$-\left[\frac{c}{m} \right] = \begin{bmatrix} \lambda_{11} & \lambda_{12} & \lambda_{13} & \lambda_{14} \\ \lambda_{21} & \lambda_{22} & \lambda_{23} & \lambda_{24} \\ \lambda_{31} & \lambda_{32} & \lambda_{33} & \lambda_{34} \\ \lambda_{41} & \lambda_{42} & \lambda_{43} & \lambda_{44} \end{bmatrix}$$

yazılacak olursa, sistem dinamiklerin durum vektörü ile evrimini, kontrol girdilerinin sistem durumlarına nasıl etkidğini, sistem durumlarından ölçülen çıktıları ve kontrol girişlerinin çıkışlara doğrudan etkisini gösteren A, B, C ve D matrisleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$A = \begin{bmatrix} 0_{4 \times 4} & I_{4 \times 4} \\ \kappa_{ij} & \lambda_{ij} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0_{4 \times 4} \\ \mu_{ij} \end{bmatrix}, \quad C = I_{8 \times 8}, \quad D = 0_{8 \times 4} \quad (8)$$

4. Model Öngörölü Kontrolör Tasarımı

Model Öngörölü Kontrol, sistemin matematiksel modelini kullanarak gelecekteki davranışını tahmin eden ve bu tahmin doğrultusunda sistemin kontrol girişlerini optimize eden gelişmiş bir kontrol yöntemi olarak son yıllarda titreşim kontrolü problemlerinde sıklıkla kullanılmaktadır. Bu yöntem ile her örnekleme anında (k) ölçülen durum bilgisi kullanılarak, belirli bir öngörü ufku (N_θ) boyunca sistem cevabını, yani gelecekteki davranışlarını tahmin edilip ve kontrol ufku (N_k) boyunca kontrol sinyallerini optimize edilir. Optimizasyon adımında hem performans kriterleri hem de sistemin fiziksel kısıtları dikkate alındığı için sistemdeki belirsizliklere karşı gürbüzlük sağlarken, Lyapunov fonksiyonları ile de kararlılığı garanti etmektedir [13]. Kontrolörün performans kriterlerini optimize etmek için çözülmekte olan optimizasyon problemi matematiksel olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\min_{\Delta U = \{\Delta u(k), \Delta u(k+1), \dots\}} J = \sum_{i=1}^{N_p} \|y(k+i|k) - r(k+i)\|_Q^2 + \sum_{i=0}^{N_c-1} \|\Delta u(k+i|k)\|_{R_{\Delta u}}^2 + \sum_{i=0}^{N_c-1} \|u(k+i|k)\|_{R_u}^2 \quad (9)$$

Bu denklemden:

- $u(k+i|k)$: k anındaki mevcut durumdan yararlanarak, i adım sonraki kontrol girişı,
- $\Delta u(k+i|k)$: Kontrol girişleri arasındaki fark,
- N_θ, N_k : Öngörü ve kontrol ufku,
- $Q, R_{\Delta u}, R_u$: Çıkış hatası, kontrol sinyali değışimi ve kontrol sinyali ağırlık matrislerini,

ifade etmektedir. Çıkış, giriş ve giriş değışim hızlarına verilen ağırlıklar, yörünge takip performansı ile kontrol eforu arasındaki dengeyi belirler. Bu ifade, kontrolörün, kontrol ufku N_k ve öngörü ufku N_θ boyunca, bu maliyet fonksiyonunu minimize ettiğini göstermektedir. Sistemin gelecekteki davranışını öngörmek için kullanılan durum uzaýı modeli olarak ayrık zamandaki,

$$x(k+1) = A x(k) + B u(k) \quad (10)$$

$$y(k) = C x(k) + D u(k)$$

ifadesindeki lineer durum uzaýı kullanılabilir. Bu model üzerinde fiziksel sınırlamalar nedeniyle kontrol işaretinde giriş ve değışim kısıtlamaları bulunmaktadır. Bu kısıtlar,

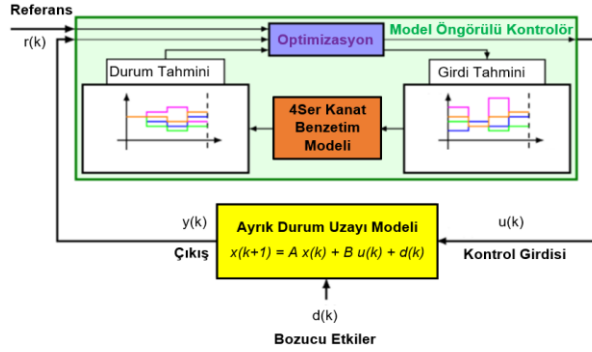
$$u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max} \quad (11)$$

$$\Delta u_{\min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u_{\max}$$

olarak verilebilir. Kontrolör, bu değeri ihlal etmeden optimal u sinyali seçebilmekte ve sistemin aşırı tepki vermesini önleyebilmektedir. Model öngörölü kontrolör tasarımında, ayrık zamandaki her kontrol döngüsünde (9) denkleminde verilmekte olan maliyet fonksiyonu J , (10) ve (11) denklemindeki kısıtlara tabi tutularak minimize edilir ve optimum kontrol sinyal dizisi elde edilir. Bu durum, aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\min_{\Delta U} J \quad \begin{cases} x(k+1) = A x(k) + B u(k) \\ y(k) = C x(k) + D u(k) \\ u_{\min} \leq u(k) \leq u_{\max} \\ \Delta u_{\min} \leq \Delta u(k) \leq \Delta u_{\max} \end{cases} \quad (12)$$

Mühimmat ayrılması sırasında oluşan titreşimlerin bastırılmasında model öngörülü kontrolör kullanımı Şekil-5'deki blok diyagramında şematize edilmektedir. Titreşim hareketinin sönümlenmesi, piezoelektrik aktüatörlerle entegre edilen MÖK, kanat yapısal dinamik modelini kullanarak gelecekteki titreşim genliklerini öngörülüp, (9) denklemiindeki maliyet fonksiyonunu minimize edecek optimal kontrol sinyalleri üretilmesi ile gerçekleşir.



Şekil 5: Model öngörülü kontrolör blok diyagramı [15].

Kanadın titreşim hareketi, istasyonlarındaki (mühimmat bağlanma noktaları) hareketi temsil eden kütle-yay-sönüm sistemi ile ifade edilmektedir. Bu hareketin sürekli zamanda durum uzayı denklemi,

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & I \\ -M^{-1}K & -M^{-1}C \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ M^{-1} \end{bmatrix} (u + d) \quad (13)$$

$$y = [I \ 0] x$$

şeklinde verilebilir. Bu denklemde:

- $0, I$: 4×4 sıfır ve birim matrisi,
- M, K, C : Kütle, katılık ve sönüm matrisi,
- x, y : Durum ve çıktı vektörü
- d : Dış bozucu kuvvet (İmpulsif kuvvet)
- u : Kontrol girdisi (piezoelektrik eyleyicilerdeki)

Bu model $T_s = 1$ ms örnekleme zamanı ile ayrıklaştırılarak aşağıdaki ayrık zaman durum uzayı modeli elde edilir.

$$x(k+1) = A_a x(k) + B_a (u(k) + d(k)) \quad (14)$$

$$y(k) = C_a x(k)$$

Sisteminin kalıcı durum hatasını, ortadan kaldırmak için sistemin çıkış hatasını biriktiren bir integratör eklenerek genişletilmiş durum uzayı modelini tanımlamak gerekmektedir. Böylece, titreşimlerinin bastırılmasında, dış bozucuların neden olduğu hatalar kontrolör tarafından sıfırlanabilir. Bu durumda durum uzayı modeli,

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ z(k+1) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A & 0 \\ C & I \end{bmatrix}}_{A_{gen}} \underbrace{\begin{bmatrix} x(k) \\ z(k) \end{bmatrix}}_{\tilde{x}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_{gen}} u(k) \quad (15)$$

$$y(k) = \underbrace{\begin{bmatrix} C & I \end{bmatrix}}_{C_{gen}} \tilde{x}(k)$$

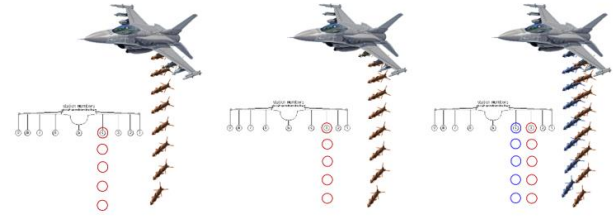
yazılmaktadır. (14) denklemi:

- $z(k)$: Integratör durumu (4×1),
- $x(k) = [x(k) \ z(k)]^T$: Genişletilmiş durum vektörü,
- $A_{gen}, B_{gen}, C_{gen}$: Genişletilmiş sistem matrislerini,

temsil eder.

5. Benzetim Senaryoları

Kanat istasyonlarından mühimmat veya yakıt tankı ayrılmasına bağlı olarak oluşan kütle kaybı, aerodinamik dengesizlik ve impulsif kuvvet titreşim hareketine sebep olmaktadır. Bu titreşim hareketi, Şekil-6'da verilmekte olan üç farklı senaryo için incelenmiştir. Bu senaryolar, mühimmatın farklı istasyonlardan eş zamanlı veya belli bir gecikme ile ayrılması halinde kanat yapısındaki dinamik tepkileri modellemek için tasarlanmıştır. Her bir senaryoda, model öngörülü kontrolör (MÖK) kullanılarak MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilen benzetimlerde yapısal titreşimlerin bastırılma performansı değerlendirilmiştir. Benzetimde kullanılan tahmini parametreler Tablo-1'de verilmektedir.



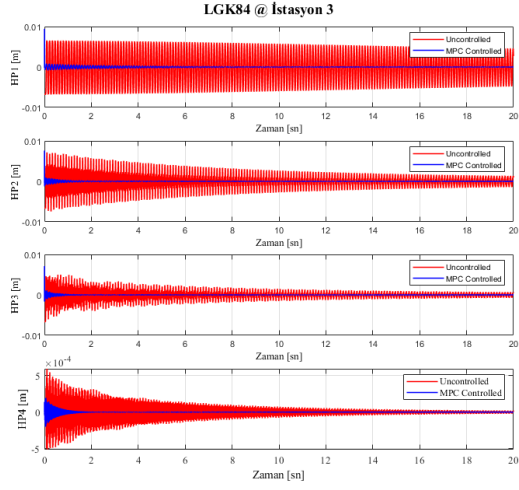
Şekil 6: İstasyonlardan mühimmat ayrılma senaryoları [14].

6. Benzetim Sonuçları

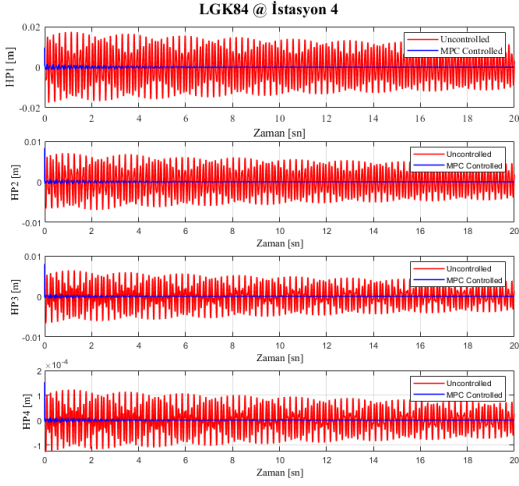
Savaş uçağı kanatlarında, mühimmat ayrılması gibi ani yük değişiklikleri, kanat eksenı boyunca titreşimlere yol açarak yapısal yorulma ve aeroelastik kararsızlık gibi riskler oluştururken, salınım yapan bir kanattan bırakılan mühimmatın da vuruş hassasiyetini etkiler. Bu titreşimlerin aktif kontrolü ve sönümlenmesi, piezoelektrik aktüatörler ve model öngörülü kontrol gibi gelişmiş kontrol yöntemleri ile sağlanabilir. Benzetim çalışmalarında, titreşimlerin aktif olarak bastırılması için kontrolör parametreleri, $N_p=8$, $N_c=2$, $Q=60 \cdot I_{4 \times 4}$, $R=0.10 \cdot I_{4 \times 4}$, $u_{min}=-400$, $u_{max}=400$ alınarak çeşitli ayrılma senaryoları için titreşim hareketi incelenmiştir. Bu parametrelerden, J maliyet fonksiyonunun çıkış hatasını (yer değiştirme hatası) temsil eden Q ağırlık matrisine, yüksek bir değer verilerek, kontrolörün optimizasyon sürecinde, yer değiştirme hatalarını (kanat titreşim genliklerini) mümkün olduğunca hızlı ve etkin bir şekilde sıfıra yaklaştırmaya odaklanması sağlanmıştır. Diğer bir ifadeyle, çıkışlara yüksek ağırlık verilerek yer değiştirme hatası güçlü bir şekilde cezalandırılıp, titreşim hareketi kısa sürede sönümlenmiştir.

Diğer bir kontrol parametresi olan R ağırlık matrisine verilen değer kontrol sinyallerinin pürüzsüz ve uygulanabilir olmasını sağlayacak şekilde seçilmiştir. Böylece, kontrol girdilerinin yeterince hızlı değişmesine olanak tanınırken, titreşim genliği kısa sürede bastırılabilir. Aynı zamanda, kontrol sinyallerindeki ani değişimler sınırlandırılırken, eyleyicilerin fiziksel sınırları içinde çalışması ve performansı optimize etmesi sağlanır.

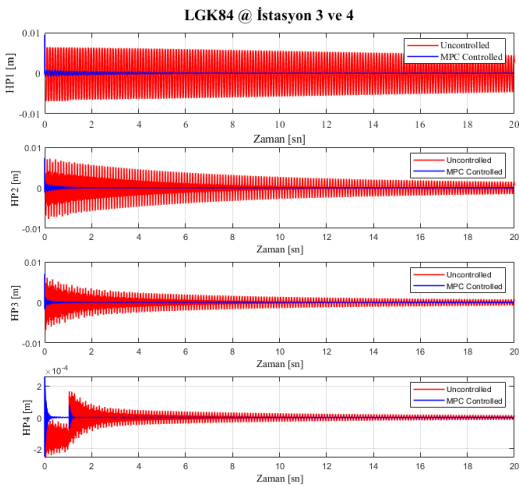
Kontrolörde gelecekteki sistem davranışlarını kaç adım önünde öngördüğünü belirten tahmin ufku, öngörü ufku içinde kaç adım için kontrol girdilerini optimize ettiğini gösteren kontrol ufkundan büyük seçilerek daha kapsamlı öngörü sağlanması ve hesaplama yükünün düşürülmesi hedeflenmiştir ($N_o \geq N_k$). Diğer bir ifadeyle, kontrol ufkunun küçük tutulması optimizasyon değişkenlerini azaltarak hesaplama yükünü düşürürken, öngörü ufkunun büyük seçilmesi daha kapsamlı öngörü sağlamaktadır.



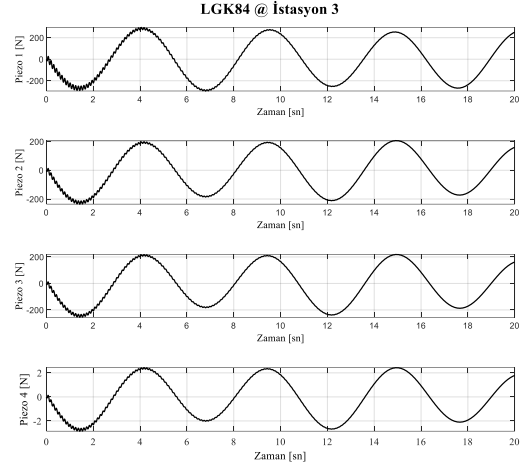
Şekil 7: Mühimmat ayrılması sonrası istasyonlardaki yer değiştirmeler.



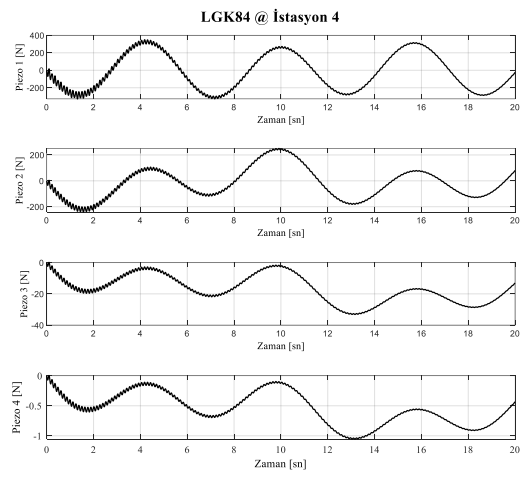
Şekil 8: Mühimmat ayrılması sonrası istasyonlardaki yer değiştirmeler.



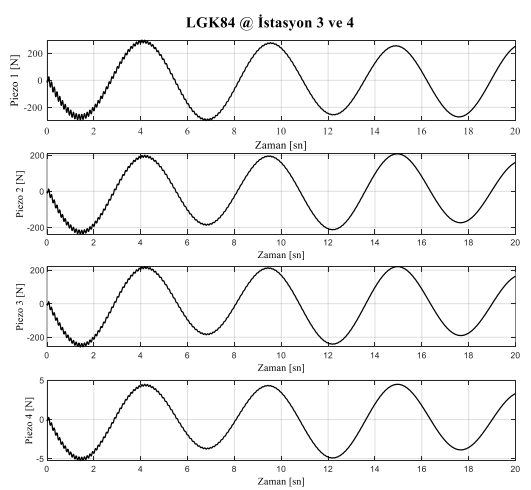
Şekil 9: Mühimmat ayrılması sonrası istasyonlardaki yer değiştirmeler.



Şekil 10: Kanat üzerindeki piezo-eyleyicilere uygulanan kuvvetler.



Şekil 11: Kanat üzerindeki piezo-eyleyicilere uygulanan kuvvetler.



Şekil 12: Kanat üzerindeki piezo-eyleyicilere uygulanan kuvvetler.

Tasarlanan kontrolörün titreşimleri bastırmasında gösterdiği performans, farklı ayrılma senaryoları için ilgili şekillerde gösterilmektedir. MÖK kullanımı, modeldeki belirsizliklere karşı gürbüzlüğü, kısıtlamalar uyumu ve enerji verimliliğiyle, geleneksel kontrol yöntemlerine kıyasla havacılıktaki titreşim kontrolü uygulamalarında etkili bir çözüm sunmaktadır.

Teşekkür

Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş. ve yöneticilerine desteklerinden dolayı teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] G.A. Hickman, J.J. Gerardi ve Y. Feng, “Application of Smart Structures to Aircraft Health Monitoring,” *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, Cilt: 2, No: 3, s: 411-430, 1991.
- [2] Y. Wang, S. Hu, T. Xiong, Y. Huang ve L. Qiu, “Recent Progress in Aircraft Smart Skin for Structural Health Monitoring,” *Structural Health Monitoring*, Cilt: 21, No: 5, 2021.
- [3] G. S. Agnes, S. R. Whitehouse ve J. R. Mackaman, “Vibration Attenuation of Aircraft Structures Utilizing Active Materials,” *Smart Structures and Intelligent Systems*, Cilt: 1917, s:368-379, 1993.
- [4] L. H. Kang, H. I. Kim, J. H. Lee, J. W. Park ve J. H. Han, “Vibration Control of the Composite Wing Model Using Piezoelectric Actuators,” *Advanced Materials Research*, Cilt: 123, s: 1027–1030, 2010.
- [5] B. Bialy, I. Chakraborty, S. Cekic ve W. Dixon “Adaptive boundary control of store-induced oscillations in a flexible aircraft wing”, *Automatica*, Cilt: 70, s: 230-238, 2016.
- [6] Y. Zhang, J. Liu ve W. He “Disturbance observer design and vibration control for a flexible aircraft wing”, *Transactions of the Institute of Measurement and Control*, Cilt: 40, No: 13, s: 3760-3773, 2018.
- [7] T. He, G. Zhu, S. Swei ve W. Su, “Smooth-switching LPV control for vibration suppression of a flexible airplane wing,” *Aerospace Science and Technology*, Cilt: 84, s: 895-903, 2019.
- [8] S. Gao ve J. Liu, “Adaptive neural network vibration control of a flexible aircraft wing system with input signal quantization”, *Aerospace Science and Technology*, Cilt: 96, 2020.
- [9] W. He, T.Wang, X. He, L.Yang ve O. Kaynak, “Dynamical Modeling and Boundary Vibration Control of a Rigid-Flexible Wing System,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, Cilt: 25, No: 6, s: 2711-2721, 2020.
- [10] S. Gao ve J. Liu, “Adaptive fault-tolerant boundary vibration control for a flexible aircraft wing against actuator and sensor faults,” *Journal of Vibration and Control*, Cilt: 28, s: 1025 – 1034, 2021.
- [11] T. He ve W. Su, “Robust control of gust-induced vibration of highly flexible aircraft,” *Aerospace Science and Technology*, Cilt: 143, No: 108703, 2023.
- [12] S. S. Rao, *Mechanical Vibrations*, Pearson, 2010.
- [13] E. F. Camacho ve C. B. Alba, *Model Predictive Control*, Springer, 2004.
- [14] C. Uyulan, M. T. Yavuz ve I. Özkol, “Active Control of Store Separation Induced Flapwise Bending Vibrations on Simplified Wing Structures,” *Aviation Technologies and Applications Conference*, İzmir, Türkiye, 2023.
- [15] <https://www.ist.uni-stuttgart.de/research/group-of-frank-allgoewer/model-predictive-control/>

Top-Çubuk Denge Sistemi için Benzetim Yöntemi Kullanılarak Genetik Algoritma Tabanlı PID Denetleyici Tasarımı

Genetic Algorithm-Tuned PID Controller Design via Simulation for the Ball-and-Beam System

Furkan Eken¹, Umut Tilki²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Süleyman Demirel Üniversitesi
furkanneken@hotmail.com

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Süleyman Demirel Üniversitesi
umuttilki@sdu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, MATLAB/Simulink ortamında modellenen top-çubuk (ball and beam) sisteminin kontrolünü sağlamak amacıyla bir PID denetleyici tasarlanmıştır. Sistemin dinamik yapısı transfer fonksiyonu ile ifade edilmiş ve benzetim yöntemiyle analiz edilmiştir. Çalışmanın özgün katkısı olarak, PID denetleyicisinin parametreleri Genetik Algoritma (GA) kullanılarak optimize edilmiştir. Bu sayede maksimum aşma, yerleşme zamanı, tepe zamanı ve yükselme zamanı gibi performans kriterlerine göre en uygun kontrol parametreleri elde edilmiştir. Simülasyon sonuçları, genetik algoritma tabanlı PID ayarlamasının, klasik PID ve benzetim tabanlı geleneksel yöntemlere kıyasla daha hızlı tepki ve daha düşük aşım sağladığını göstermektedir. Elde edilen bulgular, simülasyon destekli kontrolcü tasarımı optimizasyon tekniklerinin etkili biçimde uygulanabileceğini ortaya koymaktadır.

Abstract

In this study, a PID controller was designed to control the ball-and-beam system modeled in the MATLAB/Simulink environment. The dynamic structure of the system was expressed by its transfer function and analyzed using a simulation-based approach. As the original contribution of this work, the parameters of the PID controller were optimized using a Genetic Algorithm (GA). Thus, the most suitable control parameters were obtained according to performance criteria such as maximum overshoot, settling time, peak time, and rise time. Simulation results demonstrate that GA-based tuning provides faster response and lower overshoot compared to conventional methods. The findings reveal that optimization techniques can be effectively applied in simulation-supported controller design.

1. Giriş

Kontrol mühendisliği uygulamalarında karmaşık sistemlerin kararlılık ve performans açısından yönetilebilmesi, doğru denetleyici tasarımıyla mümkündür. Bu bağlamda PID (Proportional-Integral-Derivative) denetleyiciler, mühendislik alanında yaygın olarak kullanılan, sade yapılı ve etkili kontrol araçlarıdır [1]. Özellikle doğrusal sistemlerde hızlı cevap ve düşük hata sağlamaları nedeniyle tercih edilmektedir. Bununla birlikte, PID denetleyicilerin başarımı büyük ölçüde doğru parametre seçimine bağlıdır. Geleneksel ayarlama yöntemleri, karmaşık sistemlerde istenilen performans sağlamada yetersiz kalabilmektedir [2].

Literatürde top-çubuk sistemi üzerine yapılan çalışmalar, farklı denetim stratejilerinin karşılaştırmalı olarak incelendiğini göstermektedir. Bilgiç ve arkadaşları [3], kaskad PD+P kontrolör parametrelerini optimize etmek için Yapay Arı Kolonisi (YAK) ve Öğretme-Öğrenme Tabanlı Optimizasyon (ÖÖTO) algoritmalarını kullanmış, ayrıca Birim Basamak temelli yeni bir amaç fonksiyonu önermiştir. Çalışma sonucunda, önerilen yöntemlerin klasik kontrol yaklaşımlarına kıyasla daha hızlı, aşmasız ve kararlı yanıtlar sağladığı ortaya konmuştur. Benzer şekilde Vardar ve arkadaşları [4], yapay sinir ağları tabanlı NARMA L-2 kontrol yapısını top-çubuk sistemi üzerinde uygulamış ve PID denetleyiciye kıyasla daha düşük yükselme süresi, aşma ve kalıcı durum hatası elde ederek yapay zeka tabanlı denetim yöntemlerinin etkinliğini ortaya koymuştur. Öte yandan, top-çubuk sisteminin kararsız yapısını kontrol altına almak için klasik yöntemlere dayalı yaklaşımlar da geliştirilmiştir [5]. Sistem için LQR tabanlı denetim stratejisi tasarlanmış, tüm durum değişkenlerinin ölçülememesi nedeniyle gözlemci tabanlı durum geribeslemesi kullanılmış ve MATLAB/Simulink ortamında benzetimlerle test edilmiştir. Bu çalışmada, top-çubuk sistemine ait matematiksel model elde edilerek transfer fonksiyonu oluşturulmuştur. Ardından,

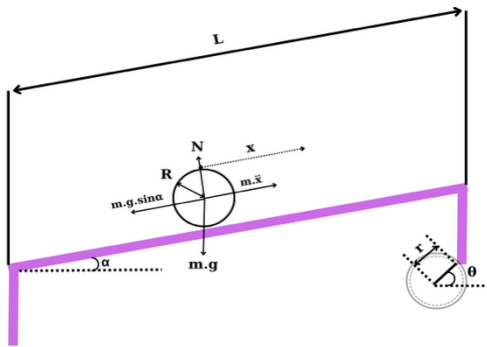
MATLAB/Simulink ortamında sistem modeli oluşturularak PID denetleyici uygulanmıştır. Bu çalışmayı literatürdeki benzerlerinden ayıran temel katkı, PID denetleyici parametrelerinin Genetik Algoritma (GA) ile optimize edilmesidir. GA, biyolojik evrim sürecinden esinlenen sezgisel bir arama algoritmasıdır ve çok boyutlu, karmaşık arama uzaylarında etkili sonuçlar elde edebilir. Bu bağlamda, PID parametreleri (Kp, Ki, Kd), sistemin performans kriterlerine göre optimize edilerek denetleyici başarımı artırılmıştır. Çalışmanın devamında, sistemin matematiksel modellemesi, Genetik Algoritma ile parametre optimizasyonu süreci, Simulink benzetim sonuçları ve elde edilen başarımlar detaylı şekilde sunulmaktadır.

2. Matematiksel Modelleme

Bu bölümde, top ve çubuk sistemi örneği üzerinden bir denetleyici tasarımının nasıl gerçekleştirileceği ele alınacaktır. İlk olarak, top ve çubuk sisteminin matematiksel modeli çıkarılacak ve ardından bu model kullanılarak transfer fonksiyonu elde edilecektir. Son olarak, sistemin kontrol parametrelerinin belirlenmesi ile çeşitli yöntemler kullanılarak uygun denetleyici tasarımı yapılacaktır [3].

2.1. Top Çubuk Sisteminin Matematiksel Modeli

Top ve çubuk sistemi; bir uçağın iniş-kalkışı sırasında ve türbülanslı hava akışında yatay olarak dengelenmesi, helikopterlerin yatay dengeleme benzetimi, hareketli robot tarafından yük taşımada sırasındaki denge problemi vb. kontrol problemlerine laboratuvar ortamında yaklaşımda bulunmayı sağlar [4]. Top ve çubuk sisteminde amaç; çubuk üzerindeki topu dengelemektir. Top ve çubuk sistemi iki serbestlik derecesine sahiptir ve Şekil 1'de top üzerine etki eden kuvvetler ile gösterilmiştir. Serbestlik derecelerinden biri çubuğun üzerindeki topun pozisyonu, diğeri ise çubuğun yatay düzlem ile yaptığı açısal pozisyonudur. Kaldıraç kolu ile mafsallanmış çubuğun eğimi (α), motorun pozisyon açısının (θ) değişmesine bağlı olarak yukarı ve aşağı hareket eder. Uygulanan kontrol sisteminin amacı, topun pozisyonunun istenilen konuma getirilmesi ve referans konumda dengede kalabilmesini sağlamak için servo motora uygun voltaj verilerek çubuğun açısının ayarlanmasıdır.



Şekil 1: Top çubuk sistemi serbest cisim diyagramı

Newton'un ikinci hareket yasası kullanılarak sistemin hareket denklemleri elde edilir. Top ve çubuk sistemine ait elde edilen denklemler kullanılarak sistemin transfer fonksiyonu oluşturulur. Topun ve çubuğun dinamiklerini tanımlayan transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde elde edilebilir. Çubuk üzerindeki topa etki eden kuvvetlerden biri yerçekiminden kaynaklanan ağırlık vektörünün bileşeni olan doğrusal kuvvettir (F_{tx}). Bir diğeri, topun dönme ivmesi ile üretilen torktan kaynaklanan bir dönme kuvvetidir (F_{rx}). Bu iki kuvvet (1) ve (3) denklemleriyle ifade edilebilir [5].

$$F_{tx} = mgsin\alpha \quad (1)$$

Topun dönme hareketi tarafından üretilen tork, topun hareket yönüne zıt olan dönme kuvveti ile topun yarıçapının çarpımına eşittir. Newton'un ikinci hareket denklemini kullanarak torkun, topun atalet momentinin açısal ivmesiyle çarpımına eşit olduğu bilinmektedir. Ayrıca topun doğrusal hareketinin çift türevi ile çarpılan atalet momentinin yarıçapa bölümü bize yine torku verecektir.

$$J = \frac{2}{5}mR^2 \quad (2)$$

$$T_r = F_{rx}R = J_a = J\left(\frac{\ddot{x}}{R}\right) \quad (3)$$

Dönme kuvvetini elde edebilmek için topun atalet momentini kullanarak denklemden düzenlemeler yapılır ve aşağıdaki ifade üretilir.

$$F_{rx} = \frac{2}{5}m\ddot{x} \quad (4)$$

Newton'un ikinci hareket yasası kullanılarak aşağıdaki denklem elde edilir.

$$m\ddot{x} = \sum F = F_{tx} - F_{rx} = mgsin(\alpha) - \frac{2}{5}m\ddot{x} \quad (5)$$

Denklem 5'in yeniden düzenlenmesi ile aşağıdaki ifade elde edilir.

$$\ddot{x} = \frac{5}{7}g sin(\alpha) \quad (6)$$

Denklem 6'da $sin(\alpha)$ değerinin çok küçük açılar için doğrusallaştırması yapılır.

$$\frac{X(s)}{\alpha(s)} = \frac{5g}{7s^2} \quad (7)$$

Daha sonra motor gerilimi (V_m) ve çıkış açısı (θ) tarafından üretilen transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$G(s) = \frac{\theta(s)}{V_m(s)} = \frac{K}{Ts^2 + s} = \frac{1.53}{0.0248s^2 + s} \quad (8)$$

Tablo 1: Top ve çubuk özellikleri

Sembol	Açıklama	Değer
L	Çubuk uzunluğu	42,55 cm
m	Top kütlesi	0,064 kg
R	Top yarıçap uzunluğu	1,27 cm
r	Motor şaftı ve kaldıraç kolu arasındaki eklem uzunluğu	2,54 cm
g	Yer çekimi ivmesi	9,81 m/s ²

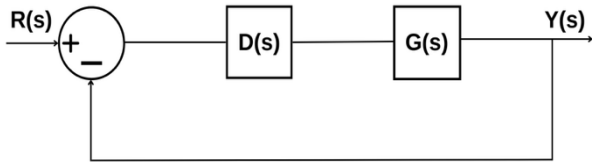
2.2 Benzetim Yöntemi Kullanılarak Sistemin Matematiksel Modeli

Transfer fonksiyonu (8) denklemi ile ifade edilen top çubuk mekanizması için maksimum aşma (% φ_p) %20'den küçük ve yerleşme zamanı (t_s) %2'lik ölçüte göre 10 saniyeden küçük olması koşuluyla benzetim yöntemi kullanılarak denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Maksimum aşmanın ve yerleşme zamanın basitleştirilmiş ifadesi kullanılarak sönümlenme katsayısı (ξ) ve doğal frekans (ω_n) için aşağıdaki şekilde yaklaşık bir değer hesaplanmıştır:

$$\varphi_p = 1 - \frac{\xi}{0.6} \rightarrow \xi > 0.48 \rightarrow \xi \approx 0.5$$

$$t_s = \frac{4}{\xi \omega_n} \rightarrow \omega_n > 0.8 \rightarrow \omega_n \approx 0.85 \text{ rad/s}$$

Şekil 2'de gösterildiği gibi negatif geri beslemeli bir sistem yapısı için transfer fonksiyonu hesaplanarak buradan kontrolcüye ait transfer fonksiyonu çekilerek istenilen geçici durum performans kriterlerini sağlayan bir transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde elde edilir:



Şekil 2: S-düzlemi blok diyagram gösterimi.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{D(s)G(s)}{1 + D(s)G(s)} \rightarrow D(s) = \frac{1}{G(s)} \frac{H(s)}{1 - H(s)} \quad (9)$$

Kontrol sistemi ikinci dereceden bir sistem olarak tasarlandığında transfer fonksiyonu H(s) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} = \frac{0.7225}{s^2 + 0.85s + 0.7225} \quad (10)$$

$$1 - H(s) = 1 - \frac{0.7225}{s^2 + 0.85s + 0.7225} = \frac{s(s + 0.85)}{s^2 + 0.85s + 0.7225} \quad (11)$$

Yukarıda (10) ve (11) denklemleri ile hesaplanan iki ifade ve kontrol edilen sistemin transfer fonksiyonu olan ve denklem (8)'de çıkarılan G(s) kullanılarak kontrolcüye ait transfer fonksiyonu elde edilir:

$$D(s) = \frac{0.0179s + 0.7225}{1.53s + 1.3005} \quad (12)$$

Yetersiz sönümlü sistemlerde kapalı döngü sistem çıkışının osilasyon yaptığı ω_d frekansının 8 ile 10 katı kadarlık bir frekans için örnekleme periyodunun belirlenmesi uygundur [6].

Sönümlenme frekansına ait formül kullanılarak frekans değeri;

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = 0.736 \text{ rad/s} \quad (13)$$

olarak elde edilir. Bu doğal frekans değeri kullanılarak da sayısal sisteme geçiş için kullanılacak olan örnekleme periyodu için ilk değer hesaplanır:

$$\omega_d (8 \text{ veya } 10) = \frac{2\pi}{T} \rightarrow T = 0.853 \text{ saniye} \quad (14)$$

Bu değer üzerinden simülasyon üzerinde denemeler yapıldıktan sonra başlangıçta istenen kriterleri karşılayacak şekilde örnekleme periyodu olarak T = 0.2 saniye değeri kullanıldı.

Laplace düzleminde elde edilen kontrolcü Kutup Sıfır Eşlemesi (Pole-Zero Mapping) kullanılarak z-düzlemine geçirilmiştir.

$$D(z) = K \frac{z + z_0}{z + z_p} \quad (15)$$

Z-düzleminde hesaplanan sıfır $z_0 = e^{s_0 T} = 3.1196 \cdot 10^{-4}$ ve kutup değerleri $z_p = e^{s_p T} = 0.8436$ denklem (15)'de yerine yerleştirildiğinde kontrolcü transfer fonksiyonu;

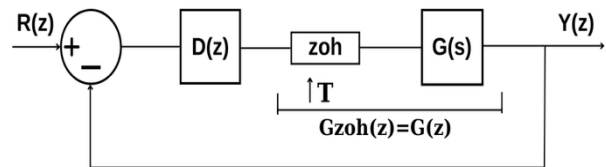
$$D(z) = K \frac{z - (3.1196 \cdot 10^{-4})}{(z - 0.8436)} \quad (16)$$

olur ve kazanç değeri belirli bir frekans için eşitlenerek hesaplanır ve D(z) kontrolcü transfer fonksiyonu denklem (18)'de verildiği gibi kullanılır.

$$\lim_{s \rightarrow 0} D(s) = \lim_{z \rightarrow 1} K D(z) \rightarrow K = 0.0869 \quad (17)$$

$$D(z) = 0.0869 \frac{z - 3.1196 \cdot 10^{-4}}{z - 0.8436} \quad (18)$$

Z-düzleminde kullanılan negatif geribeslemeli sisteme ait blok diyagram Şekil 3'te gösterilmektedir. D(z) kontrolcü, $G_{zoh}(z)$ kontrol edilen sistemin z-düzlemindeki transfer fonksiyonuna karşılık gelmektedir.



Şekil 3: Z-düzlemi blok diyagram gösterimi.

Z-düzleminde kontrol edilen sisteme ait transfer fonksiyonu Denklem 19'da gösterildiği şekilde elde edilir.

$$G_{zoh}(z) = 1 - e^{-sT} Z \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \rightarrow G_{zoh}(z) = (1 - z^{-1}) Z \left\{ \frac{1.53}{s^2 (0.0248s + 1)} \right\}$$

$$G_{zoh}(z) = \frac{-0.0369z^2 + 0.3437z + (8.3285 \cdot 10^{-4})}{(z - 1)(z - 3.1450 \cdot 10^{-4})} \quad (19)$$

Kontrolcü ve sıfırıncı derece tutma eşdeğerlik transfer fonksiyonları kullanılarak z-düzleminde kapalı döngü transfer fonksiyonu aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$H(z) = \frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{D(z) G_{zoh}(z)}{1 + D(z) G_{zoh}(z)}$$

$$H(z) = \frac{(-3.2172 \cdot 10^{-3})z^2 + 0.0298z + (7.2570 \cdot 10^{-5})}{z^2 + 1.8198z + 0.8463} \quad (20)$$

Karakteristik denklem $\Delta(z) = z^2 - 2zr\cos(\theta) + r^2$ kullanılarak;

$$r = 0.9199 = e^{-\xi\omega_n T} \rightarrow \xi\omega_n = 0.4172$$

$$2r\cos(\theta) = 1.8198 \rightarrow \theta = 0.1474 \text{ rad.}$$

$$\theta = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} T \rightarrow \omega_n = 0.8468 \text{ rad/s} \quad (21)$$

$$\xi\omega_n = 0.4172 \rightarrow \xi = 0.4926$$

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} \rightarrow \omega_d = 0.7369$$

değerleri elde edilir. Bu değerler kullanılarak geçici durumda kullanılan performans kriterleri Denklem (22)'deki gibi hesaplanır.

$$t_p = \frac{\pi}{\omega_d} = 4.2630 \text{ sn.}$$

$$t_r = \frac{\pi - \beta}{\omega_d} = 2.8308 \text{ sn.} \quad (22)$$

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} = 9.5877 \text{ sn.}$$

$$\varphi_p = \left(1 - \frac{\xi}{0.6}\right) 100 = \% 17.9$$

Başlangıçta tanımlanan yerleşme zamanı kriterinin ($t_s < 10 \text{ sn.}$) ve en büyük aşma kriterinin ($\varphi_p (\%) < \% 20$) elde edilen D(z) kontrolcü transfer fonksiyonu ile sağlandığı görülmektedir.

2.3 Sistemin Genetik Algoritma ile PID Parametre Optimizasyonu

PID denetleyiciler, sistem çıktısını istenilen referans sinyaline ulaştırmak için oransal (Kp), integral (Ki) ve türevsel (Kd) bileşenleri kullanır. Bu parametrelerin uygun seçimi; aşım, yerleşme süresi ve yükselme süresi gibi performans kriterleri üzerinde doğrudan etkilidir. Geleneksel yöntemlerle bu parametrelerin ayarlanması çoğu zaman deneysel olup, optimum sonucu garanti etmemektedir. Bu çalışmada, PID

parametrelerinin optimizasyonu için Genetik Algoritma (GA) kullanılmıştır. GA, çözüm uzayında rastgele bireylerden oluşan bir popülasyon üzerinden çalışır. Her birey, bir (Kp, Ki, Kd) üçlüsünü temsil etmektedir [7]. Bireylerin uygunluğu aşağıdaki amaç fonksiyonu (J) üzerinden değerlendirilmiş olup itae (Integral of Time multiplied by Absolute Error), os ve ts sırasıyla en büyük aşmaya ve yerleşme zamanına ait ceza değerlerini vermektedir.

$$J = itae + 100 \cdot os + 200 \cdot ts \quad (23)$$

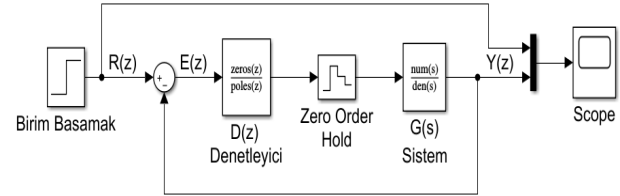
Popülasyon oluşturma aşamasında, belirlenen aralıklarda rastgele PID parametreleri üretilmiştir. Seçim (Selection) safhasında, popülasyondaki bireyler arasından en uygun olanlar seçilmiştir. Çeşitliliği sağlamak amacıyla çaprazlama (Crossover) ile iyi bireyler birleştirilerek yeni bireyler oluşturulmuş, mutasyon (Mutation) ile ise küçük rastgele değişiklikler eklenmiştir.

Uygunluk değerlendirmesinde her birey, Simulink ortamında test edilerek hata fonksiyonu hesaplanmıştır. Optimum çözüme ulaşabilmek için belirli sayıda nesil boyunca iterasyonlar devam ettirilmiştir [8].

Bu süreç sonucunda, optimum PID parametreleri elde edilmiş ve sistemin zaman yanıtı analiz edilmiştir. Genetik Algoritma ile elde edilen sonuçların, klasik PID ve benzetim yöntemi ile elde edilen sonuçlara göre daha iyi performans sağladığı görülmüştür.

3. Benzetim Sonuçları

Yapılan matematiksel işlemlerden sonra Şekil 4'te gösterildiği gibi MATLAB Simulink ortamında denetleyici sistemi tasarlanmıştır.



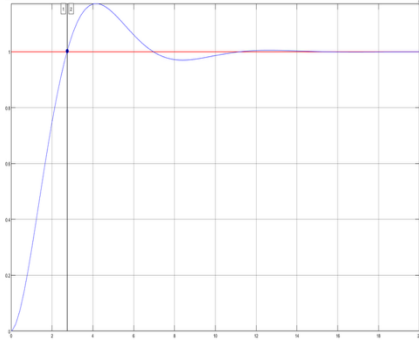
Şekil 4: Simulink blok diyagramı

Blok diyagramında kullanılan transfer fonksiyonları kontrolcü için Denklem (18)'de ve kontrol edilen sistemin sıfırıncı derece tutma eşdeğerliğine karşılık Denklem (19)'da elde edilen transfer fonksiyonları kullanılmıştır.

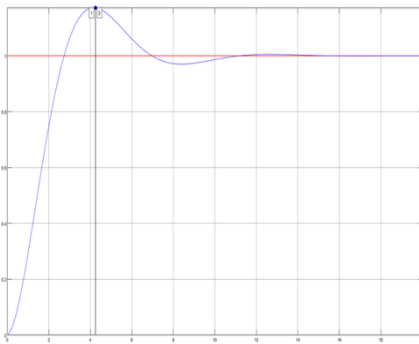
3.1 MATLAB Simulink Ortamında Benzetim Yöntemi Kullanılarak Denetleyici Dizaynı

Simulink ortamındaki oluşturulan kontrol sistemi 20 saniye boyunca çalıştırıldığında sistemin çıkış grafikleri analiz edilmiştir. Şekil 5'te birim basamak tepkisi için çıkışın yükselme zamanı ölçülmüştür. Sistem cevabının başlangıç seviyesinden kararlı hâlinin %90 – %100 aralığına ulaşması için geçen süre olan yükselme zamanı 2,74 saniye olarak elde edilmiştir. Bu süre, sistemin hedef değere ulaşma hızını ve dinamik tepkisinin ne kadar hızlı olduğunu gösterir. Düşük yükselme zamanı, hızlı cevap veren bir sistem anlamına gelir. Sistem cevabının ilk maksimum değerine (ilk aşım) ulaşması için geçen süre olan tepe zamanı bu sistem için 4,25 saniye olarak ölçülmüştür. Bu parametre, sistemin salınım eğilimi

ve aşım miktarı hakkında bilgi verir. Yüksek tepe zamanı, sistemin yavaş salınım yaptığını veya sönümün düşük olduğunu gösterir.

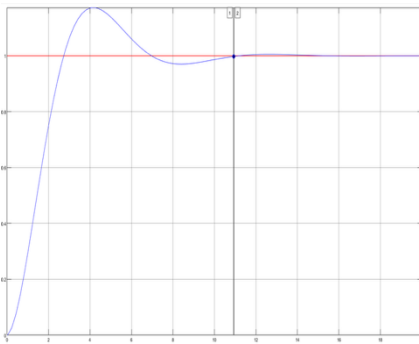


Şekil 5: Yükselme zamanı



Şekil 6: Tepe zamanı

Sistem cevabının kararlı durum değerinin belirli bir tolerans bandı (genellikle $\pm \%2$) içine girerek bu bandın dışına çıkmadan kalması için geçen süre olan Yerleşme zamanı bu sistem için 10,93 saniye olmuştur. Bu süre, sistemin kararlılık, sönümlenme oranı ve titreşimleri bastırma kabiliyeti ile doğrudan ilişkilidir.



Şekil 7: Yerleşme zamanı

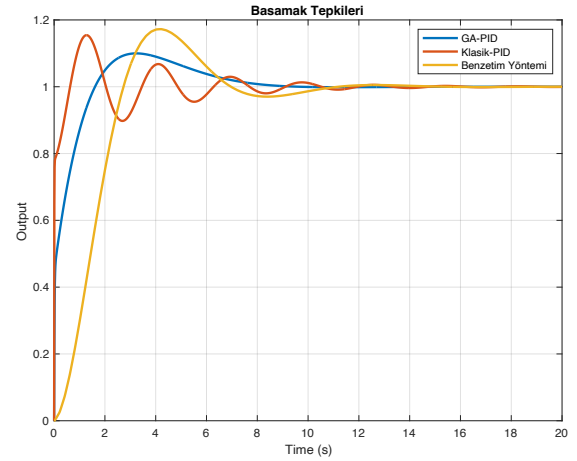
3.2 MATLAB Simulink Ortamında Genetik Algoritma Optimizasyonlu PID Kullanılarak Denetleyici Dizaynı

Normal PID parametreleri ve GA ile optimize edilen PID parametreleri Tablo 2'de verilmiştir. Genetik algoritma ile

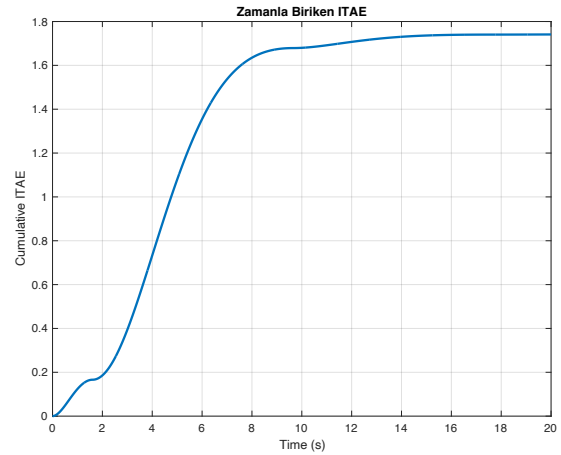
optimize edilen PID denetleyicisinin, başlangıç parametrelerine sahip geleneksel PID denetleyicisine kıyasla sistem yanıtı üzerinde anlamlı bir iyileşme sağladığı gözlenmiştir. Basamak yanıtı analizi, klasik PID'in yüksek aşma (overshoot) ve yetersiz sönüm oranı nedeniyle uzun süreli salınımlar sergilediğini, buna karşılık GA ile optimize edilmiş PID'in minimal aşma ile kısa yerleşme süresi ve yüksek kararlılık gösterdiğini ortaya koymaktadır.

Tablo 2: Normal PID parametreleri ve GA ile optimize edilen PID parametreleri

Parametreler	Klasik PID Parametreleri	GA ile Optimize Edilen PID Parametreleri
K _p	1,8	1,248
K _i	14,6	0,508
K _d	2,3	0,53



Şekil 8: Basamak tepkisi karşılaştırmaları



Şekil 9: Zamanla Toplanan ITAE hata değeri

Şekil 9'da görüldüğü üzere ITAE (Integral of Time multiplied by Absolute Error) değeri başlangıçta hızlı bir artış göstermekte, bu da sistemin geçici rejimde hatasının yüksek olduğunu işaret etmektedir. Yaklaşık 10. saniyeden sonra eğri yatay bir hâle gelerek hata azalmış ve sistem kararlı duruma ulaşmıştır. Nihai ITAE değeri ise bu kontrol ayarının genel performansını yansıtmaktadır. Elde edilen bulgular, genetik algoritma tabanlı parametre optimizasyonunun, PID denetleyici tasarımında hata minimizasyonu, geçici rejim iyileştirmesi ve sistem kararlılığının artırılması açısından etkili bir yöntem olduğunu ortaya koymaktadır.

Klasik benzetim tabanlı yöntemler, PID parametrelerinin belirlenmesinde genellikle deneme-yanılma yaklaşımına veya önceden tanımlanmış matematiksel model varsayımlarına dayanır [9]. Bu durum, özellikle doğrusal olmayan, zamana bağlı değişkenlik gösteren veya parametre belirsizlikleri barındıran sistemlerde optimal sonuç elde etmeyi güçleştirmektedir. Buna karşın genetik algoritma (GA), küresel arama yeteneği ve çoklu çözüm uzaylarını etkin bir şekilde tarayabilme kapasitesi sayesinde, modelin karmaşıklığından veya başlangıç tahminlerinden bağımsız olarak yüksek performanslı çözümler üretebilmektedir. GA'nın stokastik yapısı, yerel minimumlara sıkışma riskini azaltırken, performans indeksine dayalı sistematik optimizasyon imkânı sunar. Bu bağlamda, yalnızca benzetim yöntemleri ile gerçekleştirilen parametre ayarlamalarına kıyasla GA kullanımı, daha kısa sürede, daha kararlı ve genellenebilir sonuçlar elde edilmesini sağlayarak PID denetleyici tasarımında önemli bir avantaj oluşturmaktadır [10].

4. Sonuçlar

Tablo 3: Benzetim Yöntemi ile GA Optimizasyonlu PID sonuçlarının karşılaştırılması

Parametreler	Benzetim Yöntemi	GA Optimizasyonlu PID
Maksimum aşma (% φ_p)	%17,22	%9,9836
Yerleşme zamanı (t_s - %2)	9,5298	6,9707
Tepe zamanı (t_p)	4,2310	3,2320
Yükselme zamanı (t_r)	2,7318	1,6204

MATLAB Simulink ortamında $G(s) = \frac{1.53}{0.0248s^2 + s}$ transfer fonksiyonlu top çubuk mekanizması için çeşitli yöntemler kullanılarak denetleyici tasarlanmıştır. Bu sistem için maksimum aşma %20'den küçük ve yerleşme zamanı %2'lik ölçüte göre 10 saniyeden küçük olması istenmektedir. Tasarıma başlanırken belirlenen değerlere göre gerekli koşullar sağlanmıştır ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Genetik algoritma ile optimize edilen PID denetleyicinin, sistemin kararlılığını daha kısa sürede sağladığını ve aşımı belirgin biçimde azalttığını göstermektedir. Bu da özellikle

hassas kontrol gerektiren mühendislik uygulamalarında önemli bir avantaj sağlamaktadır. Sonuç olarak, bu yaklaşım sayesinde etkili bir denetleyici dizaynı elde edildi ve sistemin istenen performans özelliklerine ulaşılması sağlandı. Çalışmanın özgün katkısı, geleneksel PID denetleyiciye ek olarak, sezgisel bir algoritma ile sistem performansını iyileştirmeye yönelik bir yaklaşım sunmasıdır. Bu yöntem, sadece top-çubuk sistemi için değil, benzer dinamik sistemlerin kontrolünde de etkili biçimde uygulanabilir.

Gelecek çalışmalarda, LQR, NARMA-L2 veya bulanık mantık denetleyicileri ile karşılaştırmalar yapılabileceği gibi gürültülü giriş sinyallerinde denetleyici dayanıklılığı değerlendirilebilir. Ayrıca gerçek zamanlı uygulamalarla sistemin doğruluğu test edilebilir. Bu bağlamda, Genetik Algoritma tabanlı denetleyici optimizasyonu, kontrol mühendisliğinde sezgisel arama tekniklerinin uygulanabilirliğini ve başarımını bir kez daha göstermektedir.

Kaynakça

- [1] Åström, K. J., & Murray, R. (2021). *Feedback systems: an introduction for scientists and engineers*. Princeton university press.
- [2] Clitan, I., Kovendi, Z., Muresan, V., Abrudean, M., & Gergely, E. I. (2019, June). Discrete Modeling and Control of an Industrial Robot used in a Metallurgical Process. In *2019 15th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES)* (pp. 77-80). IEEE.
- [3] Bilgiç, H. H., Tutumlu, M. S., & Conker, Ç. (2021). Top ve çubuk sistemi için kaskad denetleyici parametrelerinin meta-sezgisel algoritmalarla optimizasyonu. *Dokuz Eylül Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Fen ve Mühendislik Dergisi*, 23(67), 157-167.
- [4] Vardar, E., Kaplan, K., & Ertunç, H. M. (2018). NARMA L-2 Denetleyici ile Top Çubuk Kontrolü. *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, 1(2), 77-83.
- [5] Soni, R. (2018, January). Optimal control of a ball and beam system through LQR and LQG. In *2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)* (pp. 179-184). IEEE.
- [6] Mehmet Önder Efe, Ayrık Zamanlı Kontrol Sistemleri, Palme Yayınevi, Ankara, 2024
- [7] YU, Ren; CHENGYAO, Zhao. Optimal PID controller design in PMSM based on Improved Genetic Algorithm. In: *2010 The 2nd International Conference on Industrial Mechatronics and Automation*. IEEE, 2010. p. 123-126.
- [8] LI, Hong-Yan. The Adaptive Niche Genetic Algorithm for Optimum Design of PID Controller. In: *2007 International Conference on Machine Learning and Cybernetics*. IEEE, 2007. p. 487-491.
- [9] XIAO, Yuhe; LI, Maojun. Optimum Design of Fractional Order PID Controller for a Servo System Using Hybrid Intelligent Algorithm. In: *2019 12th International Symposium on Computational Intelligence and Design (ISCID)*. IEEE, 2019. p. 116-119.
- [10] KUMAR, Saurabh; BHATT, Rajesh. Multi objective ant algorithm to parameter optimized of PID controller and compare to genetic algorithm. In: *2013 IEEE International Conference on Computational Intelligence and Computing Research*. IEEE, 2013. p. 1-4.

Çevik Yazılım Geliştirmede Test Edilebilir Gereksinimlerin Yazılması ve Değerlendirilmesi

Writing and Evaluating Testable Requirements in Agile Software Development

Candemir Hasan Coşkun^{1,2}, Seyitcan Şahin^{1,2}, Yunus Çetin^{1,2}

^{1,2}FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, Ankara
{coskun_c}@fev.com

^{1,2}FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, İstanbul
{sahin_s}@fev.com

^{1,2}FEV Türkiye
Sistem Mühendisliği, İstanbul
{cetin_yu}@fev.com

Özet

Otomotiv yazılımlarının artan karmaşıklığı, gereksinim yönetimi ve test süreçlerinde sistematik yaklaşımları zorunlu kılmaktadır. Test edilebilir gereksinimler, doğrulama ve geçirme aşamalarında zaman ve maliyet kaybını azaltır [1].

Bu çalışma, A-SPICE SYS.2 (Gereksinim Analizi) ve SYS.5 (Sistem Test Yönetimi) bağlamında test edilebilir gereksinimlerin özelliklerini incelemekte, açık ve ölçülebilir gereksinimler için bir şablon önermektedir [5]. Ayrıca Hardware-in-the-Loop (HIL) testleriyle entegrasyon sağlanarak A-SPICE ve ISO 26262 standartlarına uyum hedeflenmektedir [13, 9]. Önerilen yöntem, test süreçlerini verimli hale getirmeyi, hata geri dönüşlerini azaltmayı ve yazılım kalitesini artırmayı amaçlar.

Abstract

The growing complexity of automotive software requires systematic approaches to requirement management and testing. Testable requirements help reduce cost and time losses in verification and validation [1].

This study examines the characteristics of testable requirements within A-SPICE SYS.2 (Requirement Analysis) and SYS.5 (System Test Management) and proposes a template for clear and measurable definitions [5]. Integration with Hardware-in-the-Loop (HIL) testing ensures compliance with A-SPICE and ISO 26262 standards [13, 9]. The proposed approach aims to streamline testing, reduce rework, and improve software quality.

1. Giriş

Otomotiv endüstrisinde ADAS, otonom sürüş ve elektrikli araç teknolojileri, güvenli ve test edilebilir yazılımlar gerektirir [1]. Doğru tanımlanmış gereksinimler, geliştirme kalitesini artırır ve maliyetleri düşürür [3]. Eksik veya hatalı gereksinimler ise test süreçlerini zorlaştırır ve yüksek maliyetli revizyonlara yol açar [5].

A-SPICE modeli, gereksinim yönetimi (SYS.2) ve test yönetimi (SYS.5) süreçleri arasındaki bağı güçlendirerek test edilebilir gereksinimlerin sistematik yönetimini sağlar [5, 9]. SYS.2, gereksinimlerin belirlenmesi ve analizini; SYS.5 ise doğrulama ve test faaliyetlerini kapsar. İki süreç arasındaki izlenebilirlik, tutarlılık, güvenlik ve kalite standartlarını garanti altına alır.

Bu çalışma:

- Gereksinim ve test mühendisliği süreçleri arasındaki ilişkiyi [1],
- A-SPICE SYS.2 ve SYS.5 kapsamında gereksinimlerin test edilebilirliğini [5],
- Önceki projelerden elde edilen örnek gereksinimlerle iyi uygulamaları [2, 3],
- Test edilebilir gereksinim yazımı için şablon ve rehberi [10]

ele almaktadır.

Amaç, gereksinim yönetimi ile test süreçleri arasındaki bağı güçlendirerek, özellikle HIL testleri ile doğrulanan gereksinimler için sistematik bir yöntem önermektir [13]. Bu sayede test süreçlerinin verimliliği artacak, hata geri dönüşleri azalacak ve A-SPICE ile ISO 26262'ye uygun gereksinim modelleri geliştirilecektir [9, 5].

2. Yazılım Geliştirme Yöntemleri

Yazılım geliştirme, tasarımdan bakıma tüm aşamaları kapsar ve gereksinimlerin belirlenmesi, analizi, tasarımı, kodlanması ve test edilmesini içerir [1]. Süreçlerin planlı, sistematik ve sürdürülebilir olması, kalite ve güvenilirlik açısından kritiktir. İki ana yaklaşım vardır: geleneksel ve çevik.

2.1. Geleneksel Yöntemler

Geleneksel yöntemler sıralı ve yapılandırılmıştır, ancak değişikliklere karşı esnek değildir. Öne çıkan modeller:

- **Şelale Modeli:** Adım adım ilerleyen doğrusal süreç [11].
- **Spiral Modeli:** Risk analizi odaklı, iteratif yaklaşım [14].
- **V-Model:** Geliştirme ve test aşamalarını paralel ilerletir [4].

Bu yöntemler sistematik yapı sağlasa da, hızla değişen müşteri gereksinimlerine uyumda yetersiz kalabilir [6].

2.2. Çevik Yöntemler

Çevik geliştirme, değişen ihtiyaçlara hızlı uyum sağlayan iteratif bir yaklaşımdır [6]. Kapsamlı dokümantasyon yerine çalışan yazılım önceliklidir. Temel prensipler:

- Müşteri gereksinimlerine hızlı uyum,
- Ekipler arası güçlü iletişim,
- Esnek süreçler.

Yaygın metodolojiler: Scrum [7], Kanban, Extreme Programming (XP), Feature-Driven Development (FDD). Belirsizlik içeren projelere uygundur; güvenlik kritik sistemlerde tek başına yeterli olmayabilir.

2.3. Otomotivde Çevik Uygulamalar

Otomotiv sektöründe çevik yöntemler, sistem mühendisliği süreçleriyle entegre edilerek uygulanır [8]. Güvenlik kritik sistemler için ISO 26262 ve A-SPICE standartlarına uyum zorunludur [9]. Hibrit modeller öne çıkar:

- Erken aşamalarda müşteri geri bildirimi için çevik yöntemler,
- Güvenlik ve kalite standartları için A-SPICE ve ISO 26262 [5],
- V-Model ile izlenebilirliğin korunması.

Bu kombinasyon, esneklik ve güvenilirliği birlikte sağlar [2].

3. Otomotiv Sistem Mühendisliği

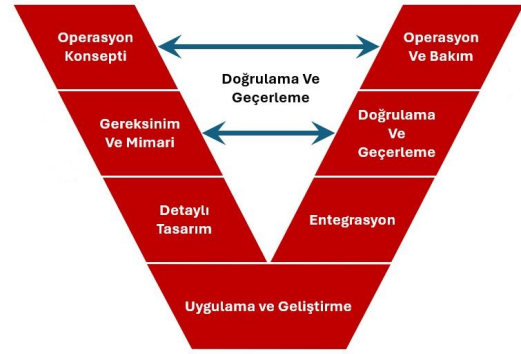
Otomotiv sistem mühendisliği, yazılım, donanım, elektronik ve mekanik bileşenlerin entegre şekilde geliştirilmesini, doğrulanmasını ve yönetilmesini sağlayan disiplinler arası bir yaklaşımdır [1]. Süreçler; güvenlik, kalite ve fonksiyonellik açısından ISO 26262, A-SPICE ve IATF 16949 gibi standartlara uygun yürütülür.

3.1. V-Model

V-Model, geliştirme ve test faaliyetlerini paralel ilerleten, gereksinimden doğrulamaya izlenebilirliği sağlayan bir süreç yapısıdır [4]. Sol taraf gereksinim analizi, sistem tasarımı ve mimari geliştirmeyi; sağ taraf ise doğrulama, test ve entegrasyonu kapsar.

Bu yapı sayesinde:

- Her geliştirme aşamasına karşılık gelen bir test aşaması bulunur,
- Gereksinimler sistematik olarak doğrulanır,
- Geliştirme sürecinde kalite ve güvenlik standartları korunur.

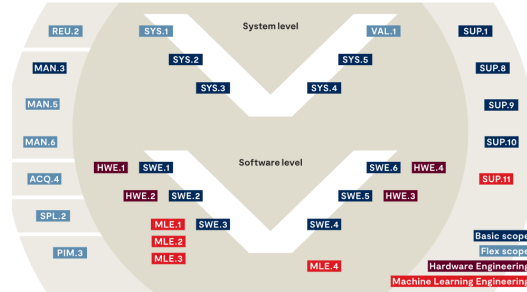


Şekil 1: V - Modeli [4]

Model Tabanlı Sistem Mühendisliği (MBSE) yöntemleri, bileşen ilişkilerini ve veri akışlarını görselleştirerek izlenebilirliği artırır ve gereksinim yönetimini kolaylaştırır [1].

3.2. A-SPICE

A-SPICE, otomotiv yazılım ve sistem geliştirme süreçlerini değerlendirmek, olgunluk seviyelerini belirlemek ve iyileştirmek amacıyla kullanılan uluslararası bir süreç modelidir [5]. ISO/IEC 15504 standardı üzerine kuruludur ve kalite ile izlenebilirliği artırmaya odaklanır [10].



Şekil 2: A-SPICE Modeli [5]

Model, gereksinim yönetimi, tasarım, entegrasyon, doğrulama ve geçerleme gibi temel süreçleri kapsar. Özellikle güvenlik kritik projelerde süreçlerin düzenli ve ölçülebilir yürütülmesini sağlar.

3.2.1. SYS.2 – Gereksinim Yönetimi

SYS.2 süreci, müşteri gereksinimlerinden türetilen sistem gereksinimlerinin:

- Test edilebilir,
- İzlenebilir,
- Ölçülebilir,
- Eksiksiz ve uygulanabilir

olmasını zorunlu kılar [2]. MBSE ile entegrasyon, gereksinimlerin modellenmesini ve değişikliklerin kontrolünü kolaylaştırır.

3.2.2. SYS.5 – Sistem Test Yönetimi

SYS.5, sistem gereksinimlerinin doğrulanması ve test edilmesini içerir [3]. Bu süreçte:

- Test senaryoları hazırlanır,
- Gereksinimlerin karşılandığı doğrulanır,
- Fonksiyonel ve güvenlik testleri uygulanır.

SYS.2 ile çift yönlü izlenebilirlik, test kapsamını garanti altına alır ve eksikliklerin erken tespitini sağlar.

3.3. SYS.2 ve SYS.5 Arasındaki İzlenebilirlik

İzlenebilirlik; gereksinimlerin uygun testlerle doğrulandığını, değişikliklerin test süreçlerine yansıtıldığını ve A-SPICE ile ISO 26262 standartlarına uyumun sağlandığını garanti eder [5]. Bunun sağladığı avantajlar:

- Tüm gereksinimlerin test edildiğini doğrulama,
- Testlerin güncel kalmasını sağlama,
- Hata tespit ve düzeltme süreçlerini hızlandırma.

Gereksinim yönetim araçları, bu süreci otomatikleştirerek test ve gereksinim verilerinin güncelliğini korur.

4. Otomotiv Yazılımında Test Stratejileri

Otomotiv endüstrisinde yazılım tabanlı sistemlerin güvenliği ve güvenilirliği, karmaşık sistemlerin entegrasyonu nedeniyle giderek daha kritik hale gelmektedir. Elektronik Kontrol Üniteleri (ECU), Gelişmiş Sürücü Destek Sistemleri (ADAS) ve Fren Kontrol Sistemleri (ABS, ESP gibi) gibi işlevlerin doğrulanması için çeşitli test stratejileri uygulanmaktadır [1, 9].

Bu doğrulama süreçlerinde, Model-in-the-Loop (MIL), Software-in-the-Loop (SIL), Hardware-in-the-Loop (HIL) ve Vehicle-in-the-Loop (VIL) test aşamaları kritik bir rol oynamaktadır [12].

Bu test aşamaları, sistem geliştirme sürecinin farklı seviyelerinde gerçekleştirilir:

- Model-in-the-Loop (MIL): Model tabanlı geliştirme süreçlerinde, kontrol algoritmalarının MATLAB/Simulink gibi araçlarla simüle edilerek doğrulandığı test aşamasıdır [12].
- Software-in-the-Loop (SIL): Yazılım kodlarının hedef donanım kullanılmadan, sanal bir ortamda test edilmesini sağlayan doğrulama yöntemidir.

- Hardware-in-the-Loop (HIL): Gerçek zamanlı sistemlerde, yazılımın donanım üzerinde simüle edilerek test edilmesini sağlayan aşamadır. Güvenlik kritik sistemlerin doğrulama sürecinde zorunlu bir test yöntemidir [13].
- Vehicle-in-the-Loop (VIL): Yazılımın gerçek araç üzerinde test edilerek doğrulandığı son aşamadır [12].

Bu çalışmada, A-SPICE SYS.5 test aktivitelerinin yürütüldüğü HIL testlerine odaklanılacaktır.

4.1. HIL Testi

HIL (Hardware-in-the-Loop) testi, otomotiv yazılım geliştirme süreçlerinde kritik bir doğrulama aşamasıdır [13].

Bu test yöntemi, geliştirilen yazılımın gerçek donanım üzerinde çalıştırılmasını simüle ederek, sistemin gerçek zamanlı çalışma performansını doğrulamak için kullanılır.

Özellikle ISO 26262 gibi güvenlik standartlarına tabi olan fren kontrol sistemleri, ABS, ESP ve ADAS fonksiyonları gibi güvenlik kritik sistemlerde HIL testleri zorunludur [9].

HIL test süreçleri aşağıdaki aşamalardan oluşur:

- Test Ortamının Hazırlanması: Gerçek ECU'lar, sensörler ve aktüatörler ile donatılmış bir test ortamı oluşturulur. HIL test platformları, yazılımın gerçek donanımla etkileşimini test etmek için kullanılır.
- Test Senaryolarının Oluşturulması: Yazılımın farklı çalışma koşullarında nasıl performans gösterdiğini anlamak için test senaryoları belirlenir [1].
- Gerçek Zamanlı Simülasyon: Sensör girdileri simüle edilerek, ECU'nun tepkisi analiz edilir [13].
- Hata Tespiti ve Analiz: Test sonuçları incelenerek, olası hatalar belirlenir ve sistemin güvenilirliği doğrulanır [5].

A-SPICE sürecinde, SYS.5 test aktiviteleri doğrudan HIL testleri ile entegredir [5].

Bu entegrasyon, sistem gereksinimlerinin test edilebilirliğini artırarak doğrulama süreçlerinde güvenilirliği sağlamaktadır. Aşağıdaki noktalar, A-SPICE SYS.5 ve HIL testleri arasındaki ilişkiyi açıklamaktadır:

- SYS.2 sürecinde belirlenen test edilebilir gereksinimler, SYS.5 sürecinde HIL testleri ile doğrulanır [5].
- Gereksinimlerden türetilen test senaryoları, HIL ortamında çalıştırılır ve test çıktıları analiz edilir.
- Sistem hatalarının erken aşamalarda tespit edilmesi sağlanarak, geliştirme süreci hızlandırılır [2].

Sonuç olarak, HIL testleri, ISO 26262 ve A-SPICE gibi uluslararası standartlarla uyumlu olarak, otomotiv yazılım güvenliğini sağlamada kritik bir rol üstlenmektedir [9, 5].

5. Test Edilebilir Gereksinimlerin Özellikleri

Otomotiv yazılım geliştirme süreçlerinde, gereksinimlerin açık, ölçülebilir ve doğrulanabilir olması, test mühendisliği süreçlerinin başarısı için kritik bir öneme sahiptir. Hatalı veya eksik gereksinimler, test süreçlerinde ek maliyetlere ve zaman kaybına neden olabilir [2, 3].

Bu çalışmada, A-SPICE SYS.2 (Gereksinim Analizi) sürecine uygun olarak test edilebilir gereksinimlerin temel özellikleri incelenmiş ve önceki projelerde elde edilen analizler ışığında en iyi uygulamalar belirlenmiştir [5].

5.1. Test Edilebilir Gereksinimlerin Temel Özellikleri

Bir gereksinimin test edilebilir olması için aşağıdaki kriterleri karşılaması gerekmektedir [1, 5]:

- Açık ve Net İfadeler İçermelidir: Gereksinimler belirsizlik içermemeli, yoruma açık olmamalıdır. Örneğin, "Sistem hızlı çalışmalıdır" ifadesi yerine "Sistem, 500 ms içinde yanıt vermelidir" gibi ölçülebilir kriterler içeren tanımlamalar kullanılmalıdır [3].
- Nesnel Olarak Doğrulanabilir Olmalıdır: Gereksinimler, belirli test senaryoları ile doğrulanabilir şekilde tanımlanmalıdır. Örneğin, bir aracın frenleme mesafesi, belirli hızlarda test edilerek doğrulanabilir bir kriter olarak tanımlanmalıdır [2].
- Ölçülebilir Kriterler İçermelidir: Performans ve fonksiyonel gereksinimler, ölçülebilir parametreler içermelidir. Ölçülebilirlik, test mühendislerinin gereksinimleri doğrulamasını ve sonuçları nesnel olarak değerlendirmesini sağlar [5].
- Teknik ve İş Gereksinimlerini Dengeli Şekilde Yansıtmalıdır: Gereksinimler, hem kullanıcı ihtiyaçlarını hem de teknik sınırlamaları göz önünde bulundurmalıdır. Hata tolerans seviyeleri, sistem entegrasyon gereklilikleri ve dış etkenlere duyarlılık, gereksinimlerin test edilebilirliğini artıran faktörler arasındadır [1].

5.2. Kaçınılması Gereken Durumlar

Gereksinimlerin doğrulanabilirliğini zorlaştıran durumlar şu şekildedir [3]:

- Belirsiz ve Yoruma Açık İfadeler: Örneğin, "Sistem hızlı çalışmalıdır" gibi sübjektif ifadeler, test edilebilir değildir. Bunun yerine, "Sistem, 500 ms içinde yanıt vermelidir" gibi ölçülebilir değerler içeren ifadeler kullanılmalıdır.
- Test Edilemeyecek Kadar Genel veya Soyut Tanımlamalar: Gereksinimler, net ve ölçülebilir kriterler içermelidir. Örneğin, "ABS sistemi etkin çalışmalıdır" ifadesi yerine "Araç hızı 60 km/s olduğunda ABS, 10 ms içinde devreye girmelidir" gibi kesin değerler belirtilmelidir [5].
- Teknik Detaylardan Yoksun veya Aşırı Karmaşık Gereksinimler: Gereksinimler, gereğinden fazla teknik terminoloji içermemeli ancak açık ve anlaşılır olmalıdır. Karmaşık veya fazla detaylandırılmış gereksinimler, test mühendisleri tarafından yanlış yorumlanabilir ve doğrulama süreçlerini zorlaştırabilir [2].

5.3. İyi ve Kötü Gereksinim Örnekleri

Aşağıda, test edilebilir ve test edilemez gereksinimlere ilişkin örnekler verilmiştir:

İyi Yazılmış Gereksinim Örnekleri:

- "Fren pedalına 50 N kuvvet uygulandığında, fren sisteminin 0.5 saniye içinde devreye girmesi gerekir." (*Ölçülebilir ve doğrulanabilir*).
- "Araç 60 km/s hızla giderken, ABS sistemi 10 ms içinde devreye girmelidir." (*Net kriterler içerir ve test edilebilir*).
- "Araç içi ekran, kullanıcı girişine 200 ms içinde tepki vermemelidir." (*Belirli bir zaman aralığı tanımlanmıştır*).

Kötü Yazılmış Gereksinim Örnekleri:

- "Fren sistemi hızlı çalışmalıdır." (*Belirsiz ve sübjektif*).
- "ABS her zaman doğru çalışmalıdır." (*Ölçülebilir kriterler içermiyor*).
- "Araç içi ekran olabildiğince hızlı tepki vermemelidir." (*Keşin zaman aralıkları belirtilmemiş*).

Test edilebilir gereksinimler yazılırken, her gereksinimin belirli, ölçülebilir ve doğrulanabilir kriterlere sahip olması gerekmektedir.

A-SPICE SYS.2 ve SYS.5 süreçleri, test edilebilir gereksinimlerin oluşturulmasını ve doğrulanmasını sağlayan çerçeveler sunmaktadır [5].

Bu bağlamda:

- Gereksinimler açık, ölçülebilir ve doğrulanabilir olmalıdır [2].
- ISO 26262 ve A-SPICE standartlarına uygun olarak test edilebilirlik sağlanmalıdır [9].
- Gereksinim yönetim araçları (IBM DOORS, CAMEO Systems Modeler vb.) ile gereksinimlerin izlenebilirliği sağlanmalıdır [1].

Bu çalışma, otomotiv yazılım geliştirme süreçlerinde test edilebilir gereksinimlerin nasıl yazılması gerektiği konusunda sistematik bir çerçeve sunmayı amaçlamaktadır.

6. Test Edilebilir Gereksinim Yazımı için Şablon ve Rehber

Test edilebilir gereksinimlerin yazımı için Tablo1'deki şablon önerilmektedir.

Bu şablon, gereksinimlerin tutarlı, izlenebilir ve test edilebilir bir şekilde tanımlanmasını sağlamaktadır [2]. Aşağıda örnek bir gereksinim şablonu kullanılarak tanımlanmış bir gereksinim gösterilmektedir:

Bu yapı sayesinde, gereksinimler test mühendisleri tarafından daha kolay anlaşılabilir ve test süreçlerine entegre edilebilir [5]. Özellikle güvenlik kritik sistemlerde, gereksinimlerin net, ölçülebilir ve doğrulanabilir olması, test süreçlerinin etkin bir şekilde yürütülmesi açısından büyük önem taşımaktadır.

7. Test Senaryoları ve Test Vakaları

Bu bölümde, sistem gereksinimlerini doğrulamak amacıyla hazırlanan test vakaları açıklanmaktadır [1]. Test senaryoları, A-SPICE SYS.5 kapsamında değerlendirilmiş ve gereksinimlerin test edilebilirliğini artırmak için yapılandırılmıştır.

Gereksinim No	Metin	Doğrulama Kriteri	Test Metodu	Test Departmanı
SG_1	Gereksinimin açık ve net bir tanımını yazın. Ne tür bir özellik veya fonksiyon gereklidir?	Gereksinimin doğru- lanması için ölçülebilir ve test edilebilir kriter- ler yazın.	Hangi test yön- temi kullanıla- cak? (HIL, SIL, MIL vb.)	Testi gerçek- leştirecek ekip veya depart- man.

Tablo 1: Test Edilebilir Gereksinim Şablonu

7.1. Test Senaryosu 1: ABS'nin Çalışır Durumda Olması

- **Test No:** Antilock Braking Test Case_1
- **İlgili Gereksinimler:** Sistem Gereksinimi_1
- **Test Tanımı:** Sistem 'Çalışır' durumdayken ABS'nin etkinleştirildiğini doğrular [12].
- **Ön Koşullar:**
 - Kontak açık olmalıdır.
 - HIL test ortamı hatasız durumda olmalıdır.
 - Kapalı döngü manevrası etkinleştirilmiş olmalıdır.
- **Test Adımları:**
 1. Hata kontrolü yapın.
 2. Sistemin 'çalışır' durumda olduğunu doğrulayın.
 3. Araç hızı, tekerlek fren basıncı, yan ivme ve yüzey durumu gibi parametreleri doğrulayın.
 4. ABS'nin etkin olduğunu doğrulayın:
"ABS_Kontrol_Modu"= Kontrol_Modu_Normal
- **Beklenen Sonuç:** ABS'nin çalışır durumda olması gerekmektedir.

7.2. Test Senaryosu 2: ABS'nin Hız Eşiğine Göre Aktivasyonu

- **Test No:** Antilock Braking Test Case_2
- **İlgili Gereksinimler:** Sistem Gereksinimi_2
- **Test Tanımı:** Araç hızı belirlenen eşik değerini aştığında, ABS sisteminin etkinleştirildiğini doğrular [12].
- **Ön Koşullar:**
 - Kontak açık olmalıdır.
 - Vites "D" konumunda olmalıdır.
 - HIL test ortamı hatasız durumda olmalıdır.
 - Kapalı döngü manevrası etkinleştirilmiş olmalıdır.
 - Araç hızı 35 km/s ile sınırlandırılmış olmalıdır.
- **Test Adımları:**
 1. $t = 1$ saniyede, sistemin Tanılama Varsayılan Oturumu'nda olduğunu doğrulayın:
 - Diagnostik İstek Gönder: 10 01
 - Beklenen Yanıt: 50 01
 2. Aracı 35 km/s hıza kadar hızlandırın.
 3. $t = 30$ saniyede fren uygulayın:

- Ön sol, ön sağ, arka sol ve arka sağ fren basıncılarını 5 bar olarak ayarlayın.

4. ABS'nin aktif olup olmadığını doğrulayın:
"ABS_Aktivite_Bayrağı"= ABS_Kontrol_Aktif

- **Beklenen Sonuç:** Araç hızı belirlenen eşik değerinin (≥ 10 km/s) üzerinde olduğunda ABS sisteminin devreye girmesi gerekmektedir.

7.3. Test Senaryosu 3: ABS'nin Arıza Durumunda Devre Dışı Kalması

- **Test No:** Antilock Braking Test Case_3
- **İlgili Gereksinimler:** Sistem Gereksinimi_3
- **Test Tanımı:** Bir arıza algılandığında ABS'nin devre dışı bırakıldığını doğrular [13].
- **Ön Koşullar:**
 - Kontak açık olmalıdır.
 - Sistemde önceden belirlenmiş hiçbir hata bulunmamalıdır.
- **Test Adımları:**
 1. Sistemin 'çalışır' durumda olduğunu doğrulayın.
 2. ABS'yi devre dışı bırakacak bir hata enjekte edin (Eşleşmeyen Teker).
 3. ABS'nin devre dışı olup olmadığını kontrol edin:
"ABS_Kontrol_Modu"= ABS_Mevcut_Değil
 4. Sarı fren uyarı lambasının yanıp yanmadığını doğrulayın.
 5. ABS Uyarı Lambası'nın hata durumunda olup olmadığını doğrulayın.
- **Beklenen Sonuç:** ABS'nin bir hata tespit edildiğinde devre dışı kalması ve gösterge panelinde uyarı vermesi gerekmektedir.

Aynı zamanda Tablo 2'de verilen test senaryoları, ABS fonksiyonlarının farklı çalışma durumlarını doğrulamak amacıyla geliştirilmiştir. Tüm testler, sistemin gereksinimlere uygun çalışmasını sağlamak için HIL test ortamında uygulanacaktır [13].

8. Sonuç

Bu çalışmada, sistem mühendisliği süreçleri kullanılarak test edilebilir gereksinimlerin yazımı ve değerlendirilmesi ele alınmıştır. A-SPICE SYS.2 (Gereksinim Analizi) ve SYS.5 (Sistem Test Yönetimi) süreçleri çerçevesinde, gereksinimlerin test

Gereksinim No	Metin	Doğrulama Kriteri	Test Metodu	Test Departmanı
SG_1	Eğer sistem 'Çalışır' durumdaysa, sistem 'Anti-lock Braking System' özelliğini etkinleştirmelidir.	ABS sisteminin aktif olduğunun doğrulanması	HIL Testi	Araç Dinamiği Test Ekibi
SG_2	Araç hızı, 'Anti-Lock Braking Aktivasyon Hızı' eşikini aştığında, sistem 'Anti-lock Braking System' özelliğini etkinleştirmelidir.	Hız eşikini aştığında ABS'nin etkinleştiğinin doğrulanması	HIL Testi	Araç Dinamiği Test Ekibi
SG_3	Eğer 'Anti-lock Braking System' devre dışı bırakılırsa, sistem Sarı ABS Uyarı Lambasının yanmasını talep etmelidir.	ABS devre dışı kaldığında uyarı lambasının yanmasının doğrulanması	HIL Testi	Gösterge Paneli Test Ekibi

Tablo 2: Test Edilebilir Gereksinim Şablonu

edilebilirliğini artırmaya yönelik metodolojiler ve iyi uygulama örnekleri incelenmiştir [5].

Öncelikle, test edilebilir gereksinimlerin net, ölçülebilir ve doğrulanabilir olması gerektiği vurgulanmış ve uygun olmayan gereksinimlerin test süreçlerini nasıl olumsuz etkileyebileceği örneklerle açıklanmıştır [1]. Daha sonra, sistem mühendisliği perspektifinden gereksinim yönetimi ve test mühendisliği arasındaki izlenebilirlik ilişkisi detaylandırılmıştır [2].

Önerilen test edilebilir gereksinim şablonu, gereksinimlerin standart hale getirilmesini, izlenebilirliğin artırılmasını ve test süreçlerinin daha verimli yürütülmesini sağlamaktadır [3]. Bu şablon, HIL (Hardware-in-the-Loop) testleri gibi doğrulama yöntemleri ile entegrasyon sağlanarak otomotiv sektöründeki test süreçlerine uygun hale getirilmiştir [13].

Çalışmanın bulguları, test edilebilir gereksinimlerin yazım kurallarına uygun olarak oluşturulmasının, geliştirme sürecinde test geri dönüşlerini azalttığını, hata tespitini hızlandırdığını ve maliyetleri düşürdüğünü göstermektedir [9]. Bu nedenle, otomotiv sektöründe A-SPICE ve ISO 26262 gibi standartlara uyum sağlamak ve yazılım kalitesini artırmak amacıyla test edilebilir gereksinimlerin sistematik bir şekilde yazılması kritik bir öneme sahiptir.

Gelecekte yapılacak çalışmalar, test edilebilir gereksinimlerin otomatik olarak doğrulanmasını sağlayan model tabanlı yaklaşımlar ve yapay zeka destekli analiz teknikleri üzerine odaklanabilir. Ayrıca, sistem gereksinimleri ile test vakaları arasındaki izlenebilirliği artırmaya yönelik araçların geliştirilmesi, test süreçlerini daha da verimli hale getirecektir [8].

9. Teşekkür

Araştırmanın uygulama aşamasında katkılarından dolayı FEV Türkiye çalışanlarına ve sistem mühendisliği takımının lideri Ebru Çağlayan'a teşekkür ederiz. Ayrıca tüm TOK katılımcılarına da teşekkürlerimizi sunarız.

10. Kaynakça

- [1] D.D. Walden, G.J. Roedler, K. Forsberg, R.D. Hamelin, T.M. Shortell, Systems Engineering Handbook - A Guide For System Life Cycle Process And Activities, *INCOSE* John Wiley and Sons, 2023.
- [2] SEAFOOD 2007, "Testable and Traceable Requirements

in Offshore Software Development", *Proceedings of SE-AFOOD Conference*, 2007.

- [3] S. Jacobs, "Introducing Measurable Quality Requirements: A Case Study", *IEEE Software*, vol. 18, no. 1, pp. 10-15, 2001.
- [4] C.H. Coşkun, O. Akdağ, "Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Uygulamalarında Proje Varyant Yönetimi", *FEV Türkiye*, 2024.
- [5] Kugler Maag, "AUTOMOTIVE SPICE V4.0 – AT A GLANCE," <https://www.kuglermaag.com/aspice4/>, accessed July 3rd, 2024.
- [6] K. Beck et al., "Manifesto for Agile Software Development", *Agile Alliance*, 2001.
- [7] K. Schwaber, J. Sutherland, "The Scrum Guide", *Scrum.org*, 2020.
- [8] J. Bosch, "Continuous Software Engineering in the Automotive Domain", *IEEE Software*, vol. 32, no. 2, pp. 12-15, 2015.
- [9] International Organization for Standardization, "ISO 26262 - Road vehicles - Functional safety", *ISO*, 2018.
- [10] P.B. Wilson, "Sizing Software with Testable Requirements", *Systems Development Management*, 2000.
- [11] W.W. Royce, "Managing the Development of Large Software Systems", *Proceedings of IEEE WESCON*, 1970.
- [12] AUTOSAR, "Automotive Open System Architecture", www.autosar.org, 2023.
- [13] D. Schütz, "Hardware-in-the-Loop Testing for Automotive Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no. 1, pp. 30-40, 2019.
- [14] B. Boehm, "A Spiral Model of Software Development and Enhancement", *ACM SIGSOFT Software Engineering Notes*, 1986.

Stereo Görüş ve YOLO Modeli ile Gerçek Zamanlı Nesne Konumlandırma ve Robotik Kontrol

Real-Time Object Localization and Robotic Control with Stereo Vision and YOLO Model

*İbrahim Karataşoğlu, Alihan Öztürk, Ali Rıza Almacan, Buse Tacal Uzun
Şeref Naci Engin, Veysel Gazi*

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

ibrahim.karatasoglu@std.yildiz.edu.tr, alihan.ozturk1@std.yildiz.edu.tr
riza.almacan@std.yildiz.edu.tr, btacal@yildiz.edu.tr, nengin@yildiz.edu.tr
vgazi@yildiz.edu.tr

Özetçe

Artan otomasyon ihtiyacı, robotik sistemlerin geliştirilmesini zorunlu kılmaktadır. Bu çalışma, nesne algılama ve konumlandırma süreçlerinin otomasyonuna yönelik bir çözüm sunmaktadır. Çalışma kapsamında, 3 eksenli bir robot kol, stereo kamera sistemi ve derin öğrenme tabanlı nesne tespiti algoritması entegre edilerek cisimlerin üç boyutlu (3B) uzaydaki konumlarının hassas bir şekilde belirlenmesi amaçlanmıştır. Sistem, kameralardan birini kullanarak YOLO (You Only Look Once) algoritması ile görüntü üzerindeki nesneleri tespit eder. Ardından, stereo kamera çiftinden elde edilen görüntüler kullanılarak bir disparite haritası oluşturulur ve bu harita üzerinden tespit edilen nesnenin (x, y, z) koordinatları hesaplanır. Elde edilen bu 3B konum bilgisi, robot kolun nesneleri işlemek üzere doğru pozisyona yönlendirilmesi için kullanılır. Bu bildiri, sistemin tasarımı, görüntü işleme ve nesne tespiti adımlarını, 3B konum belirleme metodolojisini ve robot kol kontrol mimarisini detaylı bir şekilde sunmaktadır. Çalışma, endüstriyel otomasyon alanında stereo görüş ve modern nesne tespiti tekniklerinin etkin bir şekilde kullanılabileceğini göstermektedir.

Abstract

The increasing need for automation necessitates the development of robotic systems. This study presents a solution aimed at automating object detection and localization processes. Within the scope of the study, a 3-axis robotic arm, stereo camera system, and a deep learning-based object detection algorithm are integrated to accurately determine the three-dimensional (3D) positions of objects. The system detects objects in the image using the YOLO (You Only Look Once) algorithm with one of the cameras. Subsequently, a disparity map is generated using images obtained from the stereo camera pair, and the (x, y, z) coordinates of the detected object are calculated based on this map. The resulting 3D position information

is used to guide the robotic arm to the correct position for object manipulation. This paper presents the system design, image processing and object detection steps, 3D localization methodology, and robotic arm control architecture in detail. The study demonstrates that stereo vision and modern object detection techniques can be effectively utilized in the field of industrial automation.

1. Giriş

Endüstriyel üretim ve hizmet sektörleri, artan verimlilik, hassasiyet ve maliyet optimizasyonu hedefleriyle otomasyona yönelmektedir. Robotik sistemler, bu hedeflere ulaşmada kritik bir rol oynamaktadır. Özellikle, robotların çevrelerindeki nesneleri algılayıp, konumlarını belirleyerek onlarla etkileşim kurabilmesi, otomasyonun temel gerekliliklerinden biridir. Bu, karmaşık ve düzensiz ortamlarda dahi çalışabilen sistemlerin geliştirilmesini gerektirir. Robotik uygulamalar için nesne algılama ve konumlandırma, robotik manipülasyonun en zorlu problemlerindendir. Literatürde bu alanda gerçekleştirilen çalışmaların ilk aşamaları, büyük ölçüde klasik görüntü işleme teknikleri (örneğin, kenar tespiti ve blob analizi) ve tek kamera (monocular vision) sistemleri ile sınırlı kalmıştır. Bu yaklaşımlar, derinlik bilgisi eksikliği ve karmaşık ortamlardaki sınırlı performansları nedeniyle endüstriyel manipülasyon görevlerinde yeterli başarı sağlayamamıştır. Bu kısıtlamaları aşmak amacıyla, stereo görüş sistemleri ve yapılandırılmış ışık sensörleri gibi üç boyutlu (3B) algılama yöntemleri geliştirilmiştir. Son yıllarda derin öğrenme alanındaki hızlı ilerlemeler, özellikle YOLO gibi evrimsel sinir ağı (CNN) tabanlı nesne tespit modellerinin geliştirilmesine imkân tanımıştır [1]. YOLO mimarisi, nesne algılama sürecini tek bir evrimsel ağ üzerinden gerçekleştirmesi sayesinde diğer modellere kıyasla hem yüksek doğruluk hem de üstün çıkarım hızı sunmaktadır; bu özellikleriyle karmaşık ve düzensiz ortamlar da dahil olmak üzere, gerçek zamanlıya yakın hızlarda nesne tespiti yapılabilmesini mümkün kılmaktadır. Modern yaklaşımlar, nesnelerin varlığını ve 2B konumlarını güve-

nilir biçimde belirleyerek robotik algılama doğruluğunu önemli ölçüde artırmaktadır. Özellikle kenar bilişim (edge computing) cihazları üzerinde çalışan robotik uygulamalarda, işlem hızı ve düşük gecikme öncelikli gereksinimler olarak öne çıkmaktadır. YOLO mimarisi, yüksek doğruluk ile birlikte sağladığı hızlı çıkarım kapasitesi sayesinde bu tür uygulamalar için sağlam bir temel oluşturmaktadır. Bu çalışmada, YOLO tabanlı mimarinin RGB-D (renk ve derinlik) verileriyle entegrasyonu benimsenmiş ve 3B nesne konumlarının hesaplanması sağlanmıştır. Bu yaklaşım, nesnelerin hem 2B görüntü düzleminde tespiti hem de 3B uzaydaki (x, y, z) koordinatlarının güvenilir biçimde çıkarılmasını mümkün kılmaktadır. Ayrıca, nesnelerin ardışık kareler arasında takibi, operasyonların kararlılığı ve otonom manipülasyon görevlerinin doğruluğu açısından büyük önem taşımaktadır. Gerçek zamanlı uygulamalarda bu tür mimariler, özel donanım hızlandırıcılarıyla birlikte kullanıldığında yüksek kare hızlarına ulaşmakta ve endüstriyel manipülasyon senaryolarında etkin biçimde uygulanabilmektedir [2]. Bu entegrasyon, endüstriyel otomasyon alanında stereo görüş ve modern nesne tespit tekniklerinin verimli kullanım potansiyelini ortaya koymakta olup, otonom sürüş uygulamaları kapsamında 3B nesne algılama yöntemlerinin gelişimi ve performans karşılaştırmalarını konu alan literatürü de desteklemektedir [3]. Bu çalışmanın temel amacı, 3 eksenli bir robot kol kullanarak nesneleri otonom bir şekilde tespit edip konumunu belirleyebilen bir sistem geliştirmektir. Sistem, güncel bir nesne tespiti modeli olan YOLO'yu, iki kamera kullanarak oluşturulan stereo görüş sistemiyle birleştirmektedir. Bu entegrasyon sayesinde, tek kamera ile 2B görüntüde nesnenin yeri tespit edilirken, stereo kameralardan elde edilen derinlik bilgisi ile nesnenin 3B uzaydaki (x, y, z) koordinatları hassas bir şekilde hesaplanmaktadır. Bu bildirinin devamında, Bölüm 2'de kullanılan robot kol, kamera sistemi, nesne tespiti ve 3B konumlandırma için tercih edilen materyal ve metotlar açıklanmaktadır. Bölüm 3'te, geliştirilen sistemin deneysel sonuçları sunulmakta ve bu sonuçlar tartışılmaktadır. Son olarak, Bölüm 4'te çalışmanın genel bir değerlendirilmesi yapılarak gelecek çalışmalar için önerilerde bulunulmaktadır.

2. Materyal ve Metot

Bu bölümde, önerilen otonom nesne konumlandırma sisteminin teorik altyapısı, kullanılan algoritmik yaklaşımlar ve bu yaklaşımların matematiksel temelleri sunulmaktadır. Sistem, bir kenar bilişim cihazı (Raspberry Pi) üzerinde, yapay zeka çıkarım süreçleri için özelleştirilmiş bir donanım hızlandırıcı (Hailo) ile desteklenerek çalışmaktadır.

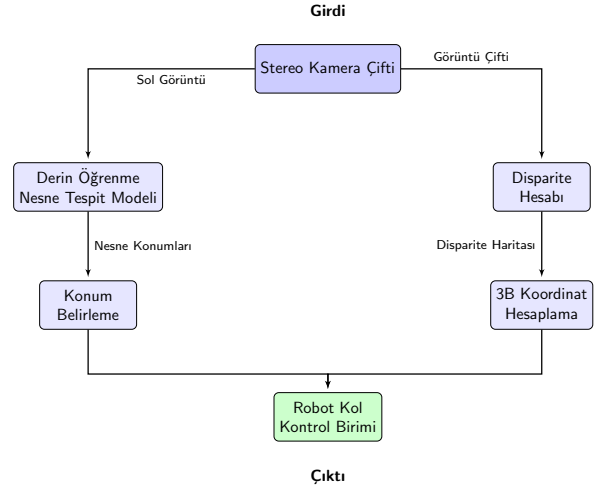
2.1. Genel Sistem Mimarisi

Geliştirilen sistem, bir stereo kamera modülü, yapay zeka tabanlı bir işlem birimi ve bir robot koldan oluşan entegre bir yapıya sahiptir. Sistemin iş akışı şu adımlardan oluşmaktadır:

- Stereo kamera çifti ile çalışma ortamının eş zamanlı görüntüleri alınır.
- Sol kameradan alınan görüntü, nesneleri tespit etmek üzere eğitilmiş bir derin öğrenme modeline girdi olarak verilir.

- Tespit edilen her nesnenin görüntü üzerindeki konumu belirlenir.
- Stereo görüntü çifti kullanılarak bir disparite haritası oluşturulur ve bu harita üzerinden tespit edilen nesnelerin üç boyutlu (3B) dünya koordinatları (x, y, z) hesaplanır.
- Hesaplanan 3B koordinatlar robot kolun kontrol birimine iletilir.

Şekil 1.' de geliştirilen sistem mimarisi sunulmuştur.



Şekil 1: Genel sistem mimarisi blok diyagramı

Bu mimari, nesnelerin gerçek zamanlı olarak hem tespit edilmesini hem de konumlarının hassas bir şekilde belirlenmesini sağlayarak otonom manipülasyon için gerekli temel veriyi üretir.

2.2. Robot Kol ve Donanım Bileşenleri

Sistemin donanım altyapısı, iki adet Picamera2 kamera, bu kameralardan elde edilen verilerin işlenmesi için Hailo AI hızlandırıcısına entegre edilmiş bir Raspberry Pi ve hedeflenen koordinatlara hareket eden robot koldan oluşmaktadır. Görüntü işleme ve derin öğrenme çıkarım süreçleri, düşük güç tüketimi ile yüksek performans sağlayan Hailo modülü üzerinde, kenar bilişim (edge computing) paradigması doğrultusunda yürütülmektedir. Hailo AI hızlandırıcısının sağladığı donanım hızlandırması sayesinde, algılama ve hesaplama döngüsü gerçek zamanlı uygulamalar için kritik önemde olan saniyede 20-25 kare (FPS) hızında gerçekleştirilmektedir. Robot kolun eklemlerinde, yüksek tork ve hassas hareket kabiliyeti sağlamak amacıyla her biri 400 watt gücünde servo motorlar kullanılmaktadır. Bu motorlar, hareket doğruluğunu ve tork iletimini artırmak için 1:100 oranında redüktörlerle donatılmıştır. Redüktörler, motor çıkışının mekanik yüklerle uyumlu hale getirilmesini sağlayarak, sistemin dinamik performansını ve enerji verimliliğini optimize etmektedir. Servo motorların kapalı çevrim kontrolü, pozisyon, hız ve tork parametrelerinin hassas şekilde yönetilmesine olanak tanımakta ve robot kolun stabil, tekrarlanabilir hareketler gerçek-

leştirmesini sağlamaktadır [4]. Robot kolun kontrolü, hedef koordinatların gerçek zamanlı olarak hesaplanmasının ardından, bu verilerin PLC (Programmable Logic Controller) üzerinden robot kola iletilmesi ile sağlanmaktadır. Raspberry Pi ile PLC arasındaki haberleşme, endüstride yaygın olarak kullanılan ve güvenilirliği yüksek olan Modbus protokolü üzerinden gerçekleştirilmekte olup, sistemin düşük gecikmeli ve kesintisiz iletişim kurmasını temin etmektedir [5].

2.3. Stereo Görüntüleme Sistemi

Sistemin algılama merkezi, sabit bir temel çizgisi (baseline) ile monte edilmiş iki adet 1536x864 piksel çözünürlüğünde kameradan oluşan bir stereo görüntüleme sistemidir. Bu sistem, insanlardaki binoküler görüşü taklit ederek, iki farklı açıdan alınan iki boyutlu görüntüler arasındaki paralaks farkından yararlanıp derinlik bilgisi elde etmeyi amaçlar. Çalışma kapsamında, sistemin yaklaşık 80 cm ile 150 cm arasındaki mesafelerde etkili bir derinlik algılaması yapması hedeflenmiştir.

Stereo sistemden doğru 3B bilgi elde edebilmek için kameraların kalibrasyonu kritik bir öneme sahiptir. Bu çalışmada, her bir kamera için 100 farklı açı ve uzaklıktan alınan dama tahtası (checkerboard) görüntüleri kullanılarak Zhang'ın kalibrasyon metodu uygulanmıştır [6]. Bu süreç sonunda her kameranın içsel parametreleri (odak uzaklığı, optik merkez) ve distorsiyon katsayıları ile kameraların birbirlerine göre konum ve yönelimini ifade eden dışsal parametreler (rotasyon ve translasyon matrisleri) hesaplanmıştır. Elde edilen bu kalibrasyon verileri (calibrationdata.npz dosyası içinde), stereo görüntü çiftini düzeltmek (rectification) için kullanılmıştır. Görüntü düzeltme, epipolar çizgileri yatay ve paralel hale getirerek stereo eşleştirme algoritmasının arama uzayını tek bir boyuta (yatay eksen) indirger ve hesaplama verimliliğini artırır.

2.4. YOLO ile Nesne Tespiti

Nesnelerin gerçek zamanlı tespiti için, YOLO mimarisine dayalı bir nesne tespit modeli kullanılmıştır [7]. Model, özellikle kenar cihazlarda yüksek performanslı çıkarım yapabilmesi için bir Hailo AI hızlandırıcısı üzerinde çalışacak şekilde optimize edilmiştir. Tespit süreci, sol kameradan gelen video akışı üzerinde gerçekleştirilir. Modelin çıkışı olan normalize edilmiş sınırlayıcı kutu koordinatları, orijinal görüntü boyutlarına geri dönüştürülür. Bu dönüşüm, modelin 1024x1024 piksellik kare girdi boyutuna uyum sağlamak için yapılan yeniden boyutlandırma ve dolgulama (padding) işlemlerini tersine çeviren bir afin dönüşümdür.

2.4.1. Veri Setinin Oluşturulması ve Etiketlenmesi

Modelin başarısı, büyük ölçüde eğitimde kullanılan veri setinin kalitesine ve çeşitliliğine bağlıdır. Bu çalışmada, modelin genelleme kabiliyetini artırmak için hibrit bir veri seti yaklaşımı benimsenmiştir. Temel olarak, alanda kabul görmüş halka açık bir veri seti kullanılmıştır. Bu mevcut veri setinin üzerine, sistemde kullanılan kameralarla özgün bir veri toplama süreci gerçekleştirilmiştir.

Bu süreçte, farklı gün ışığı koşullarında (örneğin, parlak güneş ışığı, gölgeli alanlar), farklı bakış açıları ve sistemin çalışma aralığı olan 80 cm ile 150 cm arasında değişen çeşitli

uzaklıklarda toplam 1500 adet özgün nesne görüntüsü yakalanmıştır. Toplanan bu yeni görüntüler, YOLO formatına uygun olarak dikkatlice etiketlenmiş ve mevcut açık veri seti [8] ile birleştirilmiştir. Bu zenginleştirilmiş ve çeşitlendirilmiş nihai veri seti, modelin farklı çevresel koşullar altında dahi sağlam ve güvenilir tespitler yapabilmesi için eğitilmesinde kullanılmıştır. Modelin çıkarım (inference) süreci, bu çalışma için bir Hailo AI hızlandırıcısı üzerinde çalıştırılarak optimize edilmiştir.

2.4.2. Modelin Eğitimi ve Performans Değerlendirmesi

Oluşturulan etiketli veri seti kullanılarak YOLO modeli eğitilmiştir. Eğitim sürecinde, modelin ağırlıkları, tespit hatalarını minimize edecek şekilde iteratif olarak güncellenmiştir. Modelin performansı, test veri seti üzerinde Hassasiyet (Precision), Duyarlılık (Recall) ve Ortalama Hassasiyet (mean Average Precision - mAP) gibi standart nesne tespiti metrikleri kullanılarak değerlendirilmiştir. Eğitim sonrası model, Hailo AI hızlandırıcısında verimli bir şekilde çalışması için nicemleme (quantization) gibi optimizasyon adımlarından geçirilmiştir. Şekil 2'de modelin kayıp fonksiyonlarının ve Şekil 3'de Kesinlik ve Duyarlılığın eğitim iterasyonuna göre değişimi verilmiştir.

Özellikle eğitimin ilk 6 periyodu incelendiğinde, doğrulama kayıp fonksiyonlarında belirgin bir dalgalanma gözlemlenmektedir. 2. ve 3. periyotlarda görülen keskin yükseliş ve ardından gelen hızlı düşüş, eğitimin başlangıç aşamasının tipik bir karakteristiğidir. Bu durum, başlangıçta rastgele ağırlıklara sahip olan modelin, doğrulama verileri üzerinde ilk başta çok hatalı ve aşırı güvenli tahminler yapmasından kaynaklanır. Ancak model, eğitim verilerinden temel özellikleri hızla öğrenmeye başladığında, bu büyük hataları süratle düzeltir ve ağırlıklarını optimize eder. Bu nedenle kayıp değeri hızla düşerek daha kararlı bir seyre girer. Yaklaşık 6. periyottan sonra, tüm kayıp fonksiyonları stabilize olmakta ve daha istikrarlı bir şekilde azalmaya devam etmektedir. Bu, modelin ilk "kaba" öğrenme aşamasını tamamlayıp daha "ince ayar" yaptığı bir faza geçtiğini gösterir.

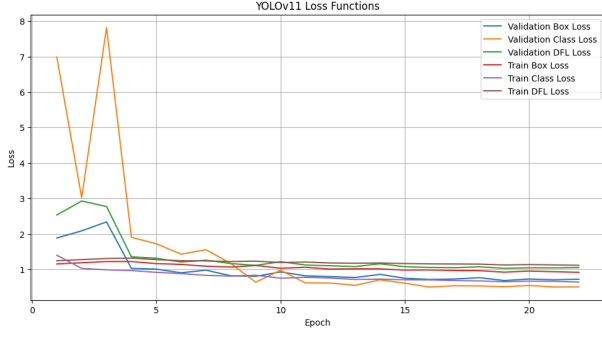
Şekil 2'deki kayıp fonksiyonlarının davranışıyla paralel olarak, Kesinlik ve Duyarlılık metrikleri de eğitimin ilk 6 periyodunda hızlı bir artış göstermektedir. Bu, modelin kayıp değerlerini düşürürken aynı zamanda tespit performansını da hızla iyileştirdiğini kanıtlar. Eğitimin ilerleyen aşamalarında her iki metrik de dalgalanmalar gösterse de genel olarak artış trendini koruyarak %80-%85 bandında yüksek bir performans seviyesine ulaşmıştır. Bu durum, eğitilen modelin hem bulduğu nesneleri yüksek bir doğrulukla tespit ettiğini (yüksek kesinlik) hem de tespit edilmesi gereken nesnelerin büyük bir çoğunluğunu kaçırmadığını (yüksek duyarlılık) ortaya koymaktadır.

2.5. Disparity Map ve 3B Konum Hesaplama

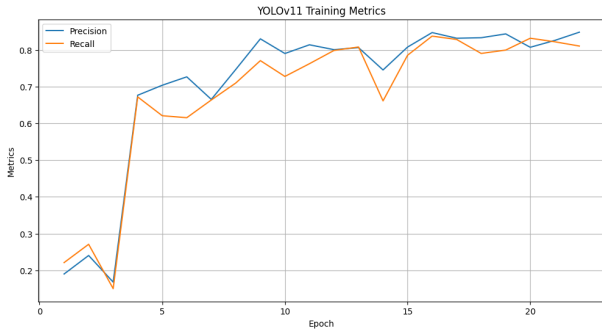
Tespit edilen nesnelerin 3B konumunu belirlemek için stereo görüntü çiftinden yararlanılır. Bu süreç, disparite haritası oluşturma ve bu haritayı 3B koordinatlara dönüştürme adımlarını içerir.

2.5.1. Stereo Eşleştirme Algoritması

Düzeltilmiş (rectified) sol ve sağ görüntüler arasındaki piksel kaymalarını (disparity) hesaplamak için Yarı Global Blok Eş-



Şekil 2: Eğitim boyunca kayıp fonksiyonları



Şekil 3: Eğitim boyunca kesinlik ve duyarlılık

leştirme (Semi-Global Block Matching - SGBM) algoritması tercih edilmiştir. SGBM, yerel blok eşleştirme yöntemlerinin hızını, global optimizasyon yöntemlerinin doğruluğu ile birleştiren bir yaklaşımdır. Algoritmanın performansı, kullanılan hiperparametreler ile doğrudan ilişkilidir. Bu çalışmada kullanılan SGBM hiperparametreleri şu şekildedir:

- **minDisparity= 0:** Minimum disparite değeri.
- **numDisparities= 96:** Aranacak maksimum disparite aralığı. Bu parametre, $Z_{min} = (f \cdot B)/d_{max}$ formülüne göre sistemin algılayabileceği minimum mesafeyi belirler; burada f odak uzaklığı, B temel çizgisi ve d_{max} maksimum disparitedir. 96 değeri, yakın mesafe-deki nesnelerin tespiti için yeterli bir aralık sunar.
- **blockSize= 5:** Eşleştirme için kullanılan blok boyutu. 5x5'lik bir pencere, nesnenin küçük doku detaylarını yakalamak ile gürültüye karşı dayanıklılık arasında bir denge kurar.
- **P1= 600 ve P2= 2400:** Bunlar, disparite haritasının pürüzsüzlüğünü kontrol eden ceza parametreleridir. 'P1', komşu pikseller arasındaki küçük disparite değişimlerini, 'P2' ise büyük değişimleri (süreksizlikleri) cezalandırır. $P2 > P1$ oranı, salkımın kenarları gibi keskin derinlik geçişlerinin korunmasına olanak tanır.

Bu parametreler, nesnelerin bulunduğu ortamın doku ve derinlik özelliklerine göre ampirik olarak optimize edilmiştir. Bu

parametrelere göre Şekil 4'de algoritmanın performansı sunulmuştur.



Şekil 4: Stereo görüntüleme algoritması testi

2.5.2. Koordinat Dönüşümleri ve (x,y,z) Tespiti

Oluşturulan disparite haritasının 2B görüntü düzleminden 3B dünya koordinatlarına dönüştürülmesi, stereo kalibrasyon sürecinde elde edilen 4×4 boyutundaki yeniden izdüşüm matrisi (Q matrix) aracılığıyla gerçekleştirilir. Bu dönüşüm, her bir pikselin (x, y) konumu ve o piksele ait disparite değeri $d(x, y)$ için, Denklem 1'de gösterilen matris çarpımını temel alır [9]:

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \\ W \end{bmatrix} = Q \begin{bmatrix} x \\ y \\ d(x, y) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Denklem 1'den elde edilen homojen koordinatlar, Denklem 2'deki gibi normalize edilerek her bir pikselin Kartezyen uzaydaki nihai $(\hat{X}, \hat{Y}, \hat{Z})$ koordinatları hesaplanır:

$$(\hat{X}, \hat{Y}, \hat{Z}) = (X/W, Y/W, Z/W) \quad (2)$$

Sistemin gerçek zamanlı performansını optimize etmek amacıyla, orijinal 1536×864 piksel çözünürlüğündeki görüntüler, hem disparite haritası hesaplaması hem de YOLO çıkarmı öncesinde `resize_scale` hiperparametresi ile yeniden boyutlandırılır. Bu küçültme işlemi, SGBM algoritmasının ve 1024×1024 piksellik girdi bekleyen YOLO modelinin işlem yükünü önemli ölçüde azaltarak sistemin 20-25 FPS hızında çalışmasına olanak tanır.

YOLO tarafından tespit edilen her bir nesneye ait sınırlayıcı kutu B_{bbox} içerisindeki 3B noktalar kümesi P_{bbox} analiz edilir. Disparite haritalarında doku eksikliği veya tekrarlayan desenler nedeniyle oluşabilecek aykırı değerlere (outlier) karşı sağlam bir tahmin elde etmek için, sınırlayıcı kutu içerisindeki piksellere karşılık gelen \hat{Z} (derinlik) değerlerinin medyanı alınır. Bu yaklaşım, Denklem 3'te formüle edilmiştir ve tekil hatalı derinlik ölçümlerinin meyvenin genel konum tahminini bozmasını engeller.

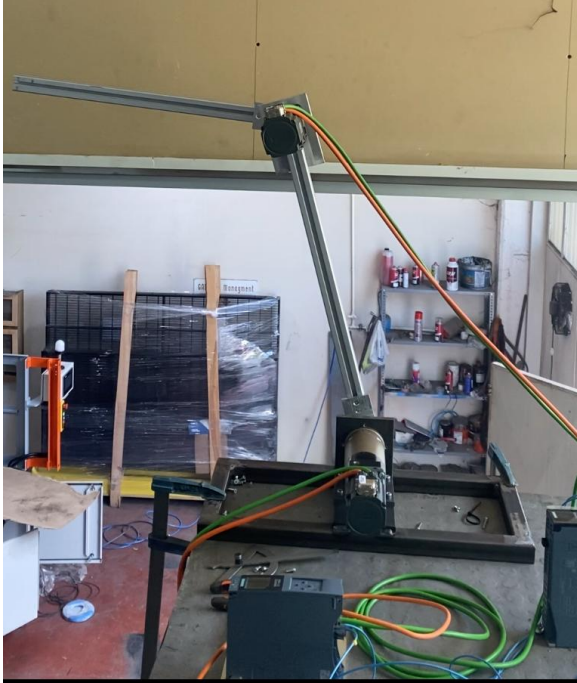
$$Z_{final} = \text{median}(\{\hat{Z}_i | (\hat{X}_i, \hat{Y}_i, \hat{Z}_i) \in P_{bbox}\}) \quad (3)$$

Konumsal kararlılığı daha da artırmak ve robot kolda titreşimli hareketleri önlemek amacıyla, sistem 15 adet ardışık kareyi işleyerek bir zamansal filtreleme uygular. Hilo'nun izleme algoritması sayesinde [10] her bir nesneye atanan benzersiz `track_id` kullanılarak, aynı salkım k için ardışık m kare boyunca tespit edilen koordinatlar kümesi $C_k = \{c_{k,1}, c_{k,2}, \dots, c_{k,m}\}$ oluşturulur; burada $c_{k,i} = (X_i, Y_i, Z_{\text{final},i})$ 'dir. Robot kola gönderilecek nihai hedef noktası \bar{c}_k , Denklem 4'te gösterildiği gibi bu koordinatların aritmetik ortalaması alınarak hesaplanır. Bu yöntem, anlık ölçüm hatalarını pürüzsüzleştirerek daha kararlı ve güvenilir bir hedefleme sağlar.

$$\bar{c}_k = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m c_{k,i} \quad (4)$$

2.6. Robot Kol Kontrol Mimarisi

Kamera koordinat sisteminde hesaplanan (X, Y, Z) hedef noktası, homojen dönüşüm matrisleri kullanılarak robot kolun taban koordinat sistemine dönüştürülür. Elde edilen hedef pozisyon verisi, robotun kontrol birimi olan Siemens S7-1500T PLC'ye iletilir. PLC, bu pozisyona ulaşmak için gerekli motor komutlarını üretir ve robot kolun hareketini sağlar. Bu çalışmada, ters kinematik hesaplamaları ve robot kol kontrolü için PLC'nin sunduğu entegre kinematik kütüphaneler kullanılmıştır. Bu yaklaşım sayesinde kontrol algoritmaları, endüstriyel standartlara uygun, optimize edilmiş ve güvenilir bir şekilde uygulanmıştır. Şekil 5'de 3 eksen için geliştirilen robot kolun 2 eksenlik kısmı verilmiştir.



Şekil 5: Robot kol düzeneği

2.6.1. İleri ve Ters Kinematik Analizi

Robot kolun uç elemanının konumu, eklem açıları kullanılarak ileri kinematik denklemleriyle hesaplanır. Her eklem açısına bağlı dönüşüm matrisleri zinciri, robotun genel konum ve oryantasyonunu belirler. Matematiksel olarak, eklem açıları $\theta = [\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n]^T$ için homojen dönüşüm matrisi:

$$\mathbf{T}(\theta) = \prod_{i=1}^n \mathbf{T}_i(\theta_i) \quad (5)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $\mathbf{T}_i(\theta_i)$, her bir eklem için tanımlanan dönüşüm matrisidir.

Ters kinematik problemi, istenen uç eleman pozisyonu ve oryantasyonuna $\mathbf{T}_{desired}$ karşılık gelen eklem açılarını bulmayı amaçlar. Bu işlem, PLC'nin kütüphane fonksiyonları kullanılarak çözülmektedir. Sayısal çözüm yöntemlerinden biri olan Jacobian tabanlı iteratif algoritma ile eklem açıları güncellenir:

$$\theta_{k+1} = \theta_k + \mathbf{J}^\dagger(\theta_k) (\mathbf{x}_{desired} - \mathbf{x}(\theta_k)) \quad (6)$$

Burada \mathbf{J}^\dagger , Jacobian matrisinin Moore-Penrose pseudoinverse'u, $\mathbf{x}_{desired}$ uç birimin hedef pozisyon ve $\mathbf{x}(\theta_k)$ uç birimin mevcut pozisyon vektörleridir. PLC'nin kütüphane fonksiyonları sayesinde bu hesaplamalar hızlı ve güvenilir biçimde gerçekleştirilerek robot kolun hassas ve kararlı hareketleri sağlanmaktadır [11].

3. Bulgular ve Tartışma

3.1. Nesne Tespiti Performansı (Hassasiyet, Kesinlik, mAP Değerleri)

YOLO modelinin performansı, ayrılmış bir test veri seti üzerinde değerlendirilmiştir. Modelin, özellikle iyi aydınlatılmış ve nesnelerin engellenmediği durumlardan oluşan test verisinde en yüksek 0.896 mAP50 değerine ulaştığı gözlemlenmiştir. Hassasiyet (Precision) ve Duyarlılık (Recall) metrikleri, modelin hem yanlış pozitif (olmayan bir nesneyi var olarak işaretleme) hem de yanlış negatif (var olan bir nesneyi atlama) oranlarının düşük olduğunu göstermiştir. Elde edilen, modelin hem sınıflandırma hem de yerleştirme görevlerinde literatürdeki benzer endüstriyel uygulamalarla rekabet edebilir düzeyde olduğunu ortaya koymaktadır.

3.2. Konum Belirleme Hassasiyeti

3B konum belirleme sisteminin hassasiyeti, hesaplanan (X, Y, Z) koordinatlarının, lazer metre gibi hassas ölçüm cihazlarıyla ölçülen gerçek (ground-truth) koordinatlarla karşılaştırılmasıyla değerlendirilmiştir. Yapılan analizler, sistemin 80-150 cm çalışma aralığında ortalama hata payının (3-5 cm) robot kolun manipülasyon için ihtiyaç duyduğu toleranslar dahilinde olduğunu göstermiştir. Hata payının, hedefin kameraya olan uzaklığı arttıkça, disparate değerlerindeki küçük hataların derinlik hesaplamasında daha büyük etkilere yol açması nedeniyle bir miktar arttığı gözlemlenmiştir. Özellikle sınırlayıcı kutu içindeki Z değerlerinin medyanının alınması, aykırı derinlik değerlerinin etkisini azaltarak konum doğruluğunu önemli ölçüde iyileştirmiştir.

3.3. Sistemin Genel Performansının Değerlendirilmesi ve Karşılaşılan Zorluklar

Sistemin genel performansı, gerçek zamanlı tespit ve konumlandırma yeteneği açısından başarılı bulunmuştur. Hailo AI hızlandırıcısı kullanımı, sistemin saniyede 20-25 kare (FPS) gibi yüksek bir işleme hızına ulaşmasını sağlamış, bu da akıcı ve gerçek zamanlı bir operasyon için yeterli olduğunu göstermiştir. Ancak, deneysel çalışmalar sırasında bazı zorluklarla karşılaşmıştır:

- Doğrudan güneş ışığı veya yoğun gölgeler, görüntüde aşırı pozlanmış veya karanlık bölgeler oluşturarak hem YOLO tespitini hem de SGBM stereo eşleştirmesini olumsuz etkilemiştir.
- Nesnelerin kısmen engellenmesi, sınırlayıcı kutunun hatalı çizilmesine ve dolayısıyla 3B konumun yanlış hesaplanmasına neden olabilmektedir.
- Tekdüze ve dokusuz yüzeyler, stereo eşleştirme algoritmalarının güvenilir bir şekilde karşılık gelen noktaları bulmasını zorlaştırarak disparite haritasında gürültüye yol açmıştır.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, otonom nesne manipülasyonu için bir robot kola rehberlik edebilecek, stereo görüş tabanlı bir 3B algılama sistemi başarıyla geliştirilmiş ve test edilmiştir. Sistem, YOLO tabanlı bir derin öğrenme modeli ile nesnelerin gerçek zamanlı olarak tespit etmekte ve SGBM algoritması kullanarak bu nesnelerin 3B uzaydaki konumlarını yüksek bir hassasiyetle hesaplamaktadır. Kenar bilişim donanımı üzerinde çalışan sistem, endüstriyel otomasyon için pratik ve verimli bir çözüm potansiyeli sunmaktadır. Gelecek çalışmalarda, robot kol kontrolü için Solidworks'den elde edilen robot kol dinamiği kullanılarak MATLAB ve Simulink ortamında robust kontrol yöntemleri geliştirilecektir. Karşılaşılan zorlukların üstesinden gelmek amacıyla, aşırı ışık veya gölge etkilerini azaltmak için yüksek dinamik aralıklı (HDR) kameralar ve veri artırma teknikleri kullanılacaktır. Kısmen engellenen nesnelerde oluşabilecek tespit hatalarını minimize etmek için çoklu kamera sistemleri ve nesne izleme algoritmaları uygulanacaktır. Ayrıca, tekdüze yüzeylerde stereo eşleştirme problemlerini gidermek için yapay dokular veya derin öğrenmeye dayalı stereo algoritmaları tercih edilecektir.

5. Teşekkür

Bu çalışmanın tamamlanmasında desteklerini esirgemeyen tüm hocalarımıza, çalışma arkadaşlarımıza ve ailelerimize teşekkür

ederiz. Ayrıca, çalışma ortamının hazırlanması ve gerekli donanımların sağlanmasında emeği geçen Hürmaksan Otomasyon ve Makine, Robogör Robot ile Görme Teknolojileri firmalarına şükranlarımızı sunarız.

6. Kaynakça

- [1] J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick, and A. Farhadi, "You Only Look Once: Unified, Real-Time Object Detection," in Proc. IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), Las Vegas, NV, USA, 2016, pp. 779-788.
- [2] M. Takahashi, A. Moro, Y. Ji, and K. Umeda, "Expandable YOLO: 3D Object Detection from RGB-D Images," arXiv preprint arXiv:2006.14837, 2020.
- [3] E. Arnold, O. Y. Al-Jarrah, M. Dianati, S. Fallah, D. Oxtoby, and A. Mouzakitis, "A Survey on 3D Object Detection Methods for Autonomous Driving Applications," in Proc. IEEE 18th International Conference on Intelligent Transportation Systems (ITSC), Las Palmas de Gran Canaria, 2015, pp. 2634-2641, doi: 10.1109/ITSC.2015.7313398.
- [4] J. J. Craig, *Introduction to Robotics: Mechanics and Control*, 4th ed., Pearson, 2018.
- [5] Modbus Organization, *Modbus application protocol specification*, v1.1b3, 2012.
- [6] Z. Zhang, "A flexible new technique for camera calibration," *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 22, no. 11, pp. 1330-1334, Nov. 2000, doi: 10.1109/34.888718.
- [7] R. Khanam and M. Hussain, "YOLOv11: An Overview of the Key Architectural Enhancements," arXiv preprint arXiv:2410.17725, 2024.
- [8] Thiago Santos, L. de Souza, dos Santos Andrezaand S. Avila, "Embrapa Wine Grape Instance Segmentation Dataset - Embrapa WGSD". Zenodo, Jul. 26, 2019, doi: 10.5281/zenodo.3361736.
- [9] R. Hartley and A. Zisserman, *Multiple View Geometry in Computer Vision*, 2nd ed., Cambridge University Press, 2004.
- [10] Y. Zhang et al., "ByteTrack: Multi-Object Tracking by Associating Every Detection Box," in Proc. Eur. Conf. Comput. Vis. (ECCV), Tel Aviv, Israel, 2022, pp. 1-21, doi: 10.1007/978-3-031-20071-7-1.
- [11] R. M. Murray, Z. Li, and S. S. Sastry, *A Mathematical Introduction to Robotic Manipulation*, CRC Press, 1994.

Takip Problemlerinde SDRE ve θ -D Yöntemlerinin Performans Karşılaştırması

Performance Comparison of SDRE and θ -D Methods in Tracking Problems

Zeki Gül¹, Meryem Deniz², Enver Tatlıcioğlu³

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Katip Çelebi Üniversitesi, İzmir

{meryem.deniz}@ikc.edu.tr

^{1,3}Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ege Üniversitesi, İzmir

{91240000649}@ogrenci.ege.edu.tr

{enver.tatlicioglu}@ege.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, kontrol sistemlerinde pozisyon takip probleminin çözümü için θ -D (Theta-D) yöntemi uygulanmış ve performansı Durum Bağımlı Riccati Denklemi (SDRE) tabanlı kontrol yaklaşımı ile karşılaştırılmıştır. Öncelikle, takip probleminin çözümü için bir maliyet fonksiyonu tanımlanmış, Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB) denklemleri ve kuvvet serisi açılımı yöntemlerinden yararlanılarak θ -D kontrol yasası türetilmiştir. Daha sonra, aynı takip senaryosu SDRE yöntemi ile çözülerek her iki yaklaşımın pozisyon takip performansı ve takip hatası simülasyon ortamında karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçları, θ -D yönteminin belirli koşullar altında SDRE yaklaşımına kıyasla avantaj ve sınırlılıklarını ortaya koymaktadır.

Abstract

In this study, the θ -D (Theta-D) method was applied to solve the position tracking problem in control systems, and its performance was compared with a State-Dependent Riccati Equation (SDRE)-based control approach. First, a cost function was defined for the solution of the tracking problem, and the θ -D control law was derived by employing Hamilton-Jacobi-Bellman (HJB) equations and the power series expansion method. Subsequently, the same tracking scenario was solved using the SDRE method, and the position tracking performance and tracking error of both approaches were compared in a simulation environment. The simulation results reveal the advantages and limitations of the θ -D method compared to the SDRE approach under certain conditions.

1. Giriş

Takip problemi (tracking problem), zamanla değişen bir referans sinyali mümkün olan en düşük hata ile izlemesini

sağlama problemidir. Bu problem, robotik, otomotiv, havacılık ve süreç kontrolü gibi birçok mühendislik ve endüstriyel uygulamada merkezi bir rol oynamaktadır. Ayrıca otonom araç çalışmalarıyla birlikte popüler araştırma konusu olmuştur. Temel amaç, sistemin dinamik yapısı, bozucular ve model belirsizliklerine rağmen, çıkışın istenen referans izine yakın kalmasını sağlamaktır. Takip problemleri, kontrol teorisinde hem teorik hem uygulamalı yönleri açısından önemlidir; çünkü yalnızca kararlılık değil aynı zamanda istenen performansın sağlanması hedeflenir. Bu bağlamda, klasik Oransal-Türevsel-İntegral (PID) kontrol, optimal kontrol, uyarlanabilir kontrol, model öngörülmesi kontrol (model predictive control (MPC)) gibi birçok kontrol tekniği geliştirilmiştir. Bu çalışmada SDRE/ θ -D kontrolcüsü kullanılarak takip problemi çözülmeye çalışılmıştır.

Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, su, su altı, hava, kara gibi farklı dış ortamlarda ve endüstriyel süreçlerde karşılaşılan takip problemlerinin çözümüne yönelik çeşitli kontrol yaklaşımlarının önerildiği görülmektedir [1, 2, 3, 4, 5]. Bu çalışmalarda, klasik PID kontrol, gürbüz kontrol, kayan kipli kontrol (SMC), MPC, uyarlanabilir kontrol, bulanık mantık temelli kontrol, yapay sinir ağı temelli kontrol ve optimal kontrol gibi yöntemler kullanıldığı görülmektedir. Klasik PID kontrolcü, uygulama kolaylığı, düşük hesaplama maliyeti ve çoğu sistem için yeterli kararlılık ve izleme performansı sunması nedeniyle en yaygın tercih edilen yöntemdir. Sistem doğrusal olmayanlıklar, belirsizlikler veya hızlı dinamik değişimler içeriyorsa, SMC, MPC gibi yapılar ile daha iyi performans sağlayabilmektedir. Bulanık mantık ve yapay sinir ağı tabanlı kontrol sistemleri, özellikle karmaşık, doğrusal olmayan veya modellenmesi zor sistemlerde sezgisel ya da veriye dayalı çözüm sağlamaktadır. Optimal kontrol ise, performansla bakılarak en iyi kontrol sinyali üretmeyi hedefler, ancak uygulamada genellikle sistem modelinin tam bilgisine ihtiyaç duyar ve yüksek hesaplama yükü gerektirebilir.

[1, 2, 3, 4, 5] makaleleri incelendiğinde optimal kont-

rol tekniklerinden Doğrusal Karesel Regülatör (Linear-Quadratic Regulator (LQR)), Doğrusal Karesel Gauss (Linear-Quadratic-Gaussian (LQG)) , MPC, θ -D tercih edildiği görülmektedir. [6, 7] çalışmalarında SDRE tekniğinden yararlanarak kontrol girdisi önermişlerdir. [6] basitleştirilmiş SDRE önererek optimal takip problemine çözüm sunmaktadır. Yazarlar tarafından Matris Diferansiyel Riccati Denklemi (DRE) ile Vektör Diferansiyel Denkleminin (VDE) çözümlerini içeren bir MATLAB programı kullanılmaktadır. Bu yaklaşım, mevcut yöntemin getirdiği işlem yoğunluğuna rüzgar türbinleri için çözüm sunmaktadır. [7] çalışmasında ise su altı araçlarında takip problemi için SDRE tabanlı kontrol girdisi önermektedir. Yazar önerdiği modeli [8] makalesinde önerilen kontrol SMC tabanlı kontrolcü ile karşılaştırmaktadır. SDRE tabanlı kontrolcünün SMC tabanlıya kıyasla yetersiz olduğu fakat belirsiz terimlerin sınırları hakkında önceden bilgi sahibi olması gerektiğini göstermişlerdir. [9, 10, 11, 12, 13, 14] çalışmalarında optimal kontrol yöntemi olan θ -D tekniğini kullanarak kontrolcülerini geliştirmişler. Makalelerdeki ortak ilerleyiş dikkat çekmektedir. SDRE ve HJB denklemi çözümleri, ve kuvvet seri açılımları çalışmalarda görülmektedir. [9] uzay aracı için, [10, 13, 12] füze için, [11] eğimli(tilt)-rotor hava aracı için, [14] füze için θ -D tabanlı kontrolcü geliştirmiş ve bahsedilen işlemleri yapmışlar. [10] çalışmasında SDRE tekniğine karşı θ -D tabanlı kontrolcünün daha başarılı olduğunu göstermiştir. [14] dört pervaneli robot (quadrator) için LQR, θ -D, SDRE teknikleri ile iç kontrolcü önermiştir, birbirine yakın sonuçlar alınan deneylerde θ -D z-ekseninde kontrolde en iyi performansı verdiği görülmüştür. [11] ise hava aracını ilk 50s PID ve sonraki 50s ise θ -D kontrolcüye geçerek pozisyon ve dönme açılarını karşılaştırmış, pozisyon değerlerinde ve sapma (yaw), yunuslama (pitch) dönme değerlerinde θ -D ile daha iyi sonuçlar elde etmiştir. Bu çalışmada optimal pozisyon takip problemine θ -D tekniği ile kontrolcü önerilmiştir. Bölüm 2 içerisinde SDRE ve θ -D tekniklerini açıklanmaktadır, Bölüm 3 içerisinde simülasyon tasarımı ve SDRE & θ -D tabanlı kontrolcülerin sonuçları paylaşılmaktadır. Bölüm 4 ise değerlendirme ve çıkarımları içermektedir.

2. Problem Formulasyonu

2.1. SDRE Analizi

SDRE tabanlı kontrolcü geliştirmek için doğrusal olmayan bir modelin zamana bağlı durum uzayı (Denklem (1)), referans modelin durum uzayı (Denklem (3)), iki model arasındaki hata (Denklem (4)) ve bunlara bağlı maliyet fonksiyonu (Denklem (10)) hesaplanarak tasarıma başlanmaktadır. $x \in \mathbb{R}^6, u \in \mathbb{R}^2, A \in \mathbb{R}^{6 \times 6}, B \in \mathbb{R}^{6 \times 2}$ sırasıyla durum vektörü, kontrol girdisi, sistem matrisi, giriş matrisi olarak tanımlanabilir.

$$\dot{x} = A(x)x(t) + B(x)u(t) \quad (1)$$

$$y = Cx(t) \quad (2)$$

$$\dot{x}_{ref} = A_{ref}(x_{ref})x_{ref}(t) + B_{ref}(x_{ref})r(t) \quad (3)$$

iki model arasındaki hatayı tanımlamak için $\bar{x} \triangleq x - x_{ref}$ ve $\bar{u} \triangleq u - u_d$ ileri işlemler için varsayılır,

$$\dot{\bar{x}} = \dot{x} - \dot{x}_{ref} \quad (4)$$

$$\dot{\bar{x}} = Ax + Bu - (A_{ref}x_{ref} + B_{ref}r) \quad (5)$$

referans model parametreleri $A_{ref} = A - BK$ and $B_{ref} = BKC^T$ olarak tanımlandığında Denklem (6) ve Denklem (7) aşağıdaki gibi hesaplanır, ayrıca C Denklem 2 içerisinde görülen çıkış vektörünün matrisini ifade ederken $K = R^{-1}B^TP$ olarak ileride SDRE çözümleri ile hesaplanacaktır,

$$\dot{\bar{x}} = Ax + Bu - ((A - BK)x_{ref} + (BK C^T)r) \quad (6)$$

$$\dot{\bar{x}} = A(x - x_{ref}) + Bu + BKx_{ref} - (BK)C^Tr \quad (7)$$

$u_d \triangleq K(C^Tr - x_{ref})$ tanımı, Denklem (7) içerisinde yerleştirildiğinde Denklem (8) ve Denklem (9) elde edilir,

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B(u - u_d) \quad (8)$$

$$\dot{\bar{x}} = A\bar{x} + B\bar{u} \quad (9)$$

Model hatası ve kontrol girdi hatasına bağlı maliyet fonksiyonu (J_1) Denklem (10) gibi tanımlanır,

$$J_1 = \frac{1}{2} \int_0^\infty [\bar{x}^T Q \bar{x} + \bar{u}^T R \bar{u}] dt \quad (10)$$

$Q \in \mathbb{R}^{6 \times 6}$ ve $R \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ sırasıyla pozitif tanımlı durum ağırlık ve pozitif tanımlı kontrol ağırlık matrisleridir. Denklem (10), Denklem (9) ve lagrange çarpını (λ) teriminden (Denklem (12)) yararlanılarak, kontrol girdisi tasarımında kullanılacak Hamiltonian denklemi Denklem (11) gibi tanımlanır,

$$H = \frac{1}{2} [\bar{x}^T Q \bar{x} + \bar{u}^T R \bar{u}] + \lambda^T (A\bar{x} + B\bar{u}) \quad (11)$$

$$\lambda = P(x - x_{ref}) = P\bar{x} \quad (12)$$

P pozitif tanımlı SDRE çözüm matrisidir. Denklem (11) \bar{u} üzerinden türevlendiğinde \bar{u} Denklem (13) gibi elde edilir,

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial \bar{u}} &= 0 \\ R\bar{u} + B^T \lambda &= 0 \\ \bar{u} &= -R^{-1} B^T \lambda \\ \bar{u} &= -R^{-1} B^T P \bar{x} \end{aligned} \quad (13)$$

\bar{u} Denklem (11) içerisinde yerine yazılıp, Denklem (11) \bar{x} üzerinden türevlendiğinde ilerleyen işlemlerde yardımcı olacak denklemlerin elde edilmesi sağlanacaktır,

$$\begin{aligned} \frac{\partial H}{\partial \bar{x}} &= -\dot{\lambda} \\ Q\bar{x} + A^T \lambda &= -\dot{\lambda} \end{aligned} \quad (14)$$

Denklem (12) türevi aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$\dot{\lambda} = \dot{P}\bar{x} + P\dot{\bar{x}} \quad (15)$$

$$\dot{\lambda} = \dot{P}\bar{x} + P(A\bar{x} + B\bar{u}) \quad (16)$$

Cebirsel Riccati (Algebraic Riccati) denklemi, sonlu olmayan zamanda takip kontrolü çözümü için aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$PA + A^T P - PBR^{-1}B^T P + Q = 0 \quad (17)$$

P hesaplandıktan sonra, kontrol girdisini ($u = \bar{u} + u_d$) Denklem (18) gibi hesaplayabiliriz,

$$u = -R^{-1}B^T P(x - x_{ref}) + u_d \quad (18)$$

Elde edilen kontrol girdisi ile Denklem (10)'deki maliyet fonksiyonunun minimize edilmektedir. Gelecek bölümde ise $\theta - D$ metodu ile tasarlanan kontrol girdisi ile Denklem (20)'deki maliyet fonksiyonunun minimizasyonu amaçlanmaktadır.

2.2. Theta-D Analizi

A ve B ağırlık matrislerinin durum bağımlı varsayımı ve $P = \frac{\partial V}{\partial x}$ eşitliği kullanılarak HJB denklemi (Denklem (17)) aşağıdaki gibi tanımlanabilir,

$$\frac{1}{2} \left[\frac{\partial V^T}{\partial x} A(x) + A^T(x) \frac{\partial V}{\partial x} - \frac{\partial V^T}{\partial x} B(x) R^{-1} B^T(x) \frac{\partial V}{\partial x} + Q(x) \right] = 0 \quad (19)$$

θ -D tekniği ile çözüm için maliyet fonksiyonu aşağıdaki gibi güncellenebilir,

$$J_1 = \frac{1}{2} \int_0^\infty [\bar{x}^T [Q_0 + \theta (\frac{Q_x(\bar{x})}{\theta})] \bar{x} + \bar{x}^T [\sum_{i=0}^n D_i \Theta^i] \bar{x} + \bar{u}^T R \bar{u}] dt \quad (20)$$

Ayrıca $\frac{\partial V}{\partial x} = \sum_{i=0}^n T_i \Theta^i$ ile kuvvet seri açılımı ile kontrol girdisi aşağıdaki gibi tasarlanabilir,

$$u = -R^{-1}B^T(x)(T_0 + T_1\theta + T_2\theta^2)(x - x_{ref}) + \dots \dots R^{-1}B^T(x)(T_0 + T_1\theta + T_2\theta^2)(C^T r - x_{ref}) \quad (21)$$

T_i ve θ^i , $i \in [0, 1, 2]$, $\frac{\partial V}{\partial x}$ teriminin kuvvet serisi açılımından elde edilen katsayılar olarak tanımlanmıştır. Kontrol girdisi Denklem (14) içerisinde yerine koyulup "i." seriyeye göre denklemler gruplandırıldığında Denklem (22), Denklem (23), Denklem (24) elde edilir, denklemler lineerleştirilerek sırasıyla T_0 , T_1 , T_2 çözümlerine ulaşılır.

$$T_0 A_0 + A_0^T T_0 - T_0 B R^{-1} B^T T_0 + D_0 = 0 \quad (22)$$

$$T_1(A_0 - B R^{-1} B^T T_0) + (A_0^T - T_0 B R^{-1} B^T) T_1 = -\frac{T_0 A(x)}{\theta} - \frac{A^T(x) T_0}{\theta} - D_1 + T_0 B_0 R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_0 + \dots \dots T_0 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} B_0^T T_0 - \frac{Q_x(x)}{\theta} \quad (23)$$

$$T_2(A_0 - B R^{-1} B^T T_0) + (A_0^T - T_0 B R^{-1} B^T) T_2 = -\frac{T_1 A(x)}{\theta} - \frac{A^T(x) T_1}{\theta} - D_2 + T_1 B_0 R^{-1} B_0^T T_1 + \dots \dots T_0 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_0 + T_1 B_0 R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_0 + \dots \dots T_1 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} B_0^T T_0 + T_0 B_0 R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_1 + \dots \dots T_0 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} B_0^T T_1 \quad (24)$$

$D_0 = Q$ varsayımı yapıldığında perturbasyon matrisleri D_1 and D_2 aşağıdaki gibi seçilebilir,

$$D_1 = k_1 e^{-l_1 t} \left[-\frac{T_0 A(x)}{\theta} - \frac{A^T(x) T_0}{\theta} + \dots \dots T_0 B_0 R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_0 + T_0 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} B_0^T T_0 - \frac{Q_x(x)}{\theta} \right] \quad (25)$$

$$D_2 = k_2 e^{-l_2 t} \left[-\frac{T_1 A(x)}{\theta} - \frac{A^T(x) T_1}{\theta} + \dots \dots T_1 B_0 R^{-1} B_0^T T_1 + T_0 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_0 + \dots \dots T_1 B_0 R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_0 + \dots \dots T_1 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} B_0^T T_0 + T_0 B_0 R^{-1} \frac{B^T(x)}{\theta} T_1 + \dots \dots T_0 \frac{B(x)}{\theta} R^{-1} B_0^T T_1 \right] \quad (26)$$

Bu hesaplamalar sayesinde Denklem (22), Denklem (17)'nin bilinen sistem dinamikleri ile Cebirsel Riccati denkleminin çözümünü vermektedir. Denklem (22)'deki T_0 çözümünü Denklem (23)'de kullanarak T_1 in çözümüne ulaşılmaktadır. Aynı şekilde, Denklem (24)' de T_1 i kullanarak T_2 'nin çözümüne ulaşılmaktadır. Bu denklemler ile, doğrusal olmayan denklem çözümlerini doğrusallaştırarak kullanmak amaçlanmıştır.

3. Benzetim Sonuçları

Simülasyon çalışması MATLAB Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Sistem durumları aşağıdaki şekilde gösterilmiştir,

$$X = [x \ y \ \theta \ \dot{x} \ \dot{y} \ \dot{\theta}]^T \quad (27)$$

Kontrol amacı hem x hem de y yörüngelerini izlemektir. Sistem dinamiklerinin A ve B 'si aşağıda verildiği gibi sistem durumlarına bağlıdır,

$$A(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -\frac{m_g g \sin(\theta)}{m_x} & -\frac{d}{m_x} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{m_g g (\cos(\theta)-1)}{m_y} & 0 & -\frac{d}{m_x} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{\cos(\theta)}{m_x} & -\frac{\sin(\theta)}{m_x} \\ \frac{\sin(\theta)}{m_y} & \frac{\cos(\theta)}{m_y} \\ \frac{r}{J} & 0 \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Model parametreleri şu şekilde verilmiştir: $m_g = 0.46 \text{ kg}$, $m_x = 4.9 \text{ kg}$, $m_y = 8.5 \text{ kg}$, $r = 0.12 \text{ m}$, $J = 0.05 \text{ kg m}^2$, $d = 1.2$ and $g = 9.81 \text{ m s}^{-2}$. Maksimum

kuvvetler 50 N seçilmiştir.
Takip edilmesi istenen değer

$$r(t) = [10 \quad 0.1 \sin(0.01t)]^T$$

Kontrol ve durum ağırlık matrisleri şu şekilde seçilmiştir: $R = \text{diag}([1000 \quad 100])$, $Q_x = \text{diag}([100x_3 \quad 1000x_1])$, $Q = \text{diag}([10000 \quad 10^4])$

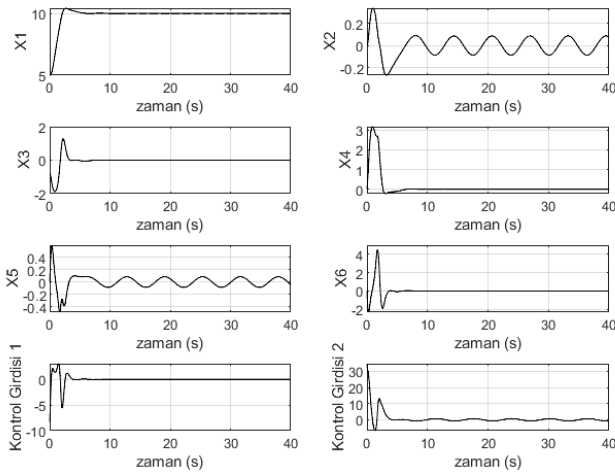
Şekil 1 ve Şekil 4 sırasıyla SDRE ve θ -D tabanlı optimal kontrolcülerin sistemin durum değişkenlerini (Denklem 27) ve kontrol girdileri sonuçları içermektedir. İki tasarımda takip edilmesi istenen x, y değişkenleri çizimlerde X1, X2 olarak tanımlanmıştır.

Şekil 2 ve Şekil 5 sırasıyla SDRE ve θ -D tabanlı metotların sistem durumlarından gerçek modelin ilk durum uzayını (X1), referans modelin ilk durum uzayını (Xref1) ve takip edilmesi istenen referans değerini (Referans) göstermektedir. Şekil 3 ve Şekil 6 sırasıyla SDRE ve θ -D tabanlı metotların sistem durumlarından gerçek modelin ikinci durum uzayını (X2), referans modelin ikinci durum uzayını (Xref2) ve takip edilmesi istenen referans değerini (Referans) göstermektedir. Şekillerden görüldüğü gibi her iki yöntemde takip sağlanmıştır.

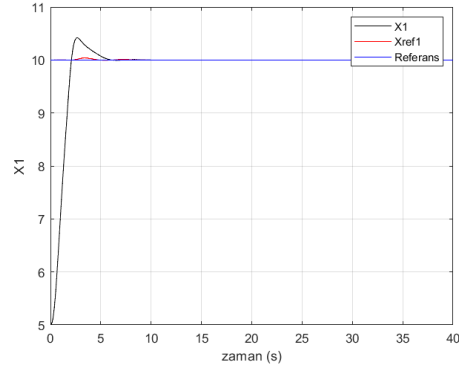
SDRE tabanlı kontrolcü performansı incelendiğinde X1 için 5.3s'den sonra X1ref ile aradaki hata, X2 için 4.9s'den sonra X2ref ile aradaki hata 0.05m altına inmektedir. Ayrıca grafikte de görüldüğü gibi X2 referans doğrultuyu takip etmekte sabit bir hata ile çalışmaktadır.

θ -D tabanlı kontrolcü performansı incelendiğinde X1 için 8.43s'den sonra X1ref ile aradaki hata, X2 için 5.28s'den sonra X2ref ile aradaki hata 0.05m altına inmektedir. Ayrıca grafikte de görüldüğü gibi X1 ve X2 referans doğrultuyu takip etmekte sabit bir hata ile çalışmaktadır.

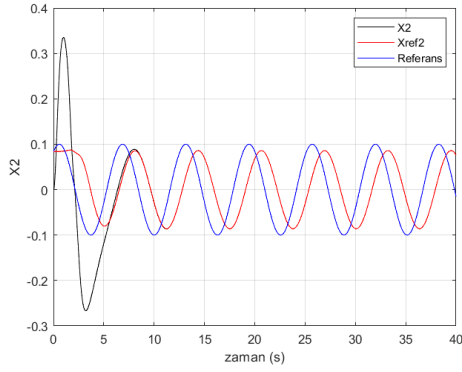
Her iki kontrolcünün maliyet fonksiyonları incelendiğinde SDRE için $1.4511896e+05$, θ -D için $3.0368220e+05$ olduğu görülmektedir. Bu sonuca göre θ -D tabanlı kontrolcü SDRE tabanlı tasarıma göre hem daha maliyetlidir hem daha düşük performans göstermektedir.



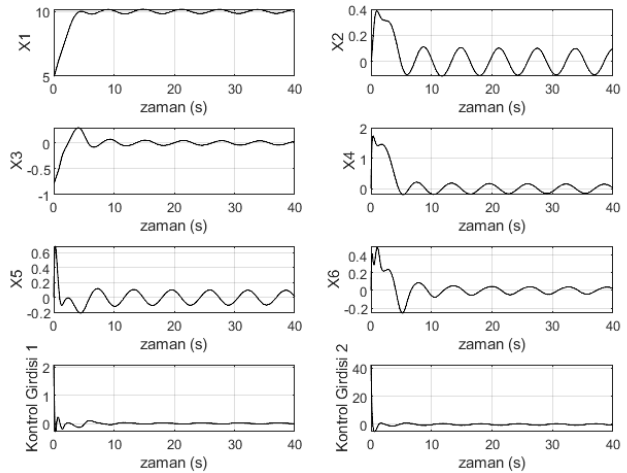
Şekil 1: SDRE tabanlı kontrolcü tasarımında Durum Değişkenlerinin ve Kontrol Girdisinin zaman bağlı değişimi



Şekil 2: SDRE tabanlı kontrolcünün durum-1 için takip performansı



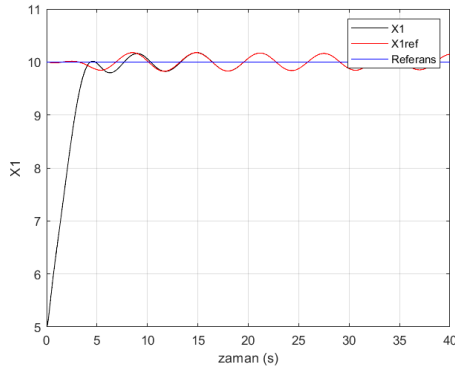
Şekil 3: SDRE tabanlı kontrolcünün durum-2 için takip performansı



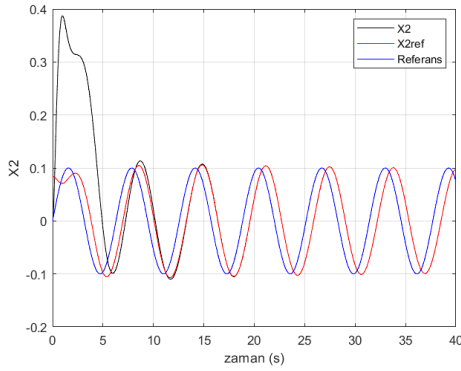
Şekil 4: θ -D tabanlı kontrolcü tasarımında Durum Değişkenlerinin ve Kontrol Girdisinin zaman bağlı değişimi

4. Sonuç

Bu çalışmada, kontrol sistemlerinde pozisyon takip probleminin çözümünde θ -D (Theta-D) yönteminin uygulanabilirliği ve



Şekil 5: θ -D tabanlı kontrolcünün durum-1 için takip performansı



Şekil 6: θ -D tabanlı kontrolcünün durum-2 için takip performansı

performansı, SDRE tabanlı kontrol yaklaşımı ile karşılaştırılmıştır. Takip probleminin çözümüne yönelik olarak tanımlanan maliyet fonksiyonu kullanılarak, HJB denklemleri ve kuvvet serisi açılımı yöntemleriyle θ -D kontrol yasası türetilmiştir. Simülasyonlar, aynı takip senaryosunun SDRE yöntemiyle modellenmesini ve her iki yaklaşımın pozisyon takip performansı ile takip hatalarının değerlendirilmesini sağlamıştır. Elde edilen sonuçlar, θ -D yönteminin belirli koşullar altında SDRE yaklaşımına göre bazı avantajlar ve sınırlılıklar taşıdığını göstermektedir. Yapılan simülasyonlar, θ -D yönteminin belirli koşullarda SDRE yaklaşımına göre daha düşük takip hatası, yüksek pozisyon doğruluğu sağlayabildiğini ve hesaplama sayısını en uygun hale getirerek yüksek mertebeden problemlerin pratikte uygulanabilirliğini artırdığını, ancak tüm senaryolarda üstünlük göstermediğini ortaya koymuştur. Bu durum, θ -D yönteminin uygun koşullarda etkili bir alternatif olabileceğini, ancak tasarım ve uygulama aşamalarında yöntem seçiminin problem özelliklerine bağlı olarak dikkatle yapılması gerektiğini göstermektedir.

5. Kaynakça

[1] A. Tijjani, A. Chemori, and V. Creuze, "A survey on tracking control of unmanned underwater vehicles: Experiments-based approach," *Annual Reviews in Control*, 09 2022.

- [2] H. Lee, "Trajectory tracking control of multirotors from modelling to experiments: A survey," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 15, 12 2016.
- [3] Q. Wang, J. He, C. Lu, C. Wang, H. Lin, H. Yang, H. Li, and Z. Wu, "Modelling and control methods in path tracking control for autonomous agricultural vehicles: A review of state of the art and challenges," *Applied Sciences*, vol. 13, p. 7155, 06 2023.
- [4] N. A. I. Ruslan, N. H. Amer, K. Hudha, Z. A. Kadir, S. A. F. M. Ishak, and S. M. F. S. Dardin, "Modelling and control strategies in path tracking control for autonomous tracked vehicles: A review of state of the art and challenges," *Journal of Terramechanics*, vol. 105, pp. 67–79, 2023.
- [5] M. Yuan, C. Manzie, M. Good, I. Shames, L. Gan, F. Keynejad, and T. Robinette, "A review of industrial tracking control algorithms," *Control Engineering Practice*, vol. 102, p. 104536, 09 2020.
- [6] D. S. Naidu, S. Paul, A. Khamis, and C. R. Rieger, "A simplified sdre technique for finite horizon tracking problem in optimal control systems," in *2019 Sixth Indian Control Conference (ICC)*, pp. 170–175, 2019.
- [7] L. Bangshuai, X. Gao, H. Huang, and H. Yang, "Nonlinear trajectory tracking control of underactuated auvs using the state-dependent riccati equation (sdre) with parameter perturbation," *Nonlinear Dynamics*, vol. 111, pp. 1–15, 08 2023.
- [8] J. Xu, M. Wang, and L. Qiao, "Dynamical sliding mode control for the trajectory tracking of underactuated unmanned underwater vehicles," *Ocean Engineering*, vol. 105, pp. 54–63, 2015.
- [9] X. Gao, K. Teo, and G. Duan, "An optimal control approach to robust control of nonlinear spacecraft rendezvous system with -d technique," *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol. 9, pp. 2099–2110, 01 2013.
- [10] Q. Li and D. Zhou, "Nonlinear autopilot design for interceptors with tail fins and pulse thrusters via -d approach," *Systems Engineering and Electronics, Journal of*, vol. 25, pp. 273–280, 04 2014.
- [11] P. Krishnamurthy and F. Khorrami, "Adaptive backstepping and -d based controllers for a tilt-rotor aircraft," in *2011 19th Mediterranean Conference on Control Automation (MED)*, pp. 540–545, 2011.
- [12] M. Xin, S. Balakrishnan, and E. J. Ohlmeyer, "Integrated guidance and control of missiles with $\theta - d$ method," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 37, no. 6, pp. 629–634, 2004. 16th IFAC Symposium on Automatic Control in Aerospace 2004, Saint-Petersburg, Russia, 14-18 June 2004.
- [13] D. Zhou and Q. Li, "Indirect robust control of agile missile via $\theta - d$ technique," *Defence Technology*, vol. 10, no. 3, pp. 269–278, 2014.
- [14] M. Navabi and H. Mirzaei, " $\theta - d$ based nonlinear tracking control of quadcopter," in *2016 4th International Conference on Robotics and Mechatronics (ICROM)*, pp. 331–336, 2016.

DIgSilent PowerFactory Kullanılarak Rüzgar Türbini Tabanlı Rezerv Güç Kontrolü İçeren Yük Frekans Kontrol Sisteminin Kararlılık Zaman Gecikme Paylarının Belirlenmesi

Determination of Stability Delay Margins of a Load Frequency Control System with Wind Turbine Based Deloading Operation Using DIgSilent PowerFactory

Kübra Nur Gül¹, Şahin Sönmez², Saffet Ayasun³

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi, Niğde
kubragul@ohu.edu.tr

²Elektrik ve Otomasyon Bölümü
Turgut Özal Üniversitesi Yeşilyurt Meslek Yüksekokulu, Malatya
sahin.sönmez@ozal.edu.tr

³ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Gazi Üniversitesi, Ankara
saffetayasun@gazi.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, DIgSilent PowerFactory yazılımı kullanılarak 14 baralı bir güç sistemi üzerinde, rotor hız kontrollü (RHK) rezerv güç kontrolü içeren zaman gecikmeli yük frekansı kontrol (YFK) sisteminde gecikmeye bağlı kararlılığı analiz edilmiştir. Değişken hızlı rüzgâr türbinlerinde (DHRT) enerji dönüşüm teknolojilerindeki ilerlemeler, şebekenin primer frekans rezervine dayalı atalet katkısına olan gereksinimi artırmıştır. Bununla birlikte, üretim birimlerinin kontrol ve koordinasyonunda kullanılan haberleşme ağları, sistemin frekans kararlılığını olumsuz etkilen zaman gecikmelerine sebep olmaktadır. Bu çalışmada, DIgSilent PowerFactory ortamında oluşturulan rotor hız kontrollü rüzgar türbini içeren YFK (YFK-RT-RHK) sistemine ait kararlılık gecikme payı değerleri 14 baralı bir güç sistemi için elde edilerek DIgSilent ortamında kapsamlı bir analiz gerçekleştirilmiştir.

Abstract

This study presents a delay-dependent stability analysis for a load frequency control (LFC) system enhanced with rotor speed control (RSC) integrated wind turbine (WT), modeled on a 14-bus power system using the DIgSILENT PowerFactory software. Advances in energy conversion technologies of variable-speed wind turbines (VSWTs) have increased the necessity for inertia support based on the primary frequency reserve of the grid. In addition, the intensive use of communication networks for data exchange in the management and coordination of generation units introduces communication-induced delays, which adversely affect the frequency stability of the system. In this study, the stability delay margins of the one-area LFC-WT-RSC system modeled in the DIgSILENT PowerFactory environment were obtained, and detailed stability analyses were conducted.

1. Giriş

Yenilenebilir enerji kaynaklarının elektrik şebekelerine entegrasyonu, iklim değişikliğiyle mücadele ve sürdürülebilir enerji üretimi açısından önemli fırsatlar sunarken, güç sistemi kararlılığı üzerinde yeni zorluklar da ortaya çıkarmaktadır. Konvansiyonel senkron jeneratörlerin yerini giderek daha fazla yenilenebilir enerji kaynağı aldıkça, sistem ataletinin azalması ani frekans değişimlerine karşı sistemin daha hassas hale gelmesine neden olmaktadır [1], [2]. Özellikle değişken hızlı rüzgâr türbinleri (DHRT), doğrudan şebeke ile senkronize çalışan jeneratörlerden farklı olarak güç elektroniği tabanlı dönüştürücülerle bağlandıklarından, doğal atalet desteği sağlayamamaktadır. Bu nedenle, sanal atalet kontrolü, frekans düşü kontrolü ve rotor hız kontrolü gibi yöntemlerle ek frekans desteği sağlanması gerekmektedir [3], [4].

Rüzgâr türbinlerinin yük frekansı kontrolüne (YFK-RT) katılımı, genellikle rezerv güç oluşturma teknikleri (rotor hız kontrolü ve kanat açısı kontrolü) ile mümkün olmaktadır. Böylece türbinin çalışma kontrolü maksimum güç noktası izleme (MPPT) eğrisinden üzerine dayalı yapılmakta ve frekanstaki değişimlere bağlı olarak devreye alınabilecek ek güç rezervi sağlanmaktadır [5]. Sanal atalet ve düşü kontrol yöntemleri ile entegre edilen rotor hız kontrolü, hem frekans değişim oranını (Rate of Change of Frequency, RoCoF) iyileştirmekte hem de sistem kararlılığı için frekansı kontrol etmektedir [6].

Modern güç sistemlerinde, kontrol sinyalleri ve ölçüm verileri genellikle merkezi kontrol üniteleri, üretim birimleri ve iletim-dağıtım altyapısı arasında haberleşme ağları aracılığıyla iletilmektedir. Bu haberleşme alt yapısı, kaçınılmaz olarak zaman gecikmelerine neden olur. Zaman gecikmeleri; sensör ölçüm süresi, veri işleme, haberleşme protokolleri, sinyal iletimi ve kontrol cihazı tepki sürelerinden kaynaklanabilir. Haberleşme ağları nedeniyle oluşan zaman gecikmeleri, frekans kontrol

sistemlerinin dinamik performansını olumsuz olarak etkilemektedir [7, 8]. Özellikle, yenilenebilir enerji sistemlerinin güç şebekesine entegrasyonu ile YFK sistemlerinin karmaşıklığının da artmasına neden olmuştur. Bu nedenle, zaman gecikmesinin karmaşık YFK sistemlerinin dinamikleri üzerindeki etkisinin analizi, hem kontrol stratejilerinin tasarımında hem de güç sistemi güvenilirliğinin sağlanmasında kritik bir öneme sahiptir.

Mevcut literatürde, her ne kadar rüzgar türbinleri zaman gecikmeli YFK sistemlerine entegrasyonu ile zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizleri yapılsa da, rüzgar türbinlerinin rezerv güç kontrolü dikkate alınmamıştır. [9]'da, rüzgar türbini içeren örneklenmiş veri tabanlı YFK modeli için örneklem periyotları altında sistemin gürbüz kararlılığı sağlaması için Lyapunov fonksiyonu tabanlı bir yöntem önerilmiştir. [10] ve [11]'de sunulan çalışmalarda, YFK-RT sistemleri için yeni bir Lyapunov-Krasovskii fonksiyonu üzerine dayalı eşitsizlik yaklaşımı önerilerek zaman gecikmesi hesaplanması yapılmıştır. [12]'de mikro ağlardaki zaman gecikmelerini dikkate alarak sanal atalet kontrolü (VIC) yönteminin tasarlanmasıyla ilgili sorun ele alınmaktadır.

RT'leri içeren zaman gecikmeli mikro-şebekeler için gürbüz bir model öngörülü kontrol tasarlanmıştır. [13]'te, Lyapunov tabanlı bir kararlılık teorisi kullanılarak elektrikli araçlar içeren YFK-RT sistemi için zaman gecikme değerleri hesaplanmıştır. Sunulan bu çalışmalarda, RT'lerinin rezerv güç kontrolü dikkate alınmadan birinci dereceden basitleştirilmiş transfer fonksiyonlar kullanılmıştır. Aynı zamanda, sistemin zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizinde RT'lerinin dinamiklerinin etkisi ihmal edilmiştir.

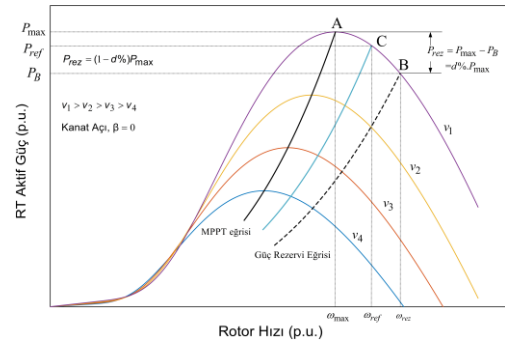
Bunun yanı sıra, [14]'te rüzgar türbinlerinin de frekans yanıtına katılımını varsayan çok kademeli bir Düşük frekansta yük atma (Under Frequency Load Shedding, UFLS) şeması önerilmiş ve Matlab-DIGSILENT PowerFactory bağlantısı kullanılarak farklı yüklenme seviyelerinde test edilmiştir. Çalışma, genetik algoritma tabanlı optimizasyon yaklaşımıyla tasarlanan UFLS yapısının sistem güvenilirliğini artırdığını, toplam yük atma miktarını azalttığını ve yenilenebilir enerji entegrasyonu altındaki frekans kararlılığı sorunlarına çözüm sunduğunu göstermiştir.

Mevcut pek çok çalışma, rezerv güç kontrolünü dikkate alması halinde [2-5], YFK sistemlerinde zaman gecikmesini ihmal etmektedir. Dolayısıyla, bu çalışmanın en önemli katkısı, öncelikle, 14 baralı bir güç sistem modeli kullanılarak RT'lerinin rezerv güç kontrolü içeren zaman gecikmeli bir YFK sistemi tasarlamaktır. Elde edilen bu güç sistemi modeli kullanılarak, rotor hız kontrolüne sahip rüzgar türbinlerinin dinamik katılımı ile YFK sisteminin doğrusal olmayan modeli üzerinden zaman gecikmesine bağlı kararlılık analizi yapılmıştır. Yapılan bu analizde, doğrusal olmayan bir güç sistemi modeli kullanılarak daha gerçekçi bir sistem üzerinde zaman gecikmesinin YFK-RT sistemleri üzerinde etkileri incelenmiştir.

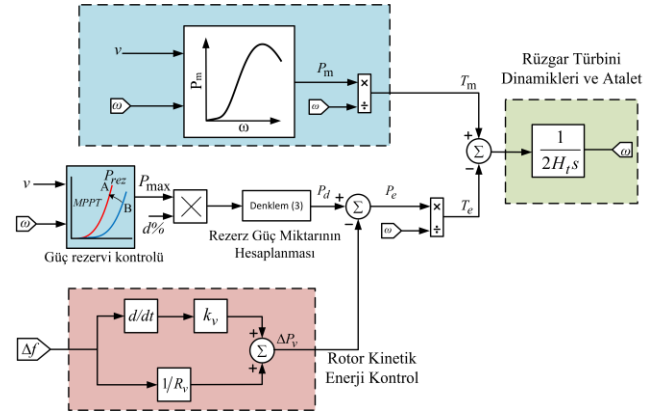
2. Rotor Hız Kontrolü İçeren YFK-RT Sistem Modeli

Rotor hız kontrolü, rüzgar türbinlerinin frekans düzenleme hizmetine katkı sağlaması amacıyla uygulanan etkili bir güç rezervi oluşturma tekniğidir. Bu yöntemde, güç-hız eğrisi üzerinde türbinin MPPT eğrisi rezerv güç sağlamak üzere rezerv

güç miktarına bağlı olarak kaydırılarak daha yüksek rotor hızlarında yeterli güç rezerv kapasitesi oluşturmayı amaçlar [15]. Şekil 1'de, farklı rüzgâr hızları için MPPT eğrisinin $d\%$ kadar A noktasından B noktasına kaydırılarak rezerv güç değerinin miktarı gösterilmiştir. Böylece belirli bir oranda güç çıkışı azaltılarak A-B eğrileri arasında kalan C eğrisi ile bir rezerv güç oluşturulmuştur. Dolayısıyla, şebeke frekansında bir düşüş meydana geldiğinde, rotor hızı tanımlı olan bu aralıkta değiştirilerek ihtiyaç duyulan güç miktarının RT'lerinden sağlanması amaçlanmaktadır. Rotor hız kontrolü tabanlı rezerv güç kontrolünde, kanat açısı kontrolü pasif olup çıkış gücü Denklem (1)'de verildiği gibi yazılabilir. Bu durumda, rüzgâr türbinin maksimum çıkış gücü aşağıdakiler gibi tanımlanabilir. [13]. Burada, P_m , mekanik gücü; p , hava yoğunluğunu; r , kanat uzunluğunu; C_p , performans katsayısını göstermektedir.



Şekil 1. Rotor hız kontrolünün uygulandığı güç hız eğrisi



Şekil 2: Sanal atalet momentini kontrol tekniği ile birlikte rotor hız kontrolünün birleşimi.

$$P_m = \frac{\rho \pi r^2 v^3 C_p(\lambda, \beta = 0)}{2 P_{base}} = \frac{k_p C_p v^3}{\omega}; k_p = \frac{\rho \pi r^2 C_{p, \max}}{2 P_{base}} \quad (1)$$

Burada,

$$C_p = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \beta^{2.14} - c_5 \right) e^{-\frac{c_6}{\lambda_i}} + c_6 \lambda_i$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + c_7 \beta} - \frac{c_8}{1 + \beta^3}}$$

$$P_{\max} = k_p \omega^3, \quad P_{rez} = (1-d)k_p \omega^3 \quad (2)$$

$$P_e = P_{rez} + (P_{\max} - P_{rez}) \frac{\omega_{rez} - \omega}{\omega_{rez} - \omega_{\max}} \quad (3)$$

Ayrıca, v ve ω rüzgar hızı ve rotor hızı birim değerlerini; λ , tip hız oranını ve P_{base} , RT nominal güç değerini temsil etmektedir. β , kanat açısını; $C_{p,\max}$, C_p 'nin maksimum değerini göstermektedir. Ayrıca, P_{rez} , ω_{rez} rotor hızında RT rezerv güç miktarını; d , rezerv güç yüzdesini; P_{\max} , ω_{\max} rotor hızında RT maksimum gücünü göstermektedir [15-16]. Bu çalışmada, sanal atalet momenti kontrolü ile rotor hız kontrolü tekniklerinin bütünleşik olarak uygulandığı, doğrusal olmayan bir yük frekansı kontrol sistemi modeli ele alınmaktadır. Bu bağlamda, Şekil 2'de, rotor hız kontrolü içeren RT sistemi blok şeması sunulmakta olup, sanal atalet momenti kontrol döngüsü ile güç rezervi sağlayan rotor hız kontrol mekanizmasının sistem dinamiklerine entegrasyonu gösterilmektedir [3]. Bu çalışmada, kanat eğim açısı $\beta = 0$ 'da tutularak sadece rotor hızında değişimler dikkate alınmıştır. Rotor hız kontrolü, sanal atalet ve düşük kontrol yapılarıyla bütünleştirilerek, kısa süreli frekans regülasyonuna katılım sağlayan RT sistem modeli kullanılmıştır.

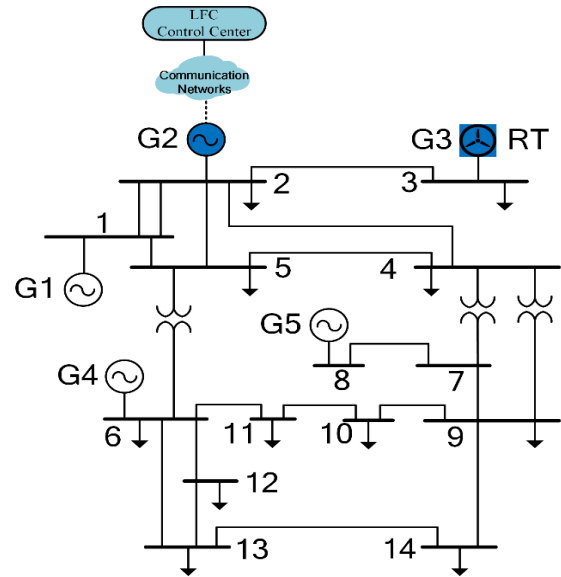
3. Bir Bölge YFK-RT Sistem Modelinin Oluşturulması

Bu bölümde, DiGSilent PowerFactory programı kullanılarak 14 baralı bir güç sisteminde rotor hız kontrolü içeren YFK-RT (YFK-RT-RHK) sistemi için dinamik model oluşturulmuştur. Bu doğrultuda, öncelikle, DiGSilent PowerFactory ortamında oluşturulan YFK-RT-RHK sistemine ait kararlılık gecikme payı değerleri benzetim çalışmaları ortamında elde edilmiş ve tasarlanan sisteme ait kararlılık analizleri detaylı olarak incelenmiştir. Bu durumda, doğrusal olmayan bir YFK-RT sistem modelinin zaman gecikmesine bağlı kararlılığı analiz edilmiştir. Aşağıda DiGSilent ortamında oluşturulan 14 baralı bir güç sistemi modeli bulunmaktadır. Şekil 3 ile verilen bu modelde, 400MW'lık G1 jeneratörü haricinde geriye kalan jeneratörlerin 100MW kurulu güçlere sahip olduğu 5 jeneratör içermektedir.

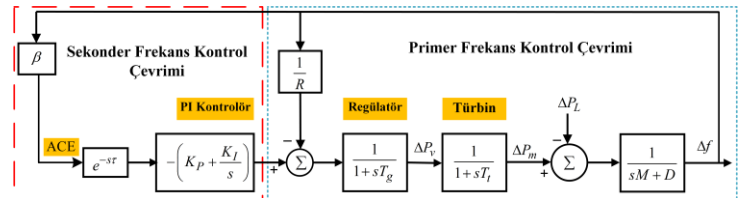
İlk olarak, Şekil 3'te işaretli olan jeneratör aynı kurulu güç kapasitesine sahip pek çok RT'nin toplanarak bu kurulu güç elde edildiği varsayılmıştır [1]. Bu modelde, G2 jeneratörüne PI denetleyici içeren sekonder kontrol çevrimi ile birlikte primer kontrol çevrimine türbin-devir sayısı regülatör modeli entegre edilmiştir. Buna ek olarak, Şekil 3'te görüleceği üzere sistemde meydana gelen frekans değişimleri karşısında sistemin tekrar nominal frekans seviyesine getirmek ve sistemin kararlılığını sağlamak amacıyla, kontrol merkezi ile seçilen G2 jeneratörü arasında bilgi alış veriş yapılması ve kontrol sinyallerini jeneratöre iletmek için haberleşme alt yapısının kurulu olduğu varsayılmıştır. Dolayısıyla, bir frekans değişimi sonucu oluşan ACE sinyali G2 jeneratörünün sekonder kontrol çevrimi tarafında geciktirilerek klasik jeneratöre iletilmesi sağlanmaktadır. Oluşturulan bu model kullanılarak, PI denetleyici setleri ($K_P = 0-1.0$, $K_I = 0.05-1.0$) için 14 baralı güç sisteminin kararlılık gecikme payı değerleri belirlenmiştir. Aşağıda, 14 baralı güç şebekesinde YFK sistem modelinin oluşturulması adım adım sunulmuştur. Bu modelin oluşturulmasında, DiGSilent programlama dili, DSL Model ve

Composite Model kullanılmıştır. Burada, G2 jeneratörü için primer ve sekonder kontrol çevrimleri Şekil 4'de gösterilen zaman gecikmeli YFK modeli entegre edilmiştir. Şekil 4, sekonder kontrol tarafı, kontrol merkezi ve üretim santrali ile tesis edilen haberleşme ağlarından kaynaklı toplam zaman gecikme değeri τ ile gösterilmiştir. Ayrıca, K_P ve K_I , PI denetleyici kazanç değerlerini göstermektedir. T_g ve T_t ise sırasıyla, devir sayısı regülatörü ve türbin zaman sabitleridir. Son olarak M ve D jeneratörün eylemsizliği ve sönüm katsayısıdır. DiGSilent PowerFactory programı DSL programlama dilini kullandığından öncelikle G2 jeneratörü için Şekil 5'te gösterilen "Composite Model" oluşturulmuştur. Bu modelde, her bir blok için DSL modeller girilerek G2 jeneratörün DiGSilent PowerFactory ortamında frekans regülasyonuna katılımı sağlanmıştır. Şekil 5'te dikkat edilecek olunursa, "Secondary" blok diyagramı Şekil 4'te verilen zaman gecikmeli PI tabanlı DSL model tanımlanmıştır. Bu model Şekil 6'da verilmiştir. Şekil 5'te verilen devir sayısı-türbin modeli için Şekil 7 tasarlanmıştır.

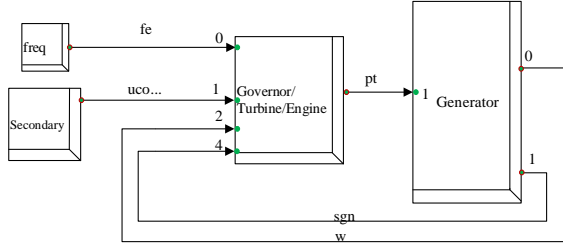
Son olarak, DiGSilent PowerFactory ortamında oluşturulan ve Bölüm 2'de Şekil 2'de sunulan RHK sistem modeli G3 jeneratörü için DSL tanımlanması yapılmıştır. İşaretli olan G3 jeneratörü 1.5MW kurulu güce sahip toplam 100MW'lık RT güç üretim birimi olarak dikkate alınmıştır.



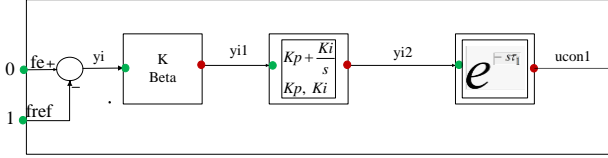
Şekil 3. Rüzgar türbini güç üretim birimleri ve YFK sistemi içeren 14 baralı güç sistemi



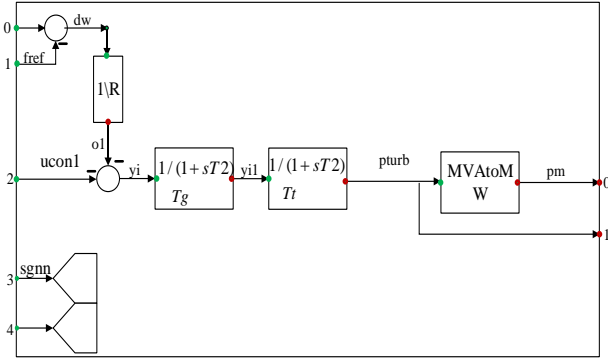
Şekil 4: G2 jeneratörüne dahil edilen primer ve zaman gecikmesi içeren PI denetleyici tabanlı sekonder kontrol çevrimi.



Şekil 5. "Composite Model" üzerinden güç sisteminin dinamik modeli



Şekil 6. G2 jeneratörü için DSL model kullanılarak sekonder kontrol çevriminin oluşturulması



Şekil 7. G2 jeneratörü için oluşturulan primer frekans kontrol sistemi

4. YFK-RT Sisteminin Kararlılık Gecikme Paylarının DiGSilent PowerFactory Ortamında İncelenmesi

YFK-RT-RHK sisteminin DiGSilent ortamında kararlılık gecikme paylarını bulmak için, sekonder kontrol çevriminde $K_P=0-1.0$ ve $K_I=0.05-1.0$ denetleyici parametre seti değerleri kullanılmış ve Tablo 1'de verilen sistem parametreleri için zaman gecikme değerleri, benzetim ortamında gerçekleştirilen çalışma ile elde edilmiştir. Tablo 2'de öncelikle RT-RHK modeli içermeyen 14 baralı güç sisteminin kararlılık zaman gecikme payı değerleri sunulmuştur. Tablo 3'te ise, RT-RHK sistemi modeli G3 jeneratörüne dahil edildiğinde 14 baralı güç şebekesinin kararlılık zaman gecikmesi değerleri verilmiştir. Tablo 2 ve 3'te sunulan zaman gecikme değerleri üzerinde seçilen PI denetleyici kazanç değerlerinin etkisi incelendiğinde, dikkat edilecek olunursa, her iki tabloda da oransal denetleyici kazancı herhangi bir değerinde sabit tutulduğunda integral denetleyici kazanç değeri arttıkça zaman gecikme değerlerinin azaldığı gözlemlenebilir.

Tablo 3'te RT-RHK sistem modelinin kararlılık zaman gecikmesi değerleri üzerinde etkisini daha açık bir şekilde görebilmek için Tablo 3, Tablo 2 karşılaştırılmıştır. Bu kıyaslamadan dikkat edilecek olunursa, RT-RHK çevriminin 14

baralı güç şebekesine entegrasyonu ile seçilen tüm PI denetleyici kazanç değerlerinde 14 baralı güç sisteminin kararlılık zaman gecikme değerlerinin arttığı görülebilir. Bu durum, rotor hız kontrol tabanlı rezerv güç miktarı kontrolünün sistemin kararlılık sınırını ve sistemin tolere edebileceği zaman gecikme değerlerini artırdığını göstermektedir.

Tablo 1. DiGSilent PowerFactory programında kullanılan 14 baralı güç sisteminde kullanılan parametreler

G2 jeneratörü ve frekans kontrol çevrimleri için kullanılan parametreler	
$H_{G2} = 4.0, D = 0, T_g = 0.1, T_t = 0.3, R = 0.05; \beta = 20.$	
G3 jeneratörü ve jeneratöre girilen RT-RHK sistemi parametreleri	
$H_{G3} = 5.0; \omega_{\max} = 0.833; K_p = 0.73; \omega_{rez} = 0.9766;$	
$v_0 = 0.833; K_v = 0.1; R_v = 0.05; d = \%90.$	
$c_1 = 0.73; c_2 = 151; c_3 = 0.58; c_4 = 13.2; c_5 = 18.4;$	
$c_6 = 0; c_7 = -0.02; c_8 = 0.003; c_x = 0.002.$	

Tablo 2. 14 baralı güç sisteminde RT-RHK modeli içermeyen YFK sisteminin kararlılık gecikme payları

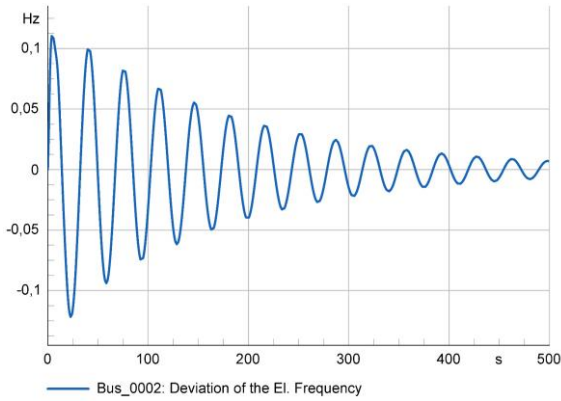
τ_c	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.2	0.4	0.6	1.0
0	38.4	18.3	8.21	3.42	2.0	0.96
0.05	39.5	18.75	8.51	3.54	2.12	1.03
0.1	40.4	19.3	8.44	3.67	2.20	1.10
0.2	42.1	20.0	9.07	3.88	2.46	1.15
0.4	44.5	21.1	9.72	4.35	2.73	1.32
0.6	45.3	21.7	10.06	4.42	2.81	1.48
1.0	39.8	19.42	9.40	3.9	2.41	1.71

Tablo 3. 14 baralı güç sisteminde $d=0.9$ rezerv güç miktarında YFK-RT-RHK için DiGSilent PowerFactory ortamında elde edilen kararlılık gecikme payları

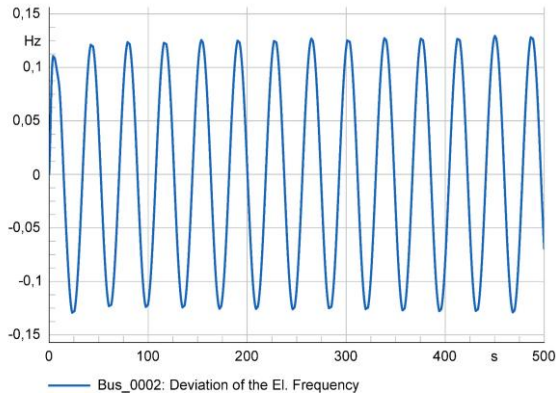
τ_c	K_I					
K_P	0.05	0.1	0.2	0.4	0.6	1.0
0	72.0	36.20	17.20	7.80	4.75	2.44
0.05	73.0	36.50	17.45	7.93	4.83	2.49
0.1	76.0	37.0	17.70	8.04	4.91	2.54
0.2	78.0	38.0	18.30	8.24	5.06	2.63
0.4	81.0	39.60	18.90	8.66	5.33	2.80
0.6	83.0	40.80	19.50	8.96	5.53	2.94
1.0	86.0	42.10	20.10	9.32	5.8	3.14

Tablo 3'te, seçilen PI denetleyici kazanç değerleri için elde edilen gecikme paylarının doğruluğunu göstermek amacıyla YFK-RT-RHK sisteminin frekans yanıtları incelenmiş ve Şekil 8-10'da sunulmuştur. $K_P=0.4, K_I=0.4$ kazanç değerleri için Tablo 3'te $\tau^*=8.66s$ olarak belirlenmiştir. $\tau^*=8.66s$ etrafında seçilen $\tau=8.0s$ ve $\tau=8.9s$ için sırasıyla sistemin dinamik yanıtları gözlemlenmiştir. Şekil 8'de $\tau=8.0s$ değerinde sistemin frekans tepkisinde salınımların giderek zayıfladığı ve sistemin kararlı olduğu görülebilir. Şekil 9'dan, $\tau^*=8.66s$ için sistemin sürekli devam eden ve

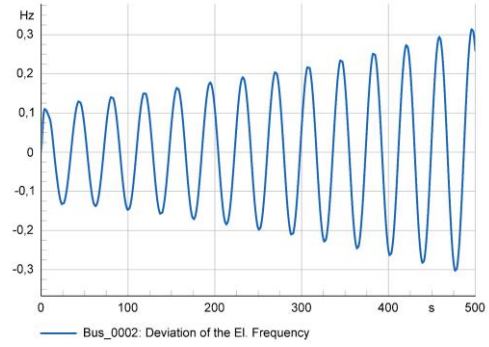
sönümlenmeyen frekans salınımlarından dolayı sistemin sınırdaki kararlı olduğu görülebilir. Son olarak, Şekil 10'da $\tau = 8.9s$ için sistemin dinamik davranışı incelenmiştir. Burada, $\tau = 8.9s$ için sistemin frekansında oluşan salınımların giderek büyüdüğü ve sistemin kararsız olduğu görülebilir. Çalışmanın devamında RT'lerine ait bazı önemli parametrelerin YFK sisteminin frekans yanıtları üzerindeki etkisi DigSilent ortamında oluşturulan YFK-RHK için incelenmiştir. Bu amaçla, ilk olarak maksimum rotor hızı parametresinin ve rüzgar hızı değerlerinin frekans yanıtları üzerinde etkisi incelenmiştir. Şekil 11'de $\tau^* = 8.66s$ 'de sabitlenerek $w_{max} = 0.8, 1.0$ ve 1.2 değerlerinde sistemin frekans yanıtlarını göstermektedir. Bir diğer önemli analiz, başlangıç rüzgar hızı artışının sistemin frekans tepkisi üzerinde etkisinin incelenmesidir. Şekil 12, $v_0 = 10m/s - 11m/s$ aralığında rüzgar hızı artışlarında sistem frekansının yanıtlarını sunmaktadır. Burada, $v_0 = 10m/s$ rüzgar hızında $\tau^* = 8.66s$ 'de sabit tutulduğunda daha yüksek rüzgar hızı değerlerinde sisteme transfer edilen RT güç miktarının artışı ile sistem frekansında oluşan salınımların hızlıca sönümlendiği görülebilir.



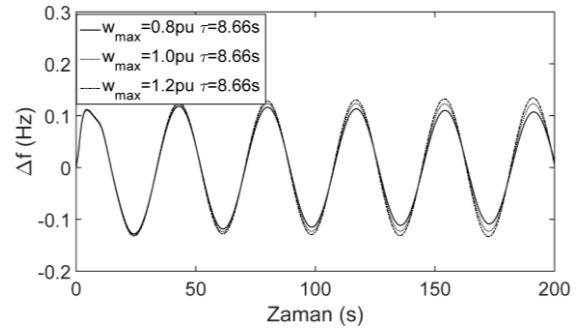
Şekil 8: $\tau = 8.0s$ için 14 baralı güç şebekesinde 2 numaralı baranın frekans yanıtı



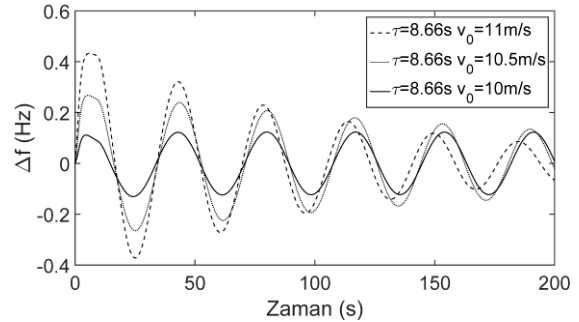
Şekil 9. $\tau^* = 8.66s$ için 14 baralı güç şebekesinde 2 numaralı baranın frekans yanıtı



Şekil 10. $\tau = 8.9s$ için 14 baralı güç şebekesinde 2 numaralı baranın frekans yanıtı



Şekil 11. $\tau^* = 8.66s$ 'de üç farklı w_{max} değeri için sistemin frekans yanıtı



Şekil 12: $\tau^* = 8.66s$ 'de üç farklı rüzgar hızı değeri için sistemin frekans yanıtı

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, rotor hız kontrolü ve sanal atalet momenti kontrolünün bütünleşik olarak uygulandığı doğrusal olmayan bir yük frekansı kontrol sistemi modellenmiş ve haberleşme tabanlı zaman gecikmelerinin sistem kararlılığı üzerindeki etkileri incelenmiştir. DigSILENT PowerFactory ortamında gerçekleştirilen benzetimlerde, 14 baralı güç sistemi üzerinde karşılaştırmalı sonuçlar elde edilerek analiz edilmiştir.

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde, klasik YFK sistemine kıyasla RT-RHK sistemi içeren YFK sisteminin daha büyük gecikme değerlerini tolere edebileceği görülmüştür. Ayrıca, rüzgar türbinlerine ait önemli parametrelerin sistemin frekans yanıtları üzerinde etkileri incelenmiştir. Maksimum rotor hızı artışı ile sistemin frekans yanıtlarının iyileştiği benzer şekilde rüzgar hızı artışı ile sistemin frekans yanıtlarının iyileştiği gözlemlenebilir.

Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 123E451 Numaralı proje ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

Kaynakça

- [1] M. Heidari, L. Ding, M. Kheshti, "A novel dynamic inertial control of wind turbines based on event size estimation," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 155, 109567, 2024.
- [2] J. Boyle, T. Littler, S. M. Mueen, A. M. Foley, "An alternative frequency-droop scheme for wind turbines that provide primary frequency regulation via rotor speed control," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 133, 107272, 2021.
- [3] , M. Heidari, L. Ding, "Adaptive inertial control for wind turbine generators in fast frequency response based on the power reduction period assessment," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 16 (1), 377-91, 2025.
- [4] J. Boyle, T. Littler, A. M. Foley, "Frequency regulation and operating reserve techniques for variable speed wind turbines," in *Proc. IEEE PowerTech*, Madrid, Spain, 2021, pp. 1–6.
- [5] L. Zeni, A. J. Rudolph, J. M. Swendsen, L. Margaris, A. D. Hansen, and R. Sorensen, "Virtual inertia control strategies for wind turbines" *Wind Energy*, vol. 16, 1225-39, 2013.
- [6] P. Wang, Z. Zhang, Q. Huang, Y. Liu, "Improved wind farm aggregated modeling method for large-scale power system stability studies," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 33, no. 6, pp. 6332–6343, Nov. 2018.
- [7] K. N. Gül, Ş. Sönmez ve S. Ayasun, "Yük frekans kontrol sistemlerinde gürbüz kararlılık zaman gecikmesi paylarının belirlenmesi," *Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Mühendislik Bilimleri Dergisi*, vol. 13, no. 2, pp. 611–20, 2024.
- [8] D. Muiyizere, L.K. Letting ve B.B. Munyazikwiye, "Effects of communication signal delay on the power grid: A review," *Electronics* vol. 11, no. 6, 2022.
- [9] S.H. Qin, D.S. Liu, H.H. Lian, "Sampled-data-based H_{∞} load frequency control for power systems with wind power," *IET Renewable Power Generation*, vol. 19, 2025, e12578.
- [10] H. B Zeng, S. J Zhou, X. M. Zhang ve W. Wang, "Delay-dependent stability analysis of load frequency control systems with electric vehicles," *IEEE Transactions on Cybernetics*, vol. 52, no. 12, 13645-53, 2022.
- [11] W. Wang, R.K. Xie ve L. Ding, "Stability Analysis of Load Frequency Control Systems With Electric Vehicle Considering Time-Varying Delay," *IEEE Access* vol: 13, s. 3562-3571, 2025.
- [12] M.H. Moradi ve F. Amiri, "Virtual inertia control in islanded microgrid by using robust model predictive control (RMPC) with considering the time delay," *Soft Comput.* vol. 25, no. 8, pp. 6653-63, March, 2021.
- [13] L. Jin, Y. He, C.K. Zhang, X. C. Shangguan, L. Jiang ve M. Wu, "Robust delay-dependent load frequency control of wind power system based on a novel reconstructed model," *IEEE Trans Cybern*, vol. 52, no. 8, pp. 7825-36.
- [14] S. Irandoust, T. Amraee, M. Toulabi, and A. Ashouri-Zadeh, "Optimal multi-stage under frequency load shedding scheme considering virtual inertial response of wind turbines," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 40, no. 2, pp. 681–692, Apr. 2025, doi: 10.1109/TPWRD.2024.3521287
- [15] C. Pradhan and C. N. Bhende, "Frequency Sensitivity Analysis of Load Damping Coefficient in Wind Farm-Integrated Power System," *IEEE Transactions on Power Systems.*, vol. 32, no. 2, pp. 1016–1029, 2017, 8.
- [16] J. Dai, Y. Tang, Q. Wang, P. Jiang, and Y. Hou, "An extended SFR model with high penetration wind power considering operating regions and wind speed disturbance," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 103416-26, 2019.

Küresel Konumlandırma Engelli Ortamlarda Göreli Konumlandırma

Relative Localization in GNSS Denied Environments

H. Furkan ÖZTÜRK¹, Çağlar AKMAN¹, M. Kemal LEBLEBİCİOĞLU²

¹Modelleme ve Sensör Teknolojileri Takımı

HAVELSAN A.Ş., Ankara

{hfozturk, cakman}@havelsan.com.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Orta Doğu Teknik Üniversitesi, Ankara

kleb@metu.edu.tr

Özetçe

Bu bildiride, önceden kurulum gerektirmeyen ve ortam koşullarından bağımsız olarak çalışabilen dinamik bir iç mekân konumlandırma sistemi olarak Küresel Konumlandırma Engelli Ortamlarda Göreli Konumlandırma (KKEOGK) hibrit yaklaşımında, ultra geniş bant (UGB) tabanlı yüksek doğruluklu uzaklık ölçümleri ile ataletsel ölçü birimleri (AÖB) kaynaklı hız kestirimleri eş zamanlı işlenmektedir. Yerel seviyede, Çoklu Hipotez Takibi (ÇHT) algoritması başlangıçtaki konum belirsizliklerini yöneterek eş zamanlı hareket senaryolarını izlemektedir; belirsizlik belirlenen eşik altına indiğinde ise Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) devreye girerek düşük gürültülü ve tutarlı güncellemeler sağlamaktadır. Bir merkezde, yerel tahminler ve ölçümler, Huber kayıp fonksiyonlu doğrusal olmayan en küçük kareler problemi olarak modellenmektedir ve Dogleg güvenilirlikli bölge algoritması ile çözülerek tüm konum tahminlerinde küresel tutarlılık temin edilmektedir. Gerçekleştirilen simülasyon ve sayısal deneyler, tam merkezi optimizasyon ile eksiksiz ölçüm kullanımı durumunda ortalama 1 metre altına kadar düşen konumlama hatası değerleri ortaya koymaktadır. Gerekli altyapının kurulmasının güç veya maliyet gerektirdiği afet müdahale, endüstriyel tesisler veya keşif görevleri gibi zorlu iç mekân senaryolarında, önerilen sistemin yüksek doğruluk, dayanıklılık ve gerçek zamanlı performans sunarak etkin bir çözüm altyapısı oluşturması hedeflenmektedir.

Abstract

In this paper, a dynamic indoor positioning system that operates without prior infrastructure deployment and is independent of environmental conditions is proposed. In this hybrid approach, Relative Positioning in GNSS Denied Environments, ultra-wide band based high-accuracy range measurements and inertial measurement unit derived velocity estimates are processed simultaneously. At the local level, a Multiple Hypothesis Tracking algorithm manages initial position uncertainties by tracking multiple potential motion scenarios concurrently; when uncertainty falls below a defined threshold, the Extended Kalman Filter engages to provide low-noise, consistent updates. Centrally, local estimates and measurements are formulated as a nonlinear least-squares problem with a Huber loss function and solved using the Dogleg trust-region algorithm, ensuring global consistency

across all position estimates. Simulations and numerical experiments demonstrate that, with full central optimization and complete measurements, positioning errors drop below 1 meter on average. In challenging indoor scenarios such as disaster response, industrial facilities, or exploration missions, where infrastructure deployment is difficult or costly, the proposed system aims to deliver an effective solution offering high accuracy, robustness, and real-time performance.

1. Giriş

Açık alanda güvenilirlik sağlayan Küresel Konumlandırma Uydru Sistemleri (KKUS), iç mekanlarda yapısal engeller nedeniyle sinyal zayıflaması ve çoklu yol etkisiyle çalışamaz hale gelmektedir ve yetersiz kalmaktadır. Bu durum, acil müdahale, endüstriyel otomasyon veya insansız araç navigasyonu gibi kritik uygulamalarda konum bilgisinin güvenilirliğini ciddi biçimde sınırlandırmaktadır. İç ortam konumlandırma sistemlerinde altyapı gereksinimleri, ölçeklenebilirlik ve çevresel değişimlere karşı dayanıklılık, hala aşılması gereken temel sorunlar olarak öne çıkmaktadır [1].

Kamera tabanlı yöntemler, detaylı görsel bilgi sayesinde milimetre seviyesinde yüksek doğruluk sunar; örneğin SLAM (İng. Simultaneous Localization and Mapping) [2], PTAM (İng. Parallel Tracking and Mapping) [3], LSD (İng. Large-Scale Direct Monocular)-SLAM [4] gibi Visual SLAM teknikleri ve Visual-Inertial SLAM yaklaşımları, görüntü işleme ve AÖB verisi füzyonu ile harita çıkarımı ve poz tahmini gerçekleştirir, ayrıca CNN (İng. Convolutional Neural Network) [5] tabanlı derin öğrenme yöntemleri tekrarlayan yapıları ve çevresel özellikleri tespit ederek performansı artırır. Ancak bu yöntemler görüş hattı gereksinimi nedeniyle kapalı veya engelli alanlarda çalışamaz; aydınlatma koşullarındaki değişimler, hareketli nesneler ve dinamik ortamlar öz nitelik çıkarımını zorlaştırır. Yüksek çözünürlüklü görsel verinin gerçek zamanlı işlenmesi güçlü donanım ve yüksek enerji tüketimi gerektirir. Bu sebeplerle özellikle dinamik veya ışık koşullarının değişken olduğu iç mekanlarda güvenilirlik ve uygulanabilirlik sorunları yaşanır [6].

BLE (İng. Bluetooth Low Energy) ve Wi-Fi (İng. Wireless Fidelity) yaklaşımları, mevcut altyapıyı kullandıkları için düşük maliyetlidir. Bununla birlikte, ortam değişimlerinden kaynaklanan RSSI (İng. Received Signal Strength Indicator) dalgalanmaları, sık kalibrasyon ve yeniden eğitim ihtiyaçları, gerçek zamanlı uygulamalarda güvenilirliği azaltır [1].

UGB sistemleri, santimetre düzeyinde mesafe ölçümü sağlar ve güncel ticari çiplerle 50Hz üzerinde ölçüm sıklığına ulaşabilmektedir [7]. Endüstriyel ve robotik RTLS (İng. Real Time Locating System) çözümlerinde UGB seçilmektedir. UGB mesafe ölçümleri, çoklu yol etkisine karşı dayanıklı olmasıyla öne çıkar; ancak BLE ve Wi-Fi uygulamalarında olduğu gibi sabit birimler gerektiren altyapı bağımlılığı, kurulum maliyetini ve fiziksel karmaşıklığı artırır.

Konumlandırma yöntemlerinden Multilaterasyon ile birden fazla mesafe ölçümünün kesişiminden pozisyon çıkarmayı amaçlasa da mesafe hatalarının doğrudan konum kestirimine yansması ölçüm gürültüsüne karşı hassasiyeti artırmaktadır [8]. Alternatif olarak parmak izi (İng. Fingerprinting) yöntemi ise ortama özgü RSSI haritalarının önceden çıkarılmasını gerektirir. Bu haritaların güncelliğini korumak için sürekli kalibrasyon ve yeniden eğitim zorunluluğu, dinamik iç mekanlarda ölçeklenebilirliği düşürür [8, 9, 10]. Son olarak, derin öğrenme tabanlı yaklaşımlar, karmaşık sinyal örüntülerini yakalamada yüksek potansiyel taşısa da yüksek hesaplama yükü ve aşırı uyum (İng. overfitting) riski nedeniyle gerçek zamanlı ve büyük ölçekli uygulamalarda pratik zorluklarla karşılaşır, [11, 12, 13].

Ataletsel Navigasyon Sistemleri (ANS), ivmeölçer ve jiroskoplardan beslenen kör seyir algoritmaları ile hız ve yön kestirimi yapar. Ancak bu sistemler tek başına kullanıldığında ölçüm hatalarının zamanla birikmesi ile uzun süreli doğruluk düştüğü için diğer navigasyon sistemleri ile birlikte kullanılır, [14, 15].

Mevcut yöntemler, sabit altyapı ve önceden oluşturulmuş ortam gereksinimine dayanmaktadır. Bu durum, acil müdahale operasyonları, değişken endüstriyel tesisler veya geçici organizasyon alanları gibi altyapının kurulamadığı veya sürdürülemediği senaryolarda uygulama imkanlarını önemli ölçüde kısıtlamaktadır. Altyapı kurulum maliyetleri, sürekli bakım gereksinimi ve yer değişikliklerinde yeniden yapılandırma zorunluluğu, gerçek dünya uygulamalarında esneklik, maliyet etkinliği ve hızlı devreye almayı engelleyen başlıca faktörlerdir. Bu eksiklikler, kapalı alan konumlandırmada esnek, ekonomik ve hızlı devreye alınabilir bir çözüm ihtiyacını göstermektedir. UGB haberleşmesi aracılığıyla birimler arası mesafe ölçümü gerçekleştirilirken AÖB verileri kullanılarak hız kestirimi yapılması üzerine tasarlanan altyapısız görelî konumlandırma çerçevesi ile bu çalışmada yapılan başlıca katkılar aşağıdaki şekildedir:

1. Başlangıçtaki konum belirsizlikleri ÇHT ile yönetilip, bu belirsizlik azaldığında kestirimlerin GKF ile güncellenmesi sayesinde ÇHT kullanılarak belirsizlik giderme ve GKF ile düşük gecikmeli doğruluk sağlama stratejisi geliştirilmiştir
2. Kestirimlerin ve ölçümlerin merkezi bir optimizasyon sürecine sokulması ile ortalama konumlandırma hatası düşürülmüş ve tutarlılık elde edilmiştir.
3. Sabit birim gereksiniminin ortadan kaldırılması sayesinde kurulum ve bakım maliyetleri önemli ölçüde azaltılmıştır.

Bildirinin geri kalanında, "Teknik Temeller ve Ön Bilgiler" başlığı altında, kullanılan kavramlar ve temel teoriler detaylandırılmaktadır. "Yöntem" bölümünde önerilen KKEOGK kapsamında ÇHT ve GKF entegrasyonu ile UGB ve AÖB verilerinin füzyonu sunulmaktadır. "Simülasyon ve Test" bölümünde KKEOGK performansı, gerçekleştirilen testler ve elde edilen sonuçlar verilerek değerlendirilmektedir.

2. Teknik Temeller ve Ön Bilgiler

Bu bölümde, önerilen görelî konumlandırma yaklaşımının temelini oluşturan ANS ve sensör füzyon yöntemleri ile izleme algoritmalarının matematiksel temelleri açıklanmaktadır.

2.1. Ataletsel Navigasyon Sistemi ve Sensör Füzyon

ANS, bir cismin hareketini yalnızca üzerindeki ataletsel algılayıcıları (ivmeölçer ve jiroskop) kullanarak takip eden, dış referanssız bir yöntemdir [16, 17].

İvmeölçer, cisme etki eden özgül ivmeyi ölçen bir algılayıcıdır ve temel ölçüm modeli (1) ile verilmiştir.

$$a_{meas} = R_{n3 \times 3}^b a_{true} + b_a + w_a \quad (1)$$

Verilen eşitlikte $a_{true3 \times 1}$ cisim üzerine etkiyen ve navigasyon koordinat çerçevesinde ifade edilmiş gerçek ivme vektörü, $R_{n3 \times 3}^b$ navigasyon koordinat çerçevesinden algılayıcı koordinat çerçevesine dönüşüm matrisi, $b_{a3 \times 1}$ ivmeölçer sapması (İng. bias) ve $w_{a3 \times 1}$ beyaz ölçüm gürültüsüdür.

Jiroskop, gövde eksenî etrafındaki açısal hızları ölçen bir algılayıcıdır ve temel ölçüm modeli (2) ile verilmiştir.

$$\omega_{meas} = \omega_{true} + b_{\omega} + w_{\omega} \quad (2)$$

Verilen eşitlikte $\omega_{true3 \times 1}$ gerçek açısal hız vektörü, $b_{\omega3 \times 1}$ jiroskop sapması ve $w_{\omega3 \times 1}$ beyaz ölçüm gürültüsüdür.

İvmeölçer ve jiroskop ile yapılan bu ölçümlerin birlikte kullanılması ile temel seviyede gerçekleştirilecek kör seyir [18] algoritması aşağıdaki adımları izler:

1. Yönelim Güncellemesi

$$R_{bk}^n = R_{bk-1}^n e^{([\omega_{meas}(k)\Delta t]_{\times})} \quad (3)$$

Burada $[\cdot]_{\times}$ vektör çapraz çarpım (İng. skew-symmetric) matrisini, Δt ise saniye cinsinden örnekleme periyodunu göstermektedir. Navigasyon ve algılayıcı koordinat çerçeveleri arasındaki ilişkiyi tanımlayan dönüşüm matrisi, alınan her açısal hız ölçümü ile güncellenir.

2. Hız Güncellemesi

$$v_k = v_{k-1} + (R_{bk}^n a_{meas} - g)\Delta t \quad (4)$$

Burada $g_{3 \times 1}$ yerçekimi ivmesini, $v_{3 \times 1}$ ise 3 eksenindeki hızı ifade etmektedir. Algılayıcı tarafından ölçülen ivmenin navigasyon koordinat çerçevesine taşınmasının ardından yerçekimi etkisi çıkartılır ve hız değişimi elde edilir, güncel hız hesaplanır.

3. Pozisyon Güncellemesi

Standart hareket modelinden faydalanarak güncel konumu (p_{k-1}), hızı ve ivmesi bilinen bir cismin Δt süre sonra olması beklenen konumu (p_k) (5) ile hesaplanır.

$$p_k = p_{k-1} + v_{k-1}\Delta t + (R_{bk}^n a_{meas} - g)\frac{\Delta t^2}{2} \quad (5)$$

ANS, dış referans gerektirmedikinden KKUS veya UGB altyapısının bulunmadığı veya desteklenmediği ortamlarda kullanılabilir ve yüksek örnekleme hızında ($\geq 100\text{Hz}$) sürekli konum tahmini sunar. Ancak küçük kaymalar ve ölçüm gürültüleri pozisyon doğruluğunu hızla azaltır; bu nedenle uzun süreli kullanımda mutlak referanslarla periyodik düzeltme mecburidir. Bu nedenle, başka konumlandırma teknolojileriyle birlikte kullanılarak periyodik olarak düzeltme sinyallerinden yararlanılması ile hem yüksek örnekleme hızında süreklilik hem de harici bir referansla doğrulama elde edilir. Farklı sistemlerin sağladıkları verilerin birlikte kullanılmasını mümkün kılan en yaygın yöntemlerden biri ise Kalman Filtresidir (KF).

587

karşı dayanıklılık sağlarken yüksek frekanslı ölçümlerle santimetre düzeyinde doğruluk sunar.

$$T_{ToF} = \frac{T_{tur_1} \times T_{tur_2} - T_{cevap_1} \times T_{cevap_2}}{T_{tur_1} + T_{tur_2} + T_{cevap_1} + T_{cevap_2}} \quad (16)$$

3. Yöntem

KKEOGK kapsamında, her bir birim öncelikle UGB mesafe ölçümleri ve AÖB kaynaklı hız kestirimlerindeki belirsizlikleri ÇHT ile hesaplar. Şekil 3 ile gösterilen ve mesafe ölçümü ile elde edilen muhtemel konum halkası üzerinde oluşturulan eşit aralıklı aday pozisyon hipotezleri, her adımda alınan mesafe ve hız bilgisiyle olasılık ağırlıkları üzerinden güncellenir. Düşük olasılıklı hipotezler elenir. Bu süreç, başlangıç ve ara adımlardaki sapmaları kontrol altında tutarak konum tahminleri elde edilmesini sağlar. ÇHT ile yönetilen süreç belirsizliği belli bir eşik değerin altında ise, işlem gücünü düşürmek adına en yüksek ihtimale sahip hipotez ile bir GKF başlatılır. GKF ile elde edilen kestirimlerin NIS (İng. Normalized Innovation Squared) değerinin, Ki-Kare değerinin üstüne çıkması ile belirsizlik tespit edilir ve ÇHT metoduna döndülür. Her birim tarafından elde edilen, diğer birimlere ilişkin konum kestirimleri ve mesafe ölçümleri bir merkeze iletilir. Merkez tarafından bir optimizasyon süreci işletilir ve elde edilen sonuçlar birimlere iletilir.

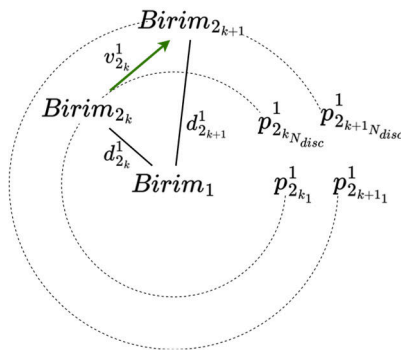
Merkez, Şekil 1 ile gösterildiği gibi tüm yerel kestirimler ile çift yönlü mesafe ölçümlerini kullanarak Huber kaybı [22] ve Dogleg optimizasyon [23] yöntemiyle genel tutarlılığı artıran düzeltme gerçekleştirir. Merkezi optimizasyonda, tüm yerel kestirimler ve çift yönlü mesafe ölçümleri kullanılarak, maliyet fonksiyonu minimize edilir:

$$\min \sum_{i=1}^e \sum_{j=1, j \neq i}^e \rho(\|x_j - x_i - e_j^i\|) + \rho(\|x_j - x_i\| - d_j^i) \quad (17)$$

Burada x_i ve x_j , birimlerin ortak koordinat düzlemindeki konum vektörleri; e_j^i , j biriminin i birimine göre kestirilen konumu, d_j^i ise birimler arasında ölçülen mesafedir. Huber kayıp fonksiyonu $\rho(x)$ ise (18) ile verilen şekilde tanımlanır.

$$\rho(x) = \begin{cases} \frac{1}{2}x^2 & \text{if } |x| \leq \delta \\ \delta\left(|x| - \frac{1}{2}\delta\right) & \text{if } |x| > \delta \end{cases} \quad (18)$$

Burada δ , üstel ve doğrusal bölgeler arasındaki geçiş eşiğini belirler. Optimizasyon, güven bölgesi tabanlı Dogleg algoritması ile çözülür. Bu yöntem, en dik iniş yönünün güvenli



Şekil 3: Muhtemel Konum Halkası

yakınsaması ile Gauss-Newton yönünün hızlı yakınsamasını birleştirir. Her iterasyonda adım, güven bölgesi yarıçapı içinde kalacak şekilde ve bölgenin büyüklüğüne göre seçilir. Adımın başarısına göre güven bölgesi uyarlanarak hem hız hem kararlılık sağlanır.

Elde edilen güncel pozisyon çözümleri, yeniden birimlere dağıtılarak güncellemelerde referans alınır. Bu hiyerarşik yapı, yerel doğruluğun korunurken sistem genelinde senkronize bir konum tutarlılığı sağlar.

Önerilen göreceli iç mekân konumlandırma yöntemi, tutarlılık ve doğruluk sağlamak için aşağıdaki varsayımlara dayanmaktadır:

Her birim, kendi koordinat sisteminde hızının kestirimini yapar ve bu bilgileri diğer tüm birimlerle paylaşır. Ölçülen mesafe, ölçüm yapan her iki birim için eşittir. Tüm birimler, 2 boyutlu düzlemde yer almaktadır ve koordinat çerçeveleri açısız olarak hizalanmıştır. Böylece hız ve konum vektörleri doğrudan toplanıp çıkarılabilir. Ölçümler, bilinen ve sabit aralıklarda alınır. Veri noktaları arasındaki zaman boşlukları sabittir. Hız tahmini, konum kestirimi ve mesafe ölçümlerindeki hatalar, sıfır ortalamalı Gauss dağılımları olarak modellenir ve standart sapmaları önceden bilinmektedir. Her iterasyonda gerçekleştirilen mesafe ölçümleri ve hız tahminleri aynı anda alınmış sayılır. Tüm veriler zaman bakımından uyumludur.

Bu varsayımlar ile KKEOGK uygulamakta olan birimlerin gerçekleştireceği döngü mesafe ölçümü ile başlamaktadır.

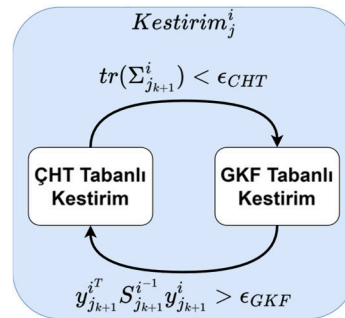
$$d_{i_k}^j = d_{i_k}^j = \|p_{j_k} - p_{i_k}\| + w_{d_k} \quad (19)$$

i ve j ile numaralandırılmış birimler arasındaki mesafe ölçümleri $d_{i_k}^j$ ve $d_{j_k}^i$ ile verilmiştir. Bu ölçümler, varsayımlarda belirttiği üzere karşılıklı olarak eşittir ve beyaz gürültü, w_d , içermektedir. Her zaman adımı, k , ile diğer birime ilişkin mesafe ölçümü elde edilir ve muhtemel göreceli konumları barındıran bir çember oluşturulur. Bu çember, değerlendirilecek hipotez sayısı kadar parçaya bölünür. Elde edilen noktalara ilişkin olasılıklar, mevcut hipotezlerin ve diğer birim tarafından paylaşılan hız bilgisi kullanılarak hesaplanır.

$$p_{j_n}^i = d_{j_n}^i \left(\cos\left(\frac{2\pi}{N_{disc}}n\right) + \sin\left(\frac{2\pi}{N_{disc}}n\right) \right), n = 1 \dots N_{disc} \quad (20)$$

$$P(p_{j_{0n}}^i) = \frac{1}{N_{disc}} \quad (21)$$

j numaralı birimin i numaralı birime göre konumu, p_j^i , başlangıç aşamasında eşit olasılıklı, $P(p_{j_{0n}}^i)$, N_{disc} adet hipotez ile ifade edilir. N_{disc} , ayrıklaştırma katsayısıdır (İng. discretization coefficient) ve ÇHT tarafından her hipotezden kaç yeni hipotezin oluşturulacağını belirler. Hipotez sayısının artması, daha fazla ihtimalin değerlendirilmesi anlamına geldiğinden belirsizlik yönetimini kolaylaştıracak olup, işlem yükünü artıracaktır. Sonraki zaman adımıyla gelen mesafe



Şekil 4: Yerel Algoritma Akışı

ölçümünden türetilen hipotezlerin olasılıkları, diğer birim tarafından paylaşılan hız bilgisi kullanılarak hesaplanır.

$$v_{jk}^i = v_{jk} - v_{ik} \quad (22)$$

$$v_{ab} = \frac{(p_{j_{k+1}a}^i - p_{j_{kb}}^i)}{\Delta t}, \quad a = 1..N_{disc}, \quad b = 1..N_{disc} \quad (23)$$

$$P(v_{ab}) = \frac{\exp\left(-\frac{\|v_{ab} - v_{jk}^i\|^2}{2\sigma_v^2}\right)}{2\pi\sigma_v^2} \quad (24)$$

$$P(p_{j_{k+1}a}^i) \propto \max_b \left(P(v_{ab}) P(p_{j_{kb}}^i) \right), \quad a = 1..N_{disc}, \quad b = 1..N_{disc} \quad (25)$$

j numaralı birimin hızından, v_{jk} , kestirim yapacak olan i numaralı birimin hızının, v_{ik} , çıkartılmasıyla göreceli hız, v_{jk}^i , elde edilir. Ardından, mevcut hipotezler ve türetilmiş hipotezler arasındaki konum değişiminin Δt sürede mümkün olması için gerekli hız vektörü, v_{ab} , (23) ile hesaplanır. Her v_{ab} değerinin olasılığı, $\mathcal{N}(v_{jk}^i, \text{diag}(\sigma_v^2))$ dağılımı üzerinden (24) ile atanır. Burada σ_v hız kestirimindeki standart sapmadır. Türetilmiş hipotezin olasılığı, $P(p_{j_{k+1}a}^i)$, mevcut hipotezlerin, $P(p_{j_{kb}}^i)$, ve gerekli hız vektörlerinin, $P(v_{ab})$, olasılıkları göz önüne alınarak (25) ile hesaplanır. Bu şekilde, her adımda hipotez sayısı N_{disc} olarak sabit tutulur. Olasılıklar her adımda normalize edilir ve (26) sağlanır.

$$\sum_{a=1}^{N_{disc}} P(p_{j_{k+1}a}^i) = 1 \quad (26)$$

ÇHT ile yönetilen hipotezlerin belirsizlik seviyesi her adımda kontrol edilir ve tüm hipotezlerin bir noktaya yakınsaması, belirsizliğin azaldığını belirtmektedir. Hipotezlerin yakınsaması (27) ve (28) ile verilen adımlar sonucunda elde edilen kovaryans matrisi $\Sigma_{j_{k+1}}^i$ üzerinden takip edilmektedir.

Kovaryans matrisinin izi, belirlenen bir eşik değerin, ϵ_{CHT} , altında ise hipotezlerin yakınsadığına ve GKF kestirimlerine geçilmesine karar verilir. Belirsizliğin istenen seviyeye düşmesi (29) ile tespit edilir.

$$\mu_{p_{k+1}} = \sum_{a=1}^{N_{disc}} P(p_{j_{k+1}a}^i) p_{j_{k+1}a}^i \quad (27)$$

$$\Sigma_{j_{k+1}}^i = \sum_{a=1}^{N_{disc}} P(p_{j_{k+1}a}^i) (p_{j_{k+1}a}^i - \mu_{p_{k+1}})^T (p_{j_{k+1}a}^i - \mu_{p_{k+1}}) \quad (28)$$

$$\text{tr}(\Sigma_{j_{k+1}}^i) \leq \epsilon_{CHT} \quad (29)$$

Gerekli şartların sağlanması durumunda, en yüksek olasılığa sahip hipotez kullanılarak GKF başlatılır. Başlangıç belirsizliğinin ortadan kaldırılması ile GKF, gelen her yeni mesafe ölçümü ve hız kestiriminden faydalanarak hızlı ve tutarlı kestirimler sunar. Ancak ölçüm gürültülerine bağlı olarak, GKF zamanla güvenilirliğini yitirebilmektedir. GKF güvenilirliği, her güncellemede hesaplanan NIS ile kontrol edilmektedir. NIS değerinin Ki-Kare ile belirlenen bir eşik değeri, ϵ_{GKF} , geçmesi ile güvenilirliğin azaldığı tespit edilir ve ÇHT metoduna döndürülür.

$$\text{NIS} = y_{j_{k+1}}^{iT} S_{j_{k+1}}^{i-1} y_{j_{k+1}}^i \geq \epsilon_{GKF} \quad (30)$$

Yapılan yerel kestirimler, kullanılan algoritmalar ve belirsizlik seviyelerine bağlı olarak Şekil 4 ile verilen akışı izler. Her adımda yapılan kestirimler ve mesafe ölçümleri, merkezi bir optimizasyon sürecine dahil edilir. Bu süreçte, Huber kayıp fonksiyonu [22] üzerinden Dogleg algoritması [23] çalıştırılır. Huber kayıp fonksiyonu sayesinde, aykırı değerlere daha az, beklenen aralıktaki değerlere daha fazla duyarlı bir yapı elde edilir ve böylece modelin kestirimlerindeki sapması azaltılarak

daha dengeli sonuçlar üretilir. Dogleg algoritması ise, adaptif adımlar ile Gauss-Newton doğrultusunu ve en dik iniş (İng. Steepest Descent) doğrultusunu birleştirerek her iterasyonda hem hızlı hem de kararlı bir yakınsama elde eder. Elde edilen sonuçlar, birimlerde bulunan yerel kestirimlere dahil edilerek sistem genelinde tutarlılık elde edilir.

4. Simülasyon ve Test

Simülasyon senaryosunda 4 birim rastgele başlangıç konumlarıyla 40m×40m kare bir alan içinde yerleştirilmiştir. Her birim, 2-3m/s aralığında rastgele seçilen doğrusal hız büyüklüğü ve 7-8°/s aralığında rastgele seçilen açısal hızla başlatılmıştır. Verilen parametreler simülasyon başlangıcında her birim oluşturulurken belirlenmektedir ve birim hareketlerinin tüm senaryolarda sabit tutulması adına değiştirilmemektedir. Zaman adımı $\Delta t=1s$ olup toplam 500 adım ($\approx 500s$) boyunca hareket güncellenmiştir. Standart sapmalar birimler arası mesafe ölçümleri için $\sigma_d=0.5m$, birimlerin kendilerine dair hız kestirimleri için $\sigma_v=0.5m/s$, ÇHT fazında yapılan göreceli konum kestirimleri için ise $\sigma_p=2m$ olarak belirlenmiştir. Hız ve mesafe ölçümlerine Gauss gürültüsü eklenmiştir. ÇHT aşamasında hipotez üretme süreci için kullanılan ayrıklaştırma katsayısı $N_{disc}=60$ olarak alınmıştır. ÇHT fazında hesaplanan ve GKF fazına geçişi belirleyen kovaryans matrisi izi için eşik değeri $\epsilon_{CHT}=0.5m$ olarak belirlenmiştir ve bu değerin altına inildiğinde istenen hipotez yakınsamasının gerçekleştiği tespit edilir. GKF fazında hesaplanan ve ÇHT metoduna dönmeyi belirleyen NIS değeri için eşik değeri $\epsilon_{GKF}=60$ olarak belirlenmiştir ve bu değerin üzerine çıktığında metodun güvenilirliğinin yitirildiğine karar verilir. Monte Carlo değerlendirmesinde aynı hareket rotası için birim parametreleri (başlangıç konumu, yönelimi ve açısal/doğrusal hızı) sabit tutularak 100 bağımsız deneme yürütülmüştür. Her denemede yalnızca rastgele ölçüm gürültüleri yeniden örneklenmiştir. 500 zaman adımında tüm ikili kestirimler için x ve y eksenlerindeki hatalar kaydedilmiştir. Birimlerin ilk 100 adımı kalibrasyon süreci olarak değerlendirilmekte ve istatistiksel analizler her bir kestirim için 100×400 veri seti üzerinden gerçekleştirilmektedir. Bu veri kullanılarak hesaplanan RMSE $\left(\sqrt{\mu_{j_x}^2 + \sigma_{j_x}^2}, \sqrt{\mu_{j_y}^2 + \sigma_{j_y}^2} \right)$ değerleri Tablo 1'dedir.

Tablo 1: Konumlandırma RMSE Hataları

#	1	2	3	4
1	(0.00,0.00)	(1.32,2.24)	(1.51,1.16)	(1.33,1.89)
2	(1.32,2.24)	(0.00,0.00)	(2.90,1.93)	(1.28,1.25)
3	(1.51,1.16)	(2.90,1.93)	(0.00,0.00)	(2.66,2.18)
4	(1.33,1.89)	(1.28,1.25)	(2.66,2.18)	(0.00,0.00)

Tablolarda verilen sonuçlar, önerilen yöntemin simülasyon senaryosunda azami 2.90m olduğu görülmektedir. Bu hata değerleri 6m (1σ) GPS sapma değerlerine ve kümülatif olarak artan ANS hatalarına kıyasla kabul edilebilir bir seviyededir [24]. Ayrıca, hataların birimler arası dengeli dağılımı, önerilen yaklaşımın güvenilir göreceli konum kestirimi sağlayabildiğini desteklemektedir.

5. Sonuç

Bu çalışmada, sabit altyapıya ihtiyaç duymadan çalışan bir görelî iç mekân konumlandırma yöntemi sunulmaktadır. Önerilen hibrit yaklaşımda, UGB tabanlı çift yönlü mesafe ölçümleri ile AÖB kaynaklı hız kestirimleri birlikte kullanılarak, başlangıç ve ara adımlarda oluşan konumsal belirsizlikler hibrit bir filtreleme yapısıyla yönetilmektedir. Belirsizliğin yüksek olduğu durumlarda ÇHT ile çoklu senaryo analizi yapılırken, sapma seviyesinin belirli bir eşiğin altına düşmesiyle birlikte GKF devreye girerek düşük gecikmeli kestirim sağlamaktadır. GKF güveninin zayıfladığı durumlarda ise süreç yeniden ÇHT kestirimlerine devredilerek istikrar korunmaktadır. Sistemin merkezinde yer alan optimizasyon katmanı, birimler arası tutarlılığı Huber kayıp fonksiyonu ve Dogleg yöntemine dayalı çözümleyici ile sağlamaktadır.

Simülasyon ve test sonuçları, belirlenen koşullar altında önerilen yöntemin ortalama 0.3m altında hata ve 3m altında standart sapma ile konumlandırma gerçekleştirebildiğini ortaya koymuştur. Altyapı kurulum maliyetlerinin ve bakım ihtiyacının büyük ölçüde ortadan kalkması; dinamik endüstriyel ve geçici ortamlarda hızlı devreye alma imkânı sunması, yöntemin en önemli avantajlarıdır. Gelecek çalışmalarda, dinamik engellerin yoğun olduğu karmaşık çoklu yol koşullarındaki performansın saha deneyleriyle doğrulanması, ölçeklenebilirlik, haberleşme ve senkronizasyon problemleri, veri kaybı ve enerji verimliliği optimizasyonu üzerine odaklanılacaktır.

6. Teşekkür

Süreç boyunca gerçekleştirmiş olduğu danışmanlığı sebebiyle Orta Doğu Teknik Üniversitesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği Bölümünden Prof. Dr. Umut ORGUNER'e teşekkürler.

7. Kaynakça

- [1] F. Zafari, A. Gkelias ve K. K. Leung, "A survey of indoor localization systems and technologies," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, cilt 21, p. 2568–2599, 2019.
- [2] C. Cadena, L. Carlone, H. Carrillo, Y. Latif, D. Scaramuzza, J. Neira, I. Reid ve J. J. Leonard, "Past, present, and future of simultaneous localization and mapping: Toward the robust-perception age," *IEEE Transactions on robotics*, cilt 32, p. 1309–1332, 2017.
- [3] G. Klein ve D. Murray, "Parallel tracking and mapping for small AR workspaces," p. 225–234, 2007.
- [4] J. Engel, T. Schöps ve D. Cremers, "LSD-SLAM: Large-scale direct monocular SLAM," p. 834–849, 2014.
- [5] A. Kendall, M. Grimes ve R. Cipolla, "Posenet: A convolutional network for real-time 6-dof camera relocalization," p. 2938–2946, 2015.
- [6] F. Fraundorfer ve D. Scaramuzza, "Visual odometry: Part ii: Matching, robustness, optimization, and applications," *IEEE Robotics & Automation Magazine*, cilt 19, p. 78–90, 2012.
- [7] M. F. R. Al-Okby, S. Junginger, T. Roddelkopf ve K. Thurow, "UWB-based real-time indoor positioning systems: A comprehensive review," *Applied Sciences*, cilt 14, p. 11005, 2024.
- [8] S. Köse, İ. Gökalp, Ç. Dökme, Ç. Akman ve T. Sönmez, "Hybrid RSSI and Fingerprinting Method for Indoor Localisation," *Proceedings of USMOS 2019*, June 2019.
- [9] S. He ve S.-H. G. Chan, "Wi-Fi fingerprint-based indoor positioning: Recent advances and comparisons," *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, cilt 18, p. 466–490, 2015.
- [10] J. Torres-Sospedra, R. Montoliu, A. Martínez-Usó, J. P. Avariento, T. J. Arnau, M. Benedito-Bordonau ve J. Huerta, "UJIIndoorLoc: A new multi-building and multi-floor database for WLAN fingerprint-based indoor localization problems," *2014 international conference on indoor positioning and indoor navigation (IPIN)*, p. 261–270, 2014.
- [11] X. Wang, L. Gao, S. Mao ve S. Pandey, "CSI-based fingerprinting for indoor localization: A deep learning approach," *IEEE transactions on vehicular technology*, cilt 66, p. 763–776, 2016.
- [12] F. Alhomayani ve M. H. Mahoor, "Deep learning methods for fingerprint-based indoor positioning: A review," *Journal of Location Based Services*, cilt 14, p. 129–200, 2020.
- [13] I. O. Korkmaz, T. Özateş, E. Koç, E. Aydın, E. Kor, D. Dilek, M. A. Güngen, I. G. Köse ve Ç. Akman, "Indoor localization with transfer learning," *2022 30th Signal Processing and Communications Applications Conference (SIU)*, p. 1–4, 2022.
- [14] C. Forster, L. Carlone, F. Dellaert ve D. Scaramuzza, "On-manifold preintegration for real-time visual-inertial odometry," *IEEE Transactions on Robotics*, cilt 33, p. 1–21, 2016.
- [15] G. Huang, "Visual-inertial navigation: A concise review," *2019 international conference on robotics and automation (ICRA)*, p. 9572–9582, 2019.
- [16] N. El-Sheimy ve A. Youssef, "Inertial sensors technologies for navigation applications: State of the art and future trends," *Satellite navigation*, cilt 1, p. 2, 2020.
- [17] M. Kok, J. D. Hol ve T. B. Schön, "Using Inertial Sensors for Position and Orientation Estimation," *Foundations and Trends® in Signal Processing*, cilt 11, pp. 1-153, 2017.
- [18] P. D. Groves, "Navigation using inertial sensors [Tutorial]," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, cilt 30, p. 42–69, 2015.
- [19] S. S. Blackman, "Multiple hypothesis tracking for multiple target tracking," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, cilt 19, p. 5–18, 2004.
- [20] J. M. Corcuera ve F. Giummolè, "A Generalized Bayes Rule for Prediction," *Scandinavian Journal of Statistics*, cilt 26, pp. 265–279, 1999.
- [21] M. I. Ribeiro, "Kalman and extended kalman filters: Concept, derivation and properties," *Institute for Systems and Robotics*, cilt 43, p. 3736–3741, 2004.
- [22] T. Hastie, R. Tibshirani, J. H. Friedman ve J. H. Friedman, The elements of statistical learning: data mining, inference, and prediction, cilt 2, Springer, 2009.
- [23] J. Nocedal ve S. J. Wright, Numerical optimization, Springer, 2006.
- [24] M. A. Quddus, R. B. Noland ve W. Y. Ochiend, "Validation of map matching algorithms using high precision positioning with GPS," *The Journal of Navigation*, cilt 58, no. 2, pp. 257-271, 2005.

Gelişmiş Sürücü Destek Sistemleri (ADAS), Telematik Sistemler ve Mobil Cihaz Verilerinin Sürücü Puanına Etkileri

The Impact of Advanced Driver Assistance Systems (ADAS), Telematics Systems, and Mobile Devices Data on Driver Scoring

Selin Kalay¹, Baran Işık², Burak Can Doğan³

^{1,2,3}BİAS Mühendislik LTD. ŞTİ, İstanbul

skalay@bias.com.tr, barani@bias.com.tr, bcdogan@bias.com.tr

Özetçe

Sürücü puanlama sistemleri, telemetri ve sensör verileriyle sürüş davranışlarını analiz eden, güvenliği artırma, maliyet optimizasyonu ve adil sigorta primleri gibi amaçlarla kullanılan teknolojilerdir. Hızlanma, frenleme, hız sınırlarına uyum gibi kriterleri algoritmalarla değerlendirilerek puanlama yapar ve ödül-ceza mekanizmalarına entegre edilebilir. Bu çalışmada, Gelişmiş Sürücü Destek Sistemi kabiliyetine sahip telematik sistemler, yalnızca telematik verilerine dayalı sistemler ve telefonlar olmak üzere üç farklı veri kaynağı kullanılmış ve buna uygun sürücü puanlama matematiksel hesaplamaları yapılmıştır. sonuçlar karşılaştırılmıştır. Sürücü puanı hesaplamalarında kullanılmak üzere telematik sistemlerden toplanan verilerden hız aşımı, ivmelenme, sert viraj alma ve motor devri kontrolü parametreleri kullanılmıştır. Gelişmiş Sürücü Destek Sistemi özellikli sistemlerde, telematik verilere ek olarak önden çarpışma, yayaya çarpma ve şerit ihlali uyarıları da hesaba dahil edilmiştir. Mobil uygulama ile ise telefonda bulunan ivme sensörü ve konum sensörü ile hesaplamalar yapılmıştır. Üç veri kaynağı ile aynı koşullarda yapılan test senaryoları, Gelişmiş Sürücü Destek Sistemi özellikli telematik verilerinin sürücü davranışlarını daha doğru ve güvenilir analiz ettiğini göstermektedir. Bununla birlikte, Mobil uygulama tabanlı çözümler maliyet açısından avantajlı bir alternatif sunarken, telematik sistemler özellikle filo yönetimi ve ticari araçlarda sürüş güvenliği ile riskli davranışların azaltılmasında etkin bir araçtır.

Abstract

Driver scoring systems are technologies that analyze driving behaviors with telemetry and sensor data and are used for purposes such as improving safety, cost optimization and fair insurance premiums. It evaluates criteria such as acceleration, braking, and compliance with speed limits with algorithms and can be integrated into reward-punishment mechanisms. In this study, three different data sources were utilized: telematics systems with Advanced Driver Assistance System capabilities, telematics-only systems, and smartphones. Driver scoring was then mathematically computed based on each data source, and the results were compared. The data collected from the telematics systems were used for the driver score calculations, including speed exceedance, acceleration, hard cornering and engine speed control parameters. In Advanced Driver Assistance Systems-enabled systems, in addition to telematics data, frontal collision, pedestrian collision and lane violation

warnings were also included in the calculation. With the mobile application, calculations were made with the acceleration sensor and position sensor on the phone. The results of test scenarios conducted under the same conditions with three data sources indicate that telematics data with Advanced Driver Assistance System features provide a more accurate and reliable analysis of driver behaviors. At the same time, mobile application-based solutions present a cost-effective alternative, whereas telematics systems are particularly effective in enhancing driving safety and reducing risky behaviors in fleet management and commercial vehicles.

1. Giriş

Trafik kazaları küresel bir sorundur. DSÖ 2023 raporuna göre, karayolu kazaları nedeniyle yılda yaklaşık 1.19 milyon kişi hayatını kaybetmektedir [1]. Türkiye’de ise 2023’te 1.3 milyon kaza meydana gelmiş, bunların 235 bini ölümlü-yaralanmalı olup %89’u sürücü hatasından kaynaklanmıştır [2,3]. Bu durum, sürücü davranışlarının izlenmesi ve iyileştirilmesinin kaza önlemede kritik rolünü göstermektedir. Sürücü davranışlarının değerlendirilmesi; sürücü psikolojisi, çevresel koşullar ve araç kinematiği gibi faktörlerin birlikte ele alınmasını gerektirir [4]. Bu analiz, kaza risklerini azaltma, enerji verimliliğini artırma ve adil sigorta modelleri geliştirme açısından önemlidir. Geleneksel sigorta modelleri geçmiş kayıtlara dayanırken, sensör teknolojileri ve büyük veri analitiği sayesinde artık gerçek zamanlı sürüş performansı değerlendirilebilmektedir [5,6].

Bu çalışmada, sürücü davranışlarını değerlendirmek amacıyla üç yöntem karşılaştırılmıştır: ADAS özellikli telematik veriler, yalnızca telematik veriler ve mobil uygulama tabanlı telefon verileri. ADAS sistemleri sensör ve kameralarla çevresel verileri analiz ederek çarpışma ve şerit ihlali uyarıları üretirken [7], telematik sistemler hız, GPS ve motor verileri toplayarak filo yönetimi ve risk analizinde kullanılmaktadır [8]. Literatürde de benzer yaklaşımlar görülmektedir. Wuhan JIMU Intelligent Technology (2017), ADAS ve telematiği entegre ederek kapsamlı bir puanlama algoritması geliştirmiştir [9]. Dalian Roiland Tech Co. Ltd. (2016), büyük veri ve derin öğrenme ile yüksek riskli davranışları sınıflandırmıştır [10]. Winlaw ve ark. (2019), hız aşımının kaza riski açısından en kritik faktör olduğunu vurgulamıştır [11]. Chan ve ark. (2025), hız ve ivme verilerindeki sapmaların riskli davranışların belirlenmesinde kullanılabileceğini göstermiştir [12]. Guillen ve ark. (2024) ise haftalık telematik verilerle kaza sıklığını öngörüp kullanım bazlı sigorta fiyatlamasına entegre edilebilen

puanlama modelleri geliştirmiştir [13]. Bununla birlikte, yüksek maliyetler ve sürekli izlenmeye yönelik çekinceler yaygınlaşmayı sınırlandırmaktadır [14]. Buna karşılık, akıllı telefon tabanlı telematik uygulamalar düşük maliyetli bir alternatif sunmakta; ivmeölçer, manyetometre ve GPS sensörleriyle sürücü davranışlarını analiz ederek Aviva RateMyDrive ve StateFarm DriverFeedback gibi örneklerde prim indirimleri sağlamaktadır [15]. Bu bağlamda, mevcut çalışmada ADAS tabanlı sürüş puanlama sisteminin etkinliği test edilmiş ve farklı yöntemlerle karşılaştırmalı bir değerlendirme yapılmıştır. Araç içi sensörlerden elde edilen veriler gerçek sürüş koşullarında analiz edilerek, ADAS destekli puanlamanın geleneksel telematik çözümlerden farklı sonuçlar üretilip üretilmediği incelenmiştir.

2. Veri Toplama ve İşleme Sistemi Donanım ve Yazılım Tasarımı

Bu çalışmada kullanılan materyal ve metodoloji, sürücü davranışlarının değerlendirilmesi için farklı veri toplama ve analiz yaklaşımlarını içermektedir. İlk olarak, ADAS zelliklerine sahip telematik verileri, sürücünün davranışlarını ve araç performansını ölçmek amacıyla kullanılmaktadır. İkinci yöntem olarak, yalnızca telematik veriler üzerinden yapılan analizlere odaklanılmıştır. nc olarak ise, mobil uygulamalar aracılığıyla toplanan telefon verileri kullanarak sürücü davranışları incelenmiştir. Hesaplamalarda Denklem (1) ve Denklem (2) kullanılmaktadır. Sürücü puanlaması, her 100 kilometreye göre hesaplanacak şekilde tasarlanmıştır. Her uyarının etkisi ayrı ayrı belirlenmekte, ardından toplam etki 100'den çıkarılarak sürücü puanı elde edilmektedir.

Uyarı Etki Puanı:

$$P_i = \frac{W_i * F_i * P_i}{D} \quad (1)$$

Genel Sürücü Puan Hesabı:

$$P = 100 - \sum_{i=1}^n P_i \quad (2)$$

Burada P sürücü puanını, W uyarı sayısını, F ağırılık katsayısını, P yüzde ağırılık değerini, D ise kat edilen mesafeyi (km) ifade etmektedir. Puan aralığı 0 ile 100 arasında tanımlanmıştır. Bu bölümde  yönteme ait metotlardan detaylarıyla birlikte bahsedilecektir.

2.1. ADAS zellikli Telematik Cihaz Verileri

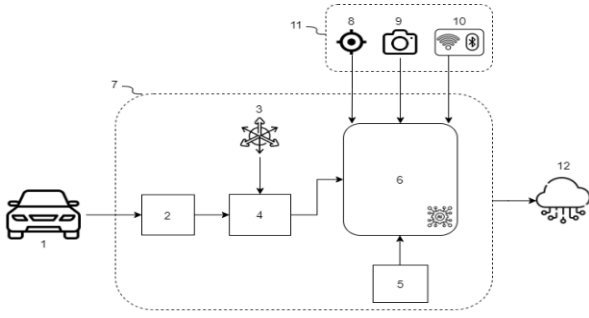
ADAS tabanlı veri toplama için **WeLog** cihazı kullanılmıştır. Bias Mühendislik Ltd. şti. tarafından geliştirilen bu cihaz, her araca entegre edilebilen kamera ve işlemci birimlerinden oluşur. nden arpışma, yayaya çarpma ve şerit değiştirme uyarıları gibi ADAS kabiliyetlerine sahip olan WeLog, GPS, ivmeölçer, CAN Bus ve internet haberleşme modüllerini içerir (şekil 1, şekil 2 ve Tablo 1).



şekil 1: WeLog işlemci ve kamera birimi

Tablo 1: WeLog sistem şeması unsurları

No	Unsur Adı	Unsurun İşlevi ve Teknik zellikler
1.	Araç verisi	Araç verisi, aracın çalışma durumu, hız, motor devri, yakıt tüketimi gibi bilgileri CAN Bus üzerinden toplar.
2.	CAN-Bus Modülü	CAN Bus modülü, araçtaki çeşitli sensörlerden ve kontrol birimlerinden veri toplayarak mikroişlemciye iletilmesini sağlar. 250 Kbps ile 1 Mbps arasında veri iletim hızları sunabilir.
3.	İvmeölçer	Araçtaki hızlanma, yavaşlama ve yn değişikliklerini ölçer. 6 eksenle hareket ölçmektedir.
4.	Mikroişlemci	İvmeölçer sensöründen ve CAN Bus modülü ile araçtan gelen verileri işlemci modülüne iletir.
5.	İnternet haberleşme modülü	Cihazın internet üzerinden veri gönderip almasını sağlar. Bu modül aracılığıyla veriler buluta veya başka cihazlara iletilir. 2G, 3G, 4G LTE gibi internet bağlantı seçenekleri sağlar.
6.	İşlemci modülü	İşlemci modülü, yapay zeka algoritmalarını çalıştırarak ve verileri gerçek zamanlı işleyerek sistemin düzgün çalışmasını sağlar.
7.	İşlemci birimi	CAN Bus modülü, ivmeölçer sensörü, mikroişlemci, internet haberleşme modülü ve işlemci modülünden oluşur. Her türlü araçtan veri toplama ve gerçek zamanlı işlemeyi sağlar, OBD-II veya J1939 portuna bağlanır ve 9-35 Volt besleme voltajıyla çalışır.
8.	GPS modülü	Cihazın takılı olduğu aracın konum bilgilerini sağlar. Bu, aracın coğrafi konumunu belirler.
9.	Kamera modülü	Yolu görecek şekilde araç n camına konumlandırılır. Gelen görüntü ve videoları işlemci modülüne aktarır.
10.	Wifi/BT modülü	Cihazın kablosuz ağlarla iletişimini sağlar. Wi-Fi üzerinden internet bağlantısı, Bluetooth üzerinden kısa mesafeli veri iletimi yapılır. Cihaz ve Mobil uygulama BT üzerinden haberleşir.
11.	Kamera birimi	GPS Modülü, kamera modülü ve Wifi/BT modülünden oluşan birimdir.
12.	Bulut platformu	ADAS uyarıları, işlenen araç verileri, ivme verileri ve GPS verileri MQTT ile bulut platformuna gönderilir. Veriler bulutta depolanır.



Şekil 2: WeLog sistem şeması

Sistem, CAN Bus üzerinden araç hızı, motor devri ve kritik verileri gerçek zamanlı analiz etmektedir. Şerit değiştirme durumunda kamera görüntüleri ve sinyal bilgisi birlikte değerlendirilerek sürücünün bilinçli manevraları tespit edilmektedir. Hız verisi, ADAS uyarılarının bağlama uygun yorumlanmasını sağlayarak farklı hız seviyelerinde özelleştirilmiş geri bildirim üretmektedir.

Araç üzerindeki ivmeölçer ani hızlanma, sert frenleme ve keskin virajları algılayarak, GPS modülü konum bilgisini sağlayarak hız limiti ile anlık hızı karşılaştırmakta ve ihlalleri belirlemektedir. Motor devri ile hız verisinin birlikte değerlendirilmesi, agresif sürüşün yanı sıra yakıt tüketimi ve çevresel etkilerin analizine olanak tanımaktadır. Toplanan veriler internet modülüyle buluta aktarılmakta ve sürücü performansı merkezi sistemde uzun vadeli olarak izlenmektedir. Ayrıca odometre verisi mesafe bazlı puanlama için kullanılmaktadır.

Önerilen model, kamera, hız, motor devri, GPS ve ivme sensörlerinden elde edilen çoklu verileri entegre ederek bağlama duyarlı, gerçek zamanlı bir sürücü puanlama sistemi sunmaktadır. Çalışmada kullanılan ivmeölçer, I2C arayüzlü 6 eksenli MPU6050 olup $\pm 2g$ hassasiyete ve 3 Hz örnekleme frekansına ayarlanmıştır [16].

Tablo 2: Kullanılan parametreler ve veri kaynağı

Parametre	Veri	Birim	Açıklama
Araç hızı	CAN Haberleşmesi	km/saat	Araçın anlık hızı
Motor devri	CAN Haberleşmesi	RPM (dev/dk)	Motorun bir dakikada yaptığı dönüş sayısını ifade eder.
Odometre	CAN Haberleşmesi	km	Kat edilen toplam mesafe
Sinyal bilgisi	CAN Haberleşmesi	-	Sağ dönüş, sol dönüş ve dörtlü sinyali
İvme verisi (acc_x , acc_y , acc_z)	İvmeölçer Sensörü	m/s ²	Ani hızlanma, ani yavaşlama ve yanal hareketler
Konum bilgisi	GPS	-	Mevcut yolun hız limitinin tespit edilmesi ve konumun belirlenmesi
Görüntü verisi	Kamera modülü	-	Kameradan verileri gerçek zamanlı işlenerek ADAS uyarıları sağlanır.

2.1.1. Ani Hızlanma ve Yavaşlama

Ani hızlanma ve yavaşlama durumlarında, aracın hareket dinamiklerini değerlendirmek için üç eksendeki ivme değişimleri birlikte analiz edilir. Bu yöntem, ani hızlanma veya yavaşlama olaylarını daha hassas bir şekilde tespit etmek için kullanılmaktadır.

Bu analiz, ivme vektörlerinin farkını hesaplayan Denklem (3) kullanılarak yapılır:

$$\sqrt{(acc_{x_1} - acc_{x_2})^2 + (acc_{y_1} - acc_{y_2})^2 + (acc_{z_1} - acc_{z_2})^2} \quad (3)$$

Burada:

- acc_{x_1} , acc_{y_1} , acc_{z_1} : İlk konumdaki x, y ve z eksen ivmeleri,
- acc_{x_2} , acc_{y_2} , acc_{z_2} : İkinci konumdaki x, y ve z eksen ivmelerini temsil etmektedir.

2.1.2. Sert Viraj Alma

Sert bir viraj alırken, aracın yanal ivmesi (acc_y), hız ve virajın geometrik özellikleri arasındaki ilişkiyle değerlendirilir. Viraj yarıçapı bilinmediğinde, yanal ivme, hız ve aracın hareket dinamiklerine bağlı olarak doğrudan ölçüm veya sensör verileri ile tespit edilir. Literatür araştırması ve yapılan testlerle belirlenen eşik acc_y ve araç hızı değerlerine göre hesaplamalar yapılır. Eşik değerlerin aşılması durumunda uyarı algılanır.

2.1.3. Hız İhlali

GPS, aracın hızını ve bulunduğu konumu belirlemek ve takip etmek için kullanılır. Bu konum bilgisi, hız limitleriyle karşılaştırılarak hız ihlallerinin tespitinde kullanılır. Araç hızı (V), yolun hız limiti (L) ile karşılaştırılır; $V > L$ olduğunda puanlamaya dahil edilir.

Hız limiti verisi, OpenStreetMap (OSM) verilerine erişim sağlayan Overpass API [17] üzerinden alınır. API, farklı yazılımların veri paylaşmasını sağlayan bir arayüzdür ve HTTP GET istekleriyle JSON formatında veri sunar.

2.1.4. Motor Devri

Motor devri (RPM) verisi, CAN Bus modülü aracılığıyla araçtan alınarak işlemci modülüne iletilmektedir. Araç hız verisi ile birlikte değerlendirilen motor devri, yakıt tüketimi, motor sağlığı ve çevresel etkiler açısından kritik bir parametredir. Yüksek devirde uzun süreli kullanım, sürücü puanını olumsuz etkileyen bir faktör olarak tanımlanır.

Motor devri ve araç hızı verilerine bağlı olarak matematiksel hesaplamalar ve eşik değerler belirlenmekte ve sürücü puanlamasına etki etmektedir. Hız belirli bir seviyeyi aştığında ve motor devri bu hıza uygun olmayan bir seviyeye ulaştığında, bu durumun devam süresine bağlı olarak puan düşürülür.

2.1.5. ADAS Uyarıları

ADAS, aracın çevresini algılayarak sürücüyü çeşitli uyarılarla bilgilendirir ve sürücü puanını etkiler. WeLog'un ADAS algoritması, görüntü işleme tabanlı yapay zekâ ile uyarı üretir ve bunları gerçek sürüş koşullarına adapte eder. Önden çarpışma ve yayaya çarpma uyarılarında araçlar arası bağlı hız ve mesafe hesaplanır; çarpışma süresi belirlenen eşik değeri aşarsa uyarı üretilir. Yayaya çarpma uyarısında yayanın yola yakınlık hassasiyeti ayarlanabilir.

Şerit takip algoritması da konfigüre edilebilir. Kamera verileri yapay zekâ ile işlenir, CAN Bus verisiyle şerit

değiştirmenin bilinçli olup olmadığı doğrulanır. Hız bilgisi uyarıların risk değerlendirmesinde kullanılır; düşük ve yüksek hızlar farklı risk oluşturur.

WeLog cihazı iki tip ADAS uyarısı üretir:

- **1. Derece:** Daha az riskli
- **2. Derece:** Daha riskli

Önden çarpışma uyarısı 20 km/sa, yayaya çarpma uyarısı 7 km/sa ve şerit takibi uyarısı 35 km/sa hızlarını geçmeden uyarı verilmesini engelleyen bir filtre eklenmiştir. Uyarılar aynı anda geldiğinde önceliklendirme uygulanır. Önceliklendirme sırası şu şekildedir:

1. Yayaya çarpma
2. Önden çarpışma
3. Şerit takibi

Şerit değiştirme uyarısı (LDW): Araç istemsiz şerit dışına çıkarsa sürücü sesli ve görsel olarak uyarılır. Hız aralıklarına göre belirlenen katsayılarla puan hesaplanır; maksimum etki 15'tir.

Önden çarpışma uyarısı (FCW): Çarpışma riski tespit edilirse sürücü uyarılır. 1. dereceden uyarı esnek risk, 2. dereceden uyarı yüksek risk anlamındadır. Hız ve uyarı katsayılarıyla puan hesaplanır; maksimum etki 20'dir.

Yayaya çarpma uyarısı (PCW): Araç önündeki yayalar algılanır ve risk oluştuğunda sürücü uyarılır. 1. derece düşük, 2. derece yüksek riskli çarpışma uyarısıdır. Hız ve katsayılarla puan hesaplanır; maksimum etki 25'tir.

2.1.6. ADAS Sürücü Puan Hesabı

ADAS özellikli telematik cihaz ile genel sürücü puanlaması ani hızlanma-yavaşlama, sert viraj, hız ihlali, motor devri ve ADAS uyarıları verileri ile hesaplanmaktadır.

$$P = 100 - \left[\frac{(AH * K_a) + (SV * K_v) + (HI * K_h)}{\frac{D}{100}} \right] + \left[\frac{(RPM * K_d) + (LDW * K_l) + (FCW * K_f) + (PCW * K_p)}{\frac{D}{100}} \right] \quad (4)$$

Burada:

- P: Toplam sürücü puanı (0-100)
- AH: Ani hızlanma-yavaşlama sayısı
- SV: Sert Viraj Sayısı
- HI: Hız limiti ihlali sayısı
- RPM: Motor devri aşım sayısı
- LDW: Şerit ihlali uyarı sayısı (sinyal vermeden)
- FCW: Önden çarpışma uyarı sayısı
- PCW: Yayaya çarpma uyarı sayısı
- $K_a, K_v, K_h, K_d, K_l, K_f, K_p$: Belirlenen katsayılar
- D: Toplam kat edilen mesafe (km)'dir.

2.2. Telematik Cihaz Verileri

Bu yöntemde, WeLog cihazının ADAS özelliği kullanılmadan, CAN Bus, GPS ve ivmeölçer verileri ile sürüş davranışları puanlanmaktadır. CAN Bus modülü, araç hızı, motor devri (RPM) ve diğer kritik verileri gerçek zamanlı analiz eder; bu veriler sürüş dinamikleri hakkında geri bildirim sağlar. İvmeölçer, ani hızlanma, sert frenleme ve agresif viraj gibi riskli davranışları algılar. GPS, sürücünün konumunu

belirleyerek hız limiti ile karşılaştırır ve hız ihlallerini tespit eder. Motor devri ve hız verisinin birlikte analizi, agresif sürüş ve yakıt tüketimi değerlendirmesine olanak tanır.

Gerçek zamanlı veri işleme sayesinde sürücüye anlık geri bildirim sağlanır. İnternet modülü ile veriler güvenli şekilde buluta aktarılır; burada sürücü performansı merkezi olarak değerlendirilir ve uzun vadeli analizler yapılabilir. Odometre verisi ile mesafe bazlı puanlama da mümkündür. Puanlama, Ani Hızlanma/Yavaşlama, Sert Viraj, Hız İhlali ve Motor Devri verilerini kullanır (bkz. 2.1. ADAS Özellikli Telematik Cihaz Verileri).

2.2.1. Telematik Cihaz Sürücü Puan Hesabı

Telematik cihaz ile genel sürücü puanlaması ani hızlanma-yavaşlama, sert viraj, hız ihlali ve motor devri verileri ile hesaplanmaktadır.

$$P = 100 - \frac{(AH * K_a) + (SV * K_v) + (HI * K_h) + (RPM * K_d)}{\frac{D}{100}} \quad (5)$$

2.3. Mobil Uygulama

Bu yöntemde, Bias Mühendislik Ltd. Şti. tarafından geliştirilen WeLogger mobil uygulaması kullanılarak, telefon sensörlerinden alınan veriler gerçek zamanlı analiz edilmiş ve sürücü puanı oluşturulmuştur. Puanlama, Ani Hızlanma/Yavaşlama, Sert Viraj Alma ve Hız İhlali verilerini (bkz. 2.1. ADAS Özellikli Telematik Cihaz Verileri) temel alır. Mesafe tespiti için GPS verisi kullanılır; sensör hassasiyetleri cihazdan cihaza değişebilir.

Uygulama, Flutter (Dart tabanlı) altyapısıyla geliştirilmiş ve ivmeölçer verilerini okumak için sensor_plus [18] kütüphanesi kullanılmıştır. Sensör verilerini işleyen bir kütüphane yazılarak uygulamaya entegre edilmiştir. Testler Samsung Galaxy A02 (SM-A022F/DS) cihazında yapılmış ve örneklem frekansı 3 Hz olarak belirlenmiştir.

2.3.1. Alınan yolun Hesaplanması

Mobil cihazın GPS verileri kullanılarak Haversine formülü ile iki ardışık koordinat arasındaki mesafe hesaplanmıştır.

$$d = 2r * \arcsin \left(\sqrt{\sin^2 \left(\frac{\phi_2 - \phi_1}{2} \right) + \cos(\phi_1) \cos(\phi_2) \sin^2 \left(\frac{\lambda_2 - \lambda_1}{2} \right)} \right) \quad (6)$$

Burada:

- d: İki nokta arasındaki mesafe (km)
- r: Dünya yarıçapı (6378 km)
- ϕ_1, ϕ_2 : Enlem koordinatları
- λ_1, λ_2 : Boylam koordinatlarını göstermektedir.

2.3.2. Mobil Uygulama Sürücü Puan Hesabı

Telematik cihaz ile genel sürücü puanlaması ani hızlanma-yavaşlama, sert viraj, hız ihlali ve motor devri verileri ile hesaplanmaktadır.

$$P = 100 - \frac{(AH * K_a) + (SV * K_v) + (HI * K_h)}{\frac{D}{100}} \quad (7)$$

3. Bulgular ve Tartışma

Bu çalışmada, ADAS özellikli telematik, telematik ve mobil uygulama tabanlı sürücü puanlama yöntemleri karşılaştırılmıştır. Her yöntemin avantajları ve sınırlamaları bulunmakta olup, tüm yöntemlerin birlikte kullanıldığı saha testleri gerçekleştirilmiştir. Testlerde kullanılan veriler Tablo 3'te gösterilmiştir.

Tablo 3: Kullanılan veriler

Yöntem	ADAS Telematik	Telematik	Mobil Uygulama
ADAS	+	-	-
CAN Hız	+	+	-
CAN RPM	+	+	-
İvme	+	+	+
GPS Konum	+	+	+
GPS Hız	-	-	+
Alınan Yol	Odometre	Odometre	GPS

Güvenli ve riskli test senaryoları, aynı rota ve mesafe koşullarına göre planlanmıştır. Test güzergahı 15 km olup, güvenli sürüş sonuçları Tablo 4'te gösterilmiştir.

Tablo 4: Güvenli sürüş test sonuçları

Kriter	ADAS Telematik	Telematik	Mobil Uygulama
KM	15	15	14.6
PCW	1 (düşük hız)	-	-
FCW	1 (düşük hız)	-	-
LDW	2 (düşük hız)	-	-
Hız Aşımı Uyarıları	1	1	1
Ani Hareket	2	2	1
Keskin Dönüşler	1	1	1
Motor Devir Aşım Sayısı	0	0	-
Skor (%)	92.46	94.25	94.49

ADAS Telematik, yaya çarpma, önden çarpışma ve şerit değiştirme uyarıları gibi daha fazla güvenlik uyarısı sağlarken, diğer yöntemler daha az uyarı sayısı ile daha yüksek skoru almıştır. Mobil Uygulama ile tespit edilen ani hareket sayısı ivme ölçer hassasiyetinden etkilenmiş ve telematik cihaz yöntemlerinde 2 adet ani hareket tespit edilirken, mobil uygulama ile 1 adet tespit edilebilmiştir. Ayrıca Telematik çözümlerde mesafe bilgisi 15 km iken mobil uygulamada GPS üzerinden yapılan mesafe algoritması 14.6 km olarak hesaplanmıştır.

Riskli sürüş için yapılan testlerin sonuçları Tablo 5'te yer almaktadır. ADAS Telematik farklı hız durumlarında 6 yaya çarpma uyarısı, 5 önden çarpışma uyarısı ve 8 şerit değiştirme uyarısı vererek daha fazla riskli sürüş durumunu tespit etmiştir. Bu uyarılar, ADAS Özellikli Telematik Cihazın daha kapsamlı bir yaklaşım sergilediğini ve yüksek riskli sürüş durumlarında daha gerçekçi bir sürüş puanlaması yaptığını ortaya koymaktadır.

Tablo 5: Riskli sürüş test sonuçları

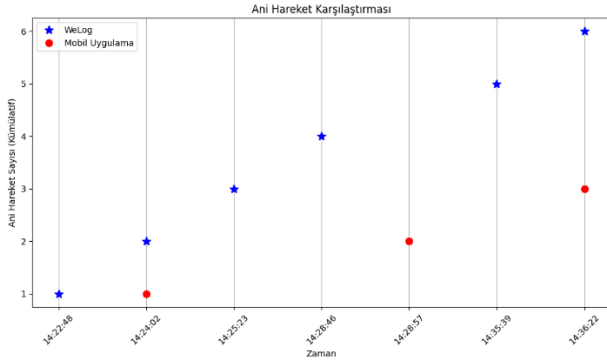
Kriter	ADAS Telematik	Telematik	Mobil Uygulama
KM	15	15	14.32
PCW	6 (3 düşük hız, 3 orta hız)	-	-
FCW	5 (2 düşük hız, 1 düşük-orta hız, 2 yüksek hız)	-	-
LDW	8 (5 düşük hız, 2 düşük-orta hız, 1 yüksek hız)	-	-
Hız Aşımı Uyarıları	3	3	3
Ani Hareket	6	6	3
Keskin Dönüşler	8	8	5
Motor Devir Aşım Sayısı	1	1	-
Skor (%)	61.34	71.67	74.62

Tablo 6, ADAS uyarılarının sürücü puanı üzerindeki etkisini hız seviyelerine göre göstermektedir. Her bir uyarı türü, hız seviyelerine bağlı olarak sürücü puanı hesabında farklı ağırlıklandırmalara sahiptir. Düşük hızda verilen PCW, FCW ve LDW uyarıları daha yüksek puanlarla ilişkilendirilirken, yüksek hızda verilen aynı uyarıların sürücü puanına etkisi daha büyüktür.

Tablo 6: ADAS Uyarılarının sürücü puanına etkisi

Kriter	Sürücü Puanı (%) (15 KM baz alınmıştır)
PCW Düşük (4 düşük hız, 4 düşük-orta hız)	89.47
PCW Yüksek (4 orta-yüksek hız, 4 yüksek hız)	75
FCW Düşük (4 düşük hız, 4 düşük-orta hız)	92.05
FCW Yüksek (4 orta-yüksek hız, 4 yüksek hız)	80
LDW Düşük (4 düşük hız, 4 düşük-orta hız)	94.2
LDW Yüksek (4 orta hız, 4 yüksek hız)	87.8
PCW (4 düşük hız, 2 düşük-orta hız, 1 orta hız, 1 orta-yüksek hız, 1 yüksek hız)	62.34
FCW (3 düşük hız, 1 düşük-orta hız, 1 orta hız, 2 orta-yüksek hız, 1 yüksek hız)	
LDW (3 düşük hız, 2 düşük-orta hız, 1 orta hız, 3 yüksek hız)	

Riskli sürüş testlerinde WeLog Telematik cihazı ve mobil uygulama ile tespit edilen ani hareket sayısı sonuçları Şekil 4’te verilmiştir.



Şekil 4: WeLog – Mobil Uygulama ani hareket sayısı karşılaştırılması

4. Sonuçlar

Yapılan güvenli ve riskli sürüş testlerinin karşılaştırılması sonucu, Telematik ve Mobil Uygulama sistemlerinin daha az riskli sürüş uyarısı vererek yüksek skorlar elde ettiği gözlemlenmiştir. Buna karşın, ADAS Telematik yöntemi daha fazla risk faktörünü etkili bir şekilde tespit ederek, yüksek hassasiyetle riskli sürüşleri analiz etmektedir.

Üç yöntem değerlendirildiğinde, en kapsamlı sürücü davranışı analizi ve güvenli sürüş teşviki ADAS özellikli telematik sisteminde elde edilmiştir. Kamera tabanlı ADAS analizleri ve CAN Bus entegrasyonu sayesinde sürüş güvenliği en yüksek düzeyde değerlendirilebilmekte ve daha doğru uyarılar sağlanmaktadır. Telematik sistemi, daha az donanım gerektiren ancak telematik verilerle güçlü bir analiz sunarak etkili bir çözüm oluştururken, mobil uygulama tabanlı sistem düşük maliyetli ve kolay erişilebilir olması ile avantaj sağlamaktadır. Fakat mobil uygulama ile sürücü puanlama yöntemi, veri doğruluğu açısından diğer yöntemlerin gerisinde kalmaktadır.

ADAS ve telematik sistemlerinin entegrasyonu, sürüş güvenliğini en üst düzeye çıkarmak için önerilmektedir. Mobil uygulama tabanlı sistemler, düşük maliyetli ve erişilebilir bir seçenek sunarken, veri doğruluğu iyileştirilerek daha güvenilir hale getirilebilir. Bu sayede, her üç yöntemin avantajlarından faydalanarak, farklı kullanıcı ihtiyaçlarına yönelik daha etkin çözümler sağlanabilir.

Kaynakça

- [1] World Health Organization, “Global status report on road safety 2023,” 2023.
- [2] T.C. Türkiye İstatistik Kurumu, “Motorlu Kara Taşıtları, Temmuz 2024,” [Çevrimiçi]. Mevcut: <https://data.tuik.gov.tr/Bulten/Index?p=Motorlu-Kara-Tasitlari-Temmuz-2024-53459>.
- [3] T.C. Türkiye İstatistik Kurumu, “Karayolu Trafik Kaza İstatistikleri, 2023,” [Çevrimiçi]. Mevcut: <https://data.tuik.gov.tr/Bulten/Index?p=Karayolu-Trafik-Kaza-Istatistikleri-2023-53479>.
- [4] “Takograf,” *Wikipedia*, Özgür Ansiklopedi. [Çevrimiçi]. Mevcut: <https://tr.wikipedia.org/wiki/Takograf>.
- [5] C. D’Agostino, A. Saidi, G. Scouarnec, and L. Chen, “Learning-based driving events classification,” in 16th International IEEE Conference on Intelligent Transportation Systems, ITSC 2013, 6-9 October 2013, The Hague, Netherlands, pp. 1778-1783.
- [6] M. F. Carfora, F. Martinelli, F. Mercaldo, V. Nardone, A. Orlando, A. Santone, and G. Vaglini, “A ‘pay-how-you-drive’ car insurance approach through cluster analysis,” *Soft Computing*, 2018. DOI: 10.1007/s00500-018-3274-y.
- [7] S. Choi, F. Thalmayr, D. Wee ve F. Weig, “Advanced Driver-Assistance Systems: Challenges and Opportunities Ahead,” McKinsey & Company, 2016.
- [8] S. Dharani, T. Isherwood, D. Mattone, P. Moretti, “Telematics: Poised for Strong Global Growth,” McKinsey & Company, McKinsey & Company, 2018.
- [9] T. YUNONG, “Comprehensive driving risk determination system based on ADAS,” China. CN107784406A, Mar. 9, 2018.
- [10] L. JIAN, “Real-time driving behavior scoring method and system based on ADAS,” China. CN106803008A, Jun. 6, 2017.
- [11] M. Winlaw, S. H. Steiner, R. J. MacKay, and A. R. Hilal, “Using telematics data to find risky driver behaviour,” *Accident Analysis and Prevention*, vol. 131, pp. 131–136, Jun. 2019.
- [12] I. W. Chan, A. L. Badescu, and X. S. Lin, “Assessing driving risk through unsupervised detection of anomalies in telematics time series data,” *arXiv preprint arXiv:2412.08106v2 [stat.AP]*, Mar. 2025. [Çevrimiçi]. Mevcut: <https://arxiv.org/abs/2412.08106>.
- [13] M. Guillen, A. M. Pérez-Marín, and J. P. Nielsen, “Pricing weekly motor insurance drivers’ with behavioral and contextual telematics data,” *Heliyon*, vol. 10, e36501, Aug. 2024, doi: [10.1016/j.heliyon.2024.e36501](https://doi.org/10.1016/j.heliyon.2024.e36501).
- [14] Deloitte U.K. (2013). Deloitte research highlights consumers attitudes to telematics. [Çevrimiçi]. Mevcut: <http://www.deloitte.com>
- [15] G. Castignani, T. Dermann, R. Frank, and T. Engel, “Driver Behavior Profiling Using Smartphones: A Low-Cost Platform for Driver Monitoring,” *IEEE Intelligent Transportation Systems Magazine*, vol. 7, no. 1, pp. 91-102, Jan. 2015.
- [16] OpenStreetMap Wiki, “Overpass API,” [Çevrimiçi]. Mevcut: https://wiki.openstreetmap.org/wiki/Overpass_API.
- [17] InvenSense, “MPU-6000 Register Map,” [Çevrimiçi]. Mevcut: <https://invensense.tdk.com/wp-content/uploads/2015/02/MPU-6000-Register-Map1.pdf>.
- [18] “sensors_plus 6.1.1,” [Çevrimiçi]. Mevcut: https://pub.dev/packages/sensors_plus.

Döner Kanat Sistemlerin Pervane ve Dinamik Davranışlarının İncelenmesi için Test Cihazının Oluşturulması

Design and Development of a Test Rig for the Investigation of Rotor and Dynamic Behaviors of Rotary-Wing Systems

Senanur Öztürk¹, Makbule Sude Yıldırım¹, Sami Pekdemir¹, Fethi Candan²

¹Uçak Mühendisliği Bölümü

Erciyes Üniversitesi, Köşk, Fakülte İçi Küme Evleri, 38030 Melikgazi/Kayseri
{1140110365,1140110397,samipekdemir}@erciyes.edu.tr

²Yapay Zeka ve Veri Mühendisliği Bölümü

Ankara Üniversitesi, Ankara
fethicandan@ankara.edu.tr

Özetçe

Döner kanat sistemlerine entegre edilen motor ve pervanelerin kinematik ve dinamik davranışlarını incelemek amacıyla bir deneysel test düzeneği geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu düzenek, özellikle türbülans gibi değişken hava koşullarında dikey pervane ve motora sahip sistemlerin davranışlarını analiz etmeye olanak tanımıştır. Araştırmanın temel amacı, döner kanat sistemlerinde meydana gelen bozucu etkileri daha detaylı bir şekilde incelemek ve bu süreçte elde edilen deneysel veriler ışığında yeni ve daha istikrarlı modeller geliştirmektir.

Proje kapsamında, pervane-motor optimizasyonu gerçekleştirilirken ve kontrol sistemlerindeki belirsiz parametrelerin etkisi minimize edilmiştir. Böylelikle, döner kanat insansız hava araçlarının (İHA) manevra kabiliyeti ve kararlılığı önemli ölçüde iyileştirilmiştir. Bu iyileştirme, sadece performans artışı sağlamakla kalmamış, aynı zamanda sistemlerin güvenilirliğini ve operasyonel verimliliğini de artırmıştır.

Anahtar Kelimeler: Döner Kanat Rüzgar Türbini, Pervane-Motor Optimizasyonu, Türbülans Modellemesi, İHA Test Sistemleri

Abstract

In order to examine the kinematic and dynamic behaviors of motors and propellers integrated into rotary-wing systems, an innovative experimental test setup was developed. This setup enabled the observation of the behavior of systems equipped with vertical propellers and motors, particularly under variable airflow conditions, such as turbulence. The main objective of the study was to examine in detail the disturbance effects occurring in rotary-wing systems and to develop more stable models based on the experimental data obtained in this process.

Within the scope of the project, propeller-motor optimization was carried out, and the effects of uncertain parameters in control systems were minimized. As a result, the maneuverability and stability of rotary-wing unmanned aerial vehicles (UAVs) were significantly improved. This improvement not only enhanced performance under challenging conditions but also increased the reliability and operational efficiency of the systems.

Keywords: Rotary Wing Wind Turbine, Propeller-Motor Optimization, Turbulence Modeling, UAV Test Systems

1. Giriş

Bu çalışma, döner kanatlı İHA'larda motor ve pervane etkileşimlerinin dinamik ve kinematik davranışlarını analiz etmeye yönelik deneysel bir test düzeneği geliştirilmesini konu almaktadır. Geliştirilen sistem, özellikle türbülans gibi dış bozucu etkilerin altında çalışacak şekilde tasarlanmıştır ve gerçek zamanlı veri toplanmasını sağlamaktadır. Bu yönüyle İHA teknolojilerine katkı sunacak özgün bir test altyapısı oluşturulmuştur.

İHA'lar, son yıllarda savunma, lojistik ve tarım gibi birçok alanda kullanım alanı bulmuş, bu da bu araçların daha verimli ve güvenilir hale getirilmesi ihtiyacını doğurmuştur. Döner kanatlı sistemlerde pervane ve motor arasındaki dinamik etkileşimler, özellikle türbülans gibi değişken dış koşullar altında sistem performansını doğrudan etkileyen bir faktördür. Bu bağlamda, bu proje kapsamında geliştirilen sistem, bu etkileşimleri analiz etmek ve optimize etmek amacıyla tasarlanmıştır.

1.1. Problem Tanım ve Amaç

Günümüzde döner kanatlı İHA'lara yönelik test sistemlerinin çoğu ya yalnızca motor ya da pervane üzerine odaklanmakta ya da statik koşullarda test yapabilmektedir. Bununla birlikte türbülans, yük değişimleri ve çevresel faktörler göz önüne alındığında sistemin dinamik davranışlarını gözlemleyebilecek entegre bir test altyapısı gerekmektedir.

Proje kapsamında, bu eksikliklerin giderilmesi ve gerçek zamanlı test ortamının oluşturulması hedeflenmiştir. Motor ve pervane etkileşimlerinin dinamik yükler altındaki davranışını anlamak ve türbülans gibi bozucu etkilerle nasıl değişiklikler gösterdiğini analiz etmek, sistemin performans değerlendirilmesi amacıyla 3B test cihazı hazırlanmıştır.

Projede Solidworks uygulaması üzerinden katı model tasarımı yapıp, üç eksenli mekanik lineer kızak sistem tasarımıyla birleştirilmiş olup sistem kontrol mekanizması Arduino ile sağlanmıştır.

2. Literatür Taraması

Döner kanatlı sistemler üzerine yapılan çalışmalar, özellikle İHA'ların yaygınlaşmasıyla birlikte son yıllarda önemli bir ivme kazanmıştır. Literatürde motor-pervane etkileşimleri, aerodinamik performans, titreşim-gürültü analizi ve kontrol sistemleri gibi pek çok alt başlık altında araştırmalar mevcuttur.

İHA sistemleri üzerine yapılan derlemeler, bu alandaki güncel yönelimleri ortaya koymaktadır. Özellikle [1] numaralı derleme çalışmasında, iletişim teknolojileri, yapay zekâ destekli kontrol yöntemleri ve sürü kontrol sistemlerinin gelecekteki İHA araştırmalarında kritik rol oynayacağı belirtilmiştir. Bu bağlamda döner kanat sistemlerinin yalnızca aerodinamik değil, aynı zamanda kontrol algoritmaları açısından da optimize edilmesi gerektiği vurgulanmaktadır.

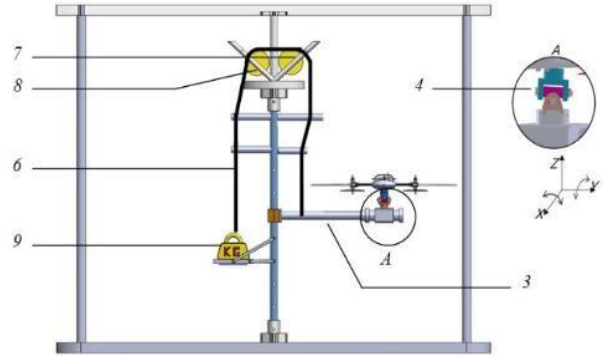
Çeşitli hava araçlarının simülasyon ve test düzeneklerinin olduğu görülmektedir. Bu düzenekler kullanılan hava araçlarının özellik ve kullanım koşullarına göre farklılıklar göstermektedir. Örneğin; referans [2]'de "Küçük Bir Helikopter Rotor Test Kurulumunda Konvektif Isı Transferinin Sayısal ve Deneysel Araştırması" konusunda bir çalışma yapılmış. Bu projede, döner kanatlı İHA'lar ve helikopter gibi dikey döner kanatlı sistemler için yapılan deney düzenekleri ele alınmıştır.

Bu çalışmada rüzgar tüneli üzerinden ısı transfer verileri deneysel çalışmalarla toplanıp türbülansın motor-pervane davranışında kritik bir değişken olduğu ortaya koyulmuştur. Bu tür çalışmalar, dış bozucu etkiler altında rotor performansını anlamada yol gösterici olsa da genellikle tek boyutlu parametreler (ısı transferi, tork ölçümü vb.) ile sınırlıdır.

NASA bünyesinde yapılan bir çalışmada, Acree ve arkadaşları [3]"Titrotor Test Ekibinde Tam Ölçekli Bir Prototipinin Rüzgar Tüneli Performans Testleri" üzerine yaptıkları çalışma incelenmiştir. Yapılan bu düzenek helikopterlerdeki motor-pervane ilişkisini ve yakıt tüketimine olan etkisini incelemek için tam ölçekli yapılmış bir çalışmayı göstermektedir. Fakat bu sistem mini ölçekli İHA'lara uygulanabilecek bir yapıya sahip değildir.

Pervane-motor entegrasyonu da literatürde önemli bir araştırma alanıdır. Frigioescu ve ark. [4], uzaktan kumandalı hava araçları için motor performansını ölçmeye yönelik bir test düzeneği geliştirmiş, ancak pervane dinamik etkileri bu çalışmada göz ardı edilmiştir.

Uzaktan kumandalı çalışan sabit kanat ve döner kanatlı İHA'larda kullanılan motorların ürettiği tork ve kuvvet etkisini hesaplamak ve optimal motor seçimi yapmak [4] için oluşturulan deney düzeneği görülmektedir. Çalışması yapılan projede referans çalışma olarak kabul edilmektedir. Bunun yanı sıra, çalışmada pervane etkisi ve dinamik etkiler göz ardı edilmiş ve model çıkarım yapılmamıştır.



Şekil 1: İHA Tipi Dönüştürülebilir Uçak İçin Deneysel Bir Test Tezgahının Tasarımı [5]

Literatürde sadece pervane ya da motor değil döner kanatlı İHA'ların hareket ve manevra testleri içinde deney düzenekleri üzerine Şekil 1'de gösterilen çalışmalar da vardır [5]. "İHA Tipi Dönüştürülebilir Uçak İçin Deneysel Bir Test Tezgahının Tasarımı" konusunda yapılan çalışma görülmektedir. Yapılan bu çalışma özellikle faydalı yük taşınması, pil ömrünün belirlenmesi ve sistemin genel kontrolör tasarımı için faydalı bir çalışma olsada pervane-motor arasındaki optimal ilişkiyi göstermemektedir. Bu da İHA üzerindeki türbülans etkileri ve motor üzerindeki belirsiz parametre etkilerinin belirlenmesinde sorunlar yaratmaktadır. Ayrıca tasarım tek serbestlik derecesi olarak tasarlandığından sadece yükseklik konusunda bir bilgi sağlamaktadır.

Araştırılması yapılan çalışmalardan biri de "Çok rotorlu araçlar için tasarlanmış pil-motor-pervane tertibatları için bir test tezgahı" üzerinedir [6]. Bu çalışma tasarlanan deney düzeneğine en yakın çalışma olarak kabul edilebilir. Çalışma yük hücresi ile motorun ürettiği torku ölçüp sistemde pervane motor ilişkisini anlayabilmek üzerinedir. Fakat oluşturulan sistem dış bozucu etkilerinin motor üzerine davranışını ve dinamik yük etkilerinin pervane-motor ilişkisine etkisini göstermemektedir. Ayrıca türbülans etkisi altında sistemin davranışı da hala problem niteliğini korumaktadır.

Özellikle helikopter yerine İHA'lar ele alındığında literatürde yapılmış; motorun ürettiği kuvvetin etkisi [4], toplam dinamik etkisi [5] ve geleneksel motor-pervane ilişkisi [6] gibi konularda yapılmış çalışmalar görülmektedir.

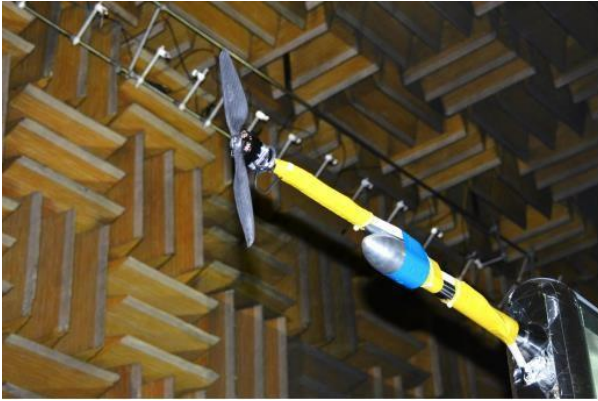
Hibrit İHA'ların kontrolü üzerine yapılan incelemeler [7], uçuş

stabilitesinin yalnızca fiziksel donanım değil, aynı zamanda yapay zekâ temelli kontrol algoritmaları ile de geliştirilebileceğini ortaya koymuştur. Bu bağlamda geliştirilen sistemin, ilerleyen aşamalarda yapay zeka destekli analizlere entegre edilebilir olması, makine öğrenmesi veya dijital ikiz uygulamalarıyla bütünleştirilmesi yönünde araştırma eğilimleri mevcuttur.

Özellikle çok rotorlu sistemlerin aerodinamik performansları üzerine yapılan çalışmalar [8], pervane geometrisinin, kanat eğimi, kanat profili, pervane çapı gibi geometrik parametrelerin ve akış yönünün sistem kararlılığı üzerindeki etkisinin itki üretimi ve enerji tüketimi üzerinde doğrudan etkili olduğunu göstermiştir. Bu nedenle test sistemlerinde duman takibi ve görsel analiz yöntemlerinin önemi artmıştır

Geliştirilen düzeneğin bir sonraki aşamasında [9], numaralı çalışmada olduğu gibi, motor ve pervane performansının yanı sıra, sıcaklık, titreşim ve güç tüketimi gibi parametrelerin izlenerek, İHA sistem sağlığının gerçek zamanlı değerlendirilmesi planlanmaktadır.

Ayrıca, pervane tasarımı ve optimizasyonu üzerine yapılan detaylı çalışmalar [10], bu projenin temelini oluşturan pervane- motor optimizasyonunun doğruluğu açısından önem arz etmektedir. Özellikle karbon fiber ve kompozit malzemelerden üretilen hafif pervanelerin daha yüksek verimlilik sağladığını ortaya koymaktadır.



Şekil 2: NASA Langley Düşük Hızlı Aeroakustik Rüzgar Tüneli Rotor – Motor Düzeneği [11]

Zawodny ve Haskin'in NASA Langley Düşük Hızlı Aeroakustik Rüzgar Tüneli'ndeki Şekil 2'deki gibi gösterilen küçük pervane ve rotor düzeneği testleri [11], sistem performansını doğrulamak için gerekli düşük hızlı deneysel ortamların ne kadar önemli olduğunu göstermektedir. Bu nedenle, geliştirilen sistemin hem dinamik yük altında hem de türbülanslı akış koşulları altında veri toplayabilmesi hem savunma uygulamalarında düşük ses imzası elde etmek hem de sivil kullanımda gürültü kirliliğini azaltmak açısından önem taşımaktadır.

Literatürde genellikle sabit motor-pervane sistemleri üzerine yoğunlaşmışken, dış ortam etkilerinin ve üç boyutlu hareketin aynı anda test edildiği bütünsel bir deney düzeneğine çok az sayıda çalışmada yer verilmiştir.

Geliştirilen sistemin, katı model tasarımı ve Arduino tabanlı kontrol sistemi ile birlikte literatürde önerilen test sistemlerine göre daha fazla serbestlik derecesine sahip olması, mevcut çalışmalardan farkını ortaya koymaktadır.

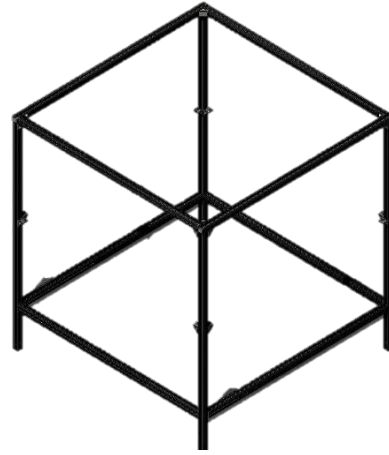
Bu çalışma, literatürde sıkça ele alınan motor ya da pervane testlerinden farklı olarak, hava akışı ile motor-pervane dinamiğinin eş zamanlı izlenmesine olanak sağlayarak çok boyutlu bir test altyapısı sunmaktadır.

Kullanılacak duman akışı yöntemi ile görsel aerodinamik analiz yapılması, daha önceki çalışmalarda simülasyonlarla sınırlı kalan akış gözlemlerinin fiziksel ortamda doğrulanmasını sağlamıştır.

3. Metodoloji

3.1. Katı Model Tasarım

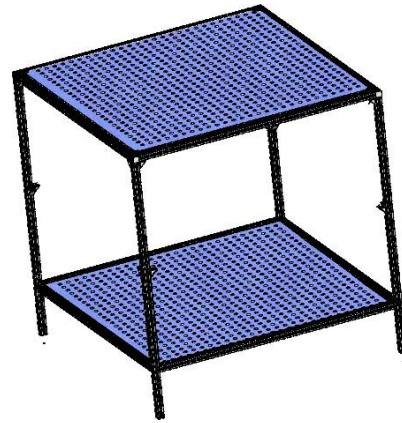
Ön prototip sistem oluşturma kısmında bir 3 boyutlu katı model tasarımı yapılmıştır. Dış düzenek olarak tasarlanan modelde gerekli bağlantı noktaları ile uygun ölçüde tasarlanan parçalar yerleştirilmiştir.



Şekil 3: Katı Tasarım – Kafes Yapı

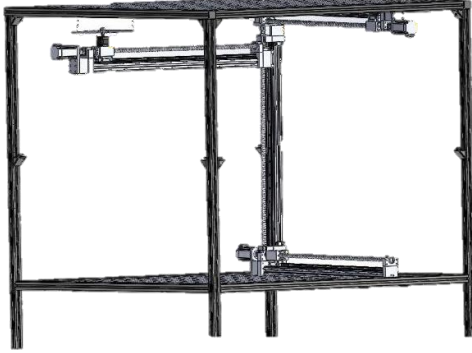
Katı tasarımı, geliştirilen sistemin dış kısmı Şekil 3'teki gibi yapılmıştır. Sistemin boyutları 1500x1500x1500 mm olup bu ölçüler dumanın serbestçe yayılmasına olanak tanıyacak kadar geniş aynı zamanda kontrol edilebilir bir deney hacmi sağlamıştır.

Dört adet dikey taşıyıcı ile alt ve üst tabla çerçevesi T- slot alüminyum profillerden yapılmıştır. Bu profiller hem hafif hem de modüler montaj açısından avantaj sağlamaktadır.



Şekil 4: Katı Tasarım – Alt Üst Taban

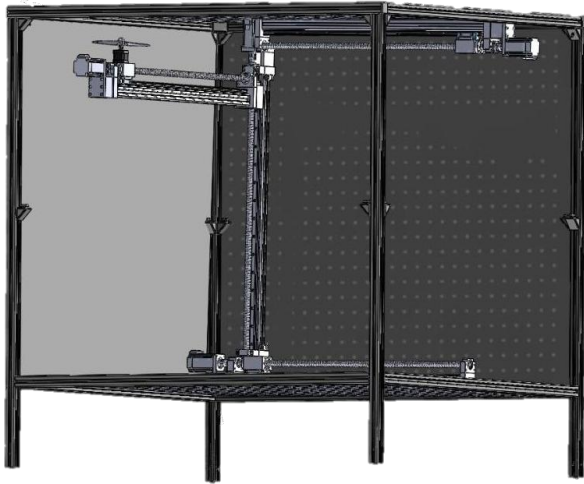
Şekil 4'te gösterilen sisteme alt kısmından duman akışı verilmiş olup dumanın aşağıya çökmesini ya da yukarı çıkmasını engellemek için akış kontrolü sağlamak amacıyla eş merkezli delikler açılmıştır. Tabandan tavana doğru homojen duman akışı sağlanmıştır. Bu dumanın farklı yönlerdeki hareketlerinin incelenmesi açısından oldukça önemlidir.



Şekil 5: Katı Tasarım - Lineer Kızak Raylı

Şekil 5 üzerinde üç eksenli hareket kabiliyetine sahip lineer kızak raylar, step motorlar ve bağlantı elemanları ile mekanik sistem kurulur. Bu sisteme step motor bağlantılı pervane eklenmiş ve yüksek çözünürlüklü kameralar, üç boyutlu akış alanının görselleştirilmesini sağlamak amacıyla yerleştirilmiştir.

Katı tasarımın dış kısımlarına pleksi kaplama eklenmiştir. Bu kaplamanın temel kullanım amaçlarından biri içerdeki hassas mekanik ve elektronik ekipmanları çevreye karşı fiziksel etkilerden (titreşim, gürültü vb.) korumaktır.



Şekil 6: Katı Tasarım

Sistemin nihai tasarımı Şekil 6'da sunulmaktadır. Sistemde kafes yapısı, lineer kızak raylar, step motora entegre edilmiş pervane, dış kaplama pleksi, taban-tavan montajı bir araya getirilmiştir.

3.2 Analiz

Bu projede, geliştirilen pervane-motor üzerinde Solidworks akış simülasyonu uygulanarak aerodinamik ve termal davranış analizi

gerçekleştirilmiştir. Simülasyon, belirli akış hızı, sıcaklık ve basınç değerleri gibi önceden tanımlanmış sınır koşulları altında yürütülmüş ve sistemin gerçek çalışma senaryolarındaki performansının değerlendirilmesi amaçlanmıştır. Bu analizden elde edilen sonuçlar, farklı akış parametrelerinin pervane-motor bileşiminin dinamik davranışına etkilerini ortaya koymuş ve tasarımın optimizasyon sürecine katkı sağlamıştır.

Tablo 1: Simülasyon Parametreleri

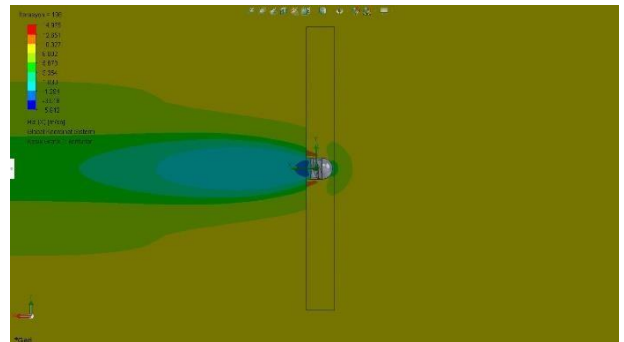
Parametre	Değer
Yoğunluk (ρ)	1.225 kg/m ³
Viskozite (μ)	1.7894 $\times 10^{-5}$ Pa·s
Özgül Isı (cp)	1006 J/kg·K
Isı İletkenliği (k)	0.0257 W/m·K
Çıkış Basıncı (Pout)	101325 Pa

Çalışmada kullanılan akışkan hava olup Tablo 1'de özellikleri verilmiştir.

Rotating Region olarak silindirik bir hacim kullanılmış, tüm duvar koşulları No-Slip (Adyabatik) olarak tanımlanmıştır. Simülasyon dış akış tipinde, SI (m·kg·s) birim sisteminde ve yerçekimi Y: -9.81 m/s², giriş sınır koşulu olarak 3.5 m/s hız olacak şekilde tanımlanmıştır. Isı iletimi kapalı tutulmuş, pervane dönüş hızı 1200 rpm olarak belirlenmiştir.

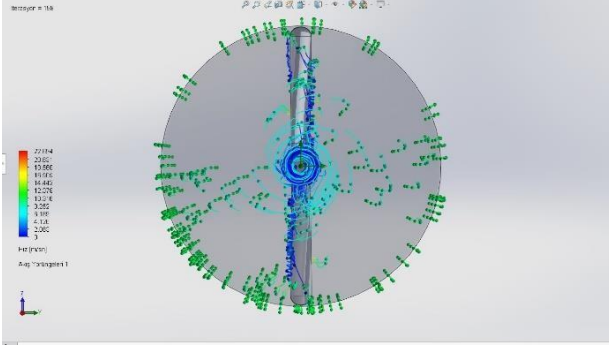
Hesaplama ağı orta-ince seviyede, kritik bölgelerde ise çok ince olarak tanımlanmış, minimum hücre boyutu 0.5 mm seçilmiştir. Başlangıç koşulları; basınç 101325 Pa ve sıcaklık 298 K olacak şekilde girilmiştir. Türbülans modeli olarak k-epsilon modeli tercih edilmiş, türbülans yoğunluğu %5, viskozite oranı ise 10 olarak belirlenmiştir. Analizde Global Mesh orta-ince, kritik bölgelerde Local Mesh çok ince olarak uygulanmıştır.

Simülasyon hedefleri; girişte hız, çıkışta basınç, kütleli debi ve ortalama sıcaklık değerlerinin hesaplanması üzerine kurulmuştur. Elde edilen sonuçlar, sistemin belirlenen sınır koşullarında aerodinamik performansını, basınç kayıplarını ve akış dağılımını ortaya koyarak tasarım optimizasyon sürecine doğrudan katkı sağlamıştır.



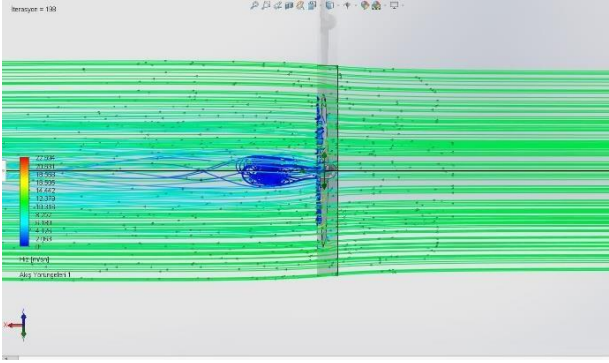
Şekil 7: Analiz - Önden Görünümde Hız Alanı

Şekil 7 pervane önündeki hız artışını göstermektedir. Kanat uçlarında hızın artması, göbekte hızın düşmesi gözlemlenmektedir. Uç bölgesindeki yüksek hız gradyanı, verim kaybı yaratabilecek güçlü girdaplara işaret etmektedir.



Şekil 8: Analiz – Üstten Görünümde Hız Alanı

Şekil 8’de kanat boyunca hız dağılımının simetrisi ve uç girdaplarının şekli görülmektedir. Sol-sağ kanat ucu hız değerleri neredeyse simetriktir, bu da montaj ve tasarım doğruluğunu gösterir. Uç bölgelerde girdap halkaları net şekilde oluşmuştur. Simetri iyi olsa da girdap halkalarının oluştuğu görülmektedir.

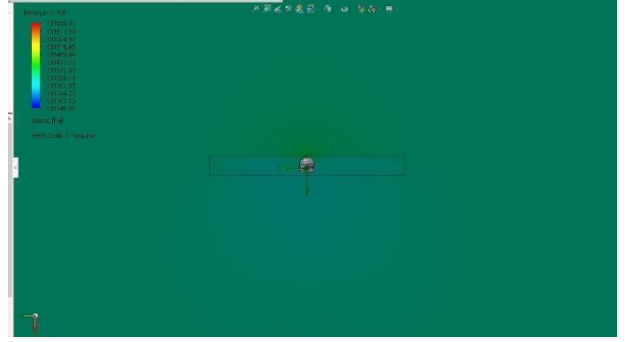


Şekil 9: Analiz – 3B İzohız Görünümü

Pervane arkasındaki hız alanının üç boyutlu yayılımını Şekil 9’da gösterilmektedir. Akış pervane sonrası genişleyerek hız kaybına uğramaktadır. Yüksek hızlı çekirdek bölge kısa mesafede sönümlenmektedir. Buradan akışın daha uzun mesafe yüksek hızını koruyabilmesi için pervane eğimi ve kanat profili optimize edilebileceği sonucuna ulaşılır.

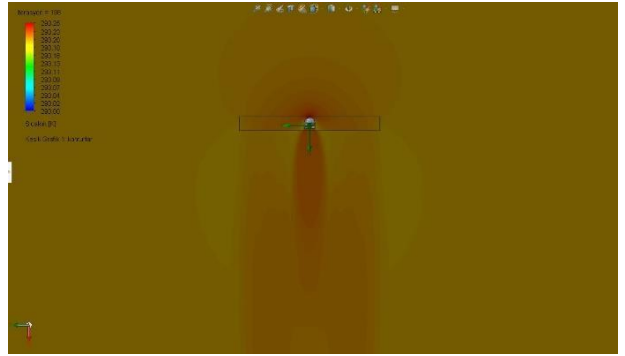
Simülasyon sonuçları, kanat ucu bölgelerinde belirgin yüksek hız alanlarının ve uç girdaplarının oluştuğunu ortaya koymuştur. Bu durum, pervanenin itki üretme kabiliyetini artırır.

Yüksek hız bölgelerinde kanat uçlarında lokal hız değerleri 8– 9 m/s seviyelerine ulaşmıştır. Orta hız bölgelerinde pervanenin ortasında hız değerleri 4–6 m/s civarındadır ve akış daha stabildir. Düşük hız bölgelerinde göbek çevresinde hız 1–2 m/s’ye kadar düşmektedir, bu durum akış ayrılması ve düşük enerji cepleri riskini doğurur. Kanat boyunca hız dağılımının homojenleştirilmesi, itki verimini artırır.



Şekil 10: Analiz – Basınç

Şekil 10’da pervane ön yüzünde (emme tarafı) basınç düşüşü belirgindir ve minimum 101200 Pa seviyelerine inmiştir. Bu düşüş, akışın hızlanmasıyla Bernoulli prensibine uygun şekilde oluşmaktadır. Arka yüzde ise basınç artışı meydana gelmiş, maksimum 101450 Pa değerlerine ulaşmıştır. Bu basınç farkı, pervanenin itki üretim mekanizmasının temelini oluşturmaktadır.



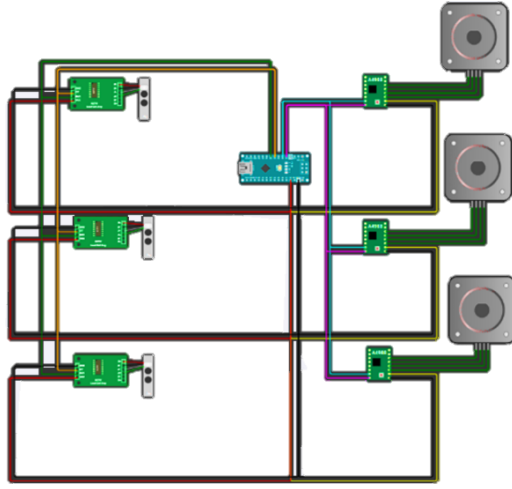
Şekil 11: Analiz – Sıcaklık

Şekil 11 üzerinde gösterilen ısı iletimi kapalı tutulmasına rağmen, aerodinamik ısınma etkisiyle pervane uç bölgelerinde sıcaklıkta 0.2-0.3 K’lık küçük artışlar gözlenmiştir. Bu artışın sebebi, hızlanmış akışın sürtünme kaynaklı enerji dönüşümüdür.

3.3. Arduino Tasarım

Şekil 12’de devre şeması üç eksenli duman gözlemlene sisteminde kullanılan hareket mekanizmasının elektronik kontrol yapısını temsil etmektedir.

Sistemde 3 adet step motor, Arduino Nano mikrodenetleyici, HX711 yük hücresi, amplifikatör kartları, çeşitli sensörler ve güç kontrol elemanları kullanılmıştır. Arduino üzerinden motorlar kontrol edilerek sistemin üç boyutlu hareketi sağlanmıştır.



Şekil 12: Arduino Tasarım Simülasyonu

Simülasyonu verilen bu devre şemasında Arduino Nano devrenin merkezinde yer almaktadır. Üç step motorun konumlarını kontrol eder. Sensörlerden gelen sinyalleri okuyarak sınır koşullarını algılar.

Step motorlar Nema 17 tipindedir. Her biri bir eksenli hareket ettirmek için kullanılır. Doğru adımlama ve konumlama sağlar.

TCM2209 step motor sürücüsü üç adet olmak üzere step motorlara birer tane bağlıdır ve step motorlara doğru akım ve sinyal göndermek için kullanılır.

HX711 modülü yük hücresinin ürettiği çok düşük analog sinyalleri alır bu sinyalleri yüksek hassasiyetli dijital verilere dönüştürür. Arduino gibi mikrodenetleyicilerle doğrudan haberleşecek hale getirir.

4. Sonuç ve Gelecek Çalışmalar

Proje kapsamında, döner kanatlı İHA'lar için geleneksel yatay rüzgar tüneli kullanımına alternatif olarak, daha işlevsel ve anlamlı bir test düzeneği geliştirilmesi tasarlanmıştır.

Projenin özgün değeri, sabit kanatlı optimizasyon sistemlerinin ötesine geçerek, döner kanatlı sistemlerde duman akışının etkilerini çok boyutlu bir model üzerinde incelemesidir. Bu incelemelerden elde edilen bulgular, inovasyon temelli modellerin ve uygulamaların geliştirilmesine olanak sağlayacak; böylece simülasyon ortamında daha kararlı ve optimize edilmiş kontrolörlerin tasarlanmasına katkı sunarak döner kanatlı İHA'ların performansını ve güvenilirliğini artıracaktır.

Geliştirilen bu test düzeneği, İHA'ların pervane-motor dinamik davranışlarını, aerodinamik etkilerini ve kontrol yeteneklerini daha gerçekçi bir şekilde analiz etmeye imkan tanımıştır. Ayrıca, proje çıktıları sayesinde yerli üreticilerin AR-GE faaliyetlerine doğrudan katkı sağlanacak, ithalat bağımlılığı azaltılarak ulusal savunma ve havacılık sektörüne stratejik bir avantaj kazandırılacaktır. Bunun yanı sıra, bu sistem akademik araştırmalar ve sektörel uygulamalar için benzersiz bir test platformu sunarak literatüre de önemli bir katkı sağlamıştır.

Proje, yerli ve milli bir altyapı sunmak ile birlikte gelecek çalışmalarda, yapay zekâ destekli kontrol sistemleri entegrasyonu ile makine öğrenmesi ve yapay zekâ tabanlı kontrol algoritmaları, test düzeneklerinden elde edilen gerçek zamanlı verilerle eğitilerek daha kararlı ve otonom uçuş performansı sağlanacaktır. Sağlık izleme ve arıza tespiti amacıyla motor, pervane ve batarya gibi kritik bileşenlerin sıcaklık, titreşim ve enerji tüketimi parametrelerinin sürekli izlenmesi ile İHA sistem sağlığına yönelik dijital ikiz tabanlı çözümler geliştirilecektir. Aerodinamik optimizasyon, farklı pervane geometrileri, malzemeler ve dönüş hızlarının test edilmesiyle enerji verimliliği artırılacak ve uçuş süresi uzatılacaktır. Gürültü ve titreşim analizi sayesinde aeroakustik ölçümlerle hem savunma uygulamalarında düşük ses imzası elde edilmesi hem de sivil kullanımda çevresel gürültü kirliliğinin azaltılması hedeflenecektir. Görselleştirme tekniklerinin geliştirilmesi ile duman akışı, PIV (Particle Image Velocimetry) ve yüksek hızlı kamera sistemleriyle akış alanlarının daha ayrıntılı analizi yapılacaktır.

5. Referans

- [1] “(PDF) A Comprehensive Review of Recent Research Trends on UAVs”, ResearchGate. Erişim: 05 Ağustos 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: https://www.researchgate.net/publication/372625278_A_Comprehensive_Review_of_Recent_Research_Trends_on_UAVs
- [2] A. Samad, E. Villeneuve, F. Morency, ve C. Volat, “A Numerical and Experimental Investigation of the Convective Heat Transfer on a Small Helicopter Rotor Test Setup”, *Aerospace*, c. 8, sy 2, Art. sy 2, Şub. 2021, doi: 10.3390/aerospace8020053.
- [3] “A Propeller Test Stand for Testing in the NASA Langley Low Speed Aeroacoustic Wind Tunnel”, AIAA SciTech Forum. Erişim: 07 Ağustos 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://arc.aiaa.org/doi/10.2514/6.2023-2007>
- [4] T.-F. Frigioescu, T.-A. Badea, M. R. Condruz, G. Cican, ve I. Mindru, “Design and Development of a Remote-Control Test Bench for Remote Piloted Aircraft's Brushless Motors”, *Tehnički vjesnik*, c. 30, sy 4, ss. 1047-1054, Haz. 2023, doi: 10.17559/TV-20221004152801.
- [5] S. Jatsun, O. Emelyanova, ve A. S. Martinez Leon, “Design of an Experimental Test Bench for a UAV Type Convertiplane”, *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, c. 714, sy 1, s. 012009, Oca. 2020, doi: 10.1088/1757-899X/714/1/012009.
- [6] G. Avanzini, A. D. Nisio, A. M. L. Lanzolla, ve D. Stigliano, “A test-bench for battery-motor-propeller assemblies designed for multirotor vehicles”, içinde *2020 IEEE 7th International Workshop on Metrology for AeroSpace (MetroAeroSpace)*, Haz. 2020, ss. 600-605. doi: 10.1109/MetroAeroSpace48742.2020.9160320.
- [7] “A Review on the Platform Design, Dynamic Modeling and Control of Hybrid UAVs”, ResearchGate. Erişim: 13 Nisan 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: https://www.researchgate.net/publication/278593412_A_Review_on_the_Platform_Design_Dynamic_Modeling_and_Control_of_Hybrid_UAVs
- [8] “Analysis of the aerodynamic performance of the multi-rotor concept”, ResearchGate. Erişim: 13 Nisan 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: https://www.researchgate.net/publication/263128242_Analysis_of_the_aerodynamic_performance_of_the_multi-rotor_concept

rotor_concept

- [9] “Development of a health monitoring system for unmanned aerial systems”, ResearchGate. Erişim: 13 Nisan 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: https://www.researchgate.net/publication/271468857_Development_of_a_health_monitoring_system_for_unmanned_aerial_systems
- [10] “Propeller Design and Optimization for Drones”, ResearchGate. Erişim: 13 Nisan 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: https://www.researchgate.net/publication/358927557_Propeller_Design_and_Optimization_for_Drones
- [11] N. S. Zawodny ve H. Haskin, “Small Propeller and Rotor Testing Capabilities of the NASA Langley Low Speed Aeroacoustic Wind Tunnel”, içinde *23rd AIAA/CEAS Aeroacoustics Conference*, Denver, Colorado: American Institute of Aeronautics and Astronautics, Haz. 2017. doi: 10.2514/6.2017-3709.

İkinci Mertebeden Doğrusal Olmayan Bir Sınıf Sistemin Periyodik Uyarlamalı Dayanıklı Geri Adımlamalı Kontrolü

Periodic Adaptive Robust Backstepping Control of a Class of Second-Order Nonlinear Systems

Fatih Adıgüzel¹, Kadircan Kurtuluş¹, Ammar Urgan¹, Onur Akbatı², Türker Türker³

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

{fatih.adiguzel,kadircan,ammar}@yildiz.edu.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye

{oakbati}@itu.edu.tr

³Elektromekanik Mühendislik ve Teknoloji Bölümü,
Abu Dhabi Polytechnic Üniversitesi, Abu Dhabi, UAE

{turker.turker}@actvet.gov.ae

Özetçe

Bu çalışmada, zamanla değişen periyodik belirsiz sinyallere sahip bir sınıf ikinci mertebeden doğrusal olmayan dinamik sistem için periyodik uyarlama tabanlı dayanıklı bir kontrolcüye yer verilmiştir. Doğrusal olmayan sistemin kontrolü geri adımlamalı teknik ve periyodik uyarlama kuralları ile inşa edilmiştir. Ayrıca, geri adımlamalı kontrolcü tasarımı periyodik olmayan sınırlı belirsiz sinyallerin sınırlılığı doğrusal olmayan sönüm tekniği ile sağlanmaktadır. Kapalı çevrim sistemin yakınsama analizleri uygun bir Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli yardımıyla gösterilmiştir. Son olarak, doğrusal olmayan örnek bir sistem üzerinde benzetim çalışmaları ile önerilen kontrol yönteminin etkinliği test edilmiştir.

Abstract

In this study, a periodic adaptation-based robust controller for a class of second order nonlinear dynamical systems having time-varying periodic uncertain signals is addressed. The control of the nonlinear system is constructed with the backstepping technique and periodic adaptation rules. In addition, the boundedness of non-periodic bounded uncertain signals in the backstepping controller design is provided by the nonlinear damping technique. Convergence analyses of the closed-loop system are shown with the help of a suitable Lyapunov-Krasovskii functional. Finally, the effectiveness of the proposed control method is tested with simulation studies on an example nonlinear dynamic system.

1. Giriş

Sabit belirsizliklere sahip kesin geri beslemeli yüksek mertebeli doğrusal olmayan sistemlerin uyarlamalı kontrolüne literatürde birçok çalışmada yer verilmektedir [1,2]. Ancak gerçek zamanlı birçok sistemde belirsizlikler zamanla değişen durumdadır. Bu tip belirsizlikler için literatürde farklı çokça çalışma sunulmuştur [3–6]. Diğer taraftan, zamanla değişen belirsiz sinyallerin periyodik olması üzerine de birçok çalışma mevcuttur (sürekli zamanlı tasarım [7], ayırık zamanlı tasarım [8]). Bu çalışmalardan en önde geleni periyodik uyarlamanın her periyot boyunca gerçekleştirildiği bir mekanizmaya sahip periyodik uyarlamalı kontrol yapısıdır [7]. Ancak bu çalışma sadece birinci mertebeden doğrusal olmayan dinamik sistemleri ele almaktadır ve bu çalışmadan esinlenen birçok çalışma literatürde mevcuttur. Örneğin, sabit mıknatıslı motorlarda akım kontrolü bahsedilen uyarlama tabanlı olarak değişken frekans problemini de ele alacak şekilde düzenlenmiştir [9–11]. Bunların yanında, periyodik belirsiz sinyaller Fourier serisine açılarak da kestirilmeye çalışılmaktadır [12–16]. Ancak sınırlı sayıda katsayı ele alınıp, işlenebildiği için bu yöntem uygulamada yetersiz kalabilmektedir. Bu açıdan bakıldığında periyodik uyarlamalı kontrol yöntemi sınırlı sayıda Fourier serisi kazançlarını kestiren yöntemle göre daha etkilidir. Ancak, yüksek mertebeli sistemlerde Fourier serisi açılımı kullanılabiliyorken periyodik uyarlamalı kontrol için literatürde böyle bir çalışma mevcut değildir.

Doğrusal parametrelili belirsizlikler içeren yüksek mertebeli sistemlerin sistematik kontrolü için en önde gelen doğrusal olmayan yöntemlerden biri geri adımlamalı kontrolcüdür. Bu yöntem, doğrusal olmayan istemeyen fonksiyonların sistemden uzaklaştırılması ve güçlü yaklaşımlarla birleştirilebilmesi gibi karakteristik özelliklere sahiptir [1, 17]. Örneğin, bu yöntem

uyarlamalı yaklaşımlarla birleştirilebilmektedir [5, 6, 18]. Diğer taraftan literatürdeki dayanıklı geri adımlamalı kontrol yöntemlerinden biri doğrusal olmayan sönüm terimleriyle dayanıklılığın sağlandığı dayanıklı geri adımlamalı kontrolcüdür. Bu yöntem, dinamik sistemdeki belirsiz parametrelerin/sinyallerin sınırlı bir bantta tutulmasına dayanmaktadır. Ancak belirsizliklerin kendi doğasıyla sönümlenmesiyle sistem asimptotik kararlılığı elde edilebilmektedir. Belirsizliklerin zamanla sönümlenmemesi durumunda sistemde belirsizliklerin özelliğine göre sabit veya zamanla değişen kararlı hal hatası sistem çıkışında görülmektedir [19].

Bu çalışmada, literatürde ilk kez, bir sınıf doğrusal olmayan ikinci mertebeden dinamik sistem için periyodik uyarlamalı dayanıklı geri adımlamalı kontrolcü tasarımı sunulmaktadır. Geri adımlamalı kontrolcü tasarım adımlarında, sistemdeki zamanla değişen tüm belirsiz sinyaller dikkate alınmaktadır. Bu bağlamda, periyodik belirsizlikler için periyodik uyarlama kuralları önerilmiştir ve periyodik olmayan belirsiz sinyaller için doğrusal olmayan sönüm tekniği kullanılmıştır. Böylece periyodik uyarlamalı dayanıklı geri adımlamalı kontrol tekniği geliştirilmektedir. Sınırlı kılınan periyodik olmayan belirsiz sinyallerin kararlı halde ürettiği zamanla değişen hatalar periyodik uyarlamalar ile hafifletilmektedir. Diğer taraftan önerilen kontrol yapısı zamanla değişen periyodik belirsiz sinyal kadar uyarlama kuralı önermektedir. Bu da aşırı parametrelili uyarlama yapısının önüne geçmektedir. Ayrıca, kapalı çevrim sistemin yakınsama analizleri bir Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli ile ispatlanmıştır. Son olarak, doğrusal olmayan bir sistem üzerinde başarılı benzetim çalışmaları önerilen doğrusal olmayan uyarlamalı dayanıklı kontrolcünün uygulanabilirliğini göstermektedir.

Bu çalışmanın geri kalan başlıkları şu şekilde organize edilmiştir. İkinci başlıkta ele alınan dinamik sistem sınıfı tanıtılmaktadır. Bir sonraki bölümde, önerilen kontrol yönteminin tasarım adımları verilmektedir. Dördüncü başlıkta kapalı çevrim sistemin yakınsama analizleri yapıldıktan sonra bir sonraki başlıkta örnek bir sistem üzerinden klasik dayanıklı geri adımlamalı kontrolcü ile karşılaştırmalı olarak önerilen kontrolcünün etkinliği gösterilmektedir. Son olarak, bu çalışmanın sonuçlarından ve planlanan çalışmalardan bahsedilmektedir.

2. Problem Tanımı

Bu çalışmada ele alınan ikinci mertebeden kesin geri beslemeli yapıda olan doğrusal olmayan sistem

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) + \theta_1(t)\xi_1(x_1), \quad (1)$$

$$\dot{x}_2(t) = u(t) + \theta_2(t)\xi_2(x_1, x_2) \quad (2)$$

biçiminde ele alınsın. (1)-(2) sisteminde, x_1 , x_2 sistem durumlarını, u kontrol sinyalini, ξ_1 , ξ_2 türevlenebilir sürekli düzgün doğrusal olmayan fonksiyonları ve θ_1 , θ_2 ise zamanla değişen ve T ortak periyot değerine sahip belirsiz periyodik sinyalleri ($\theta_1(t) = \theta_1(t - T)$, $\theta_2(t) = \theta_2(t - T)$) göstermektedir.

Doğrusal olmayan sistemlerin geri adımlamalı kontrol tasarımında θ_1 ve θ_2 belirsiz parametrelerin sabit belirsiz olduğu durumda uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü inşası

gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca, birinci mertebeden doğrusal olmayan sistemler için periyodik uyarlamalı kontrol yapısı literatürde önerilmiştir [7]. Ancak, sistemin yüksek mertebeli olması durumunda ve belirsiz sinyallerin zamanla değişen olması durumunda geri adımlamalı kontrolcü yapısına periyodik uyarlama sinyallerinin eklenmesi oldukça zor bir problem halini almaktadır. Bir sonraki bölümde doğrusal olmayan sönüm atama ile dayanıklılığın sağlandığı periyodik uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü yapısı verilmektedir. Ayrıca, tüm tasarım boyunca ve kararlılık analizlerinde gerek görülmedikçe bağlı değişkenler gösterimlerden uzaklaştırılmıştır.

3. Kontrolcü Tasarımı

Kontrolcü tasarımına başlarken e hata ifadesi

$$e = x_1 - x_{1d} \quad (3)$$

olarak tanımlansın, burada x_{1d} , x_1 durumu için takip yörüngesini gösterecek. ϕ_2 sanal kontrolcü girişi olmak üzere $z_2 = x_2 - \phi_2$ tanımlanırsa ve (1) sistem dinamiği kullanılırsa, (3) denkleminin türevi

$$\dot{e} = z_2 + \phi_2 + \theta_1\xi_1 - \dot{x}_{1d} \quad (4)$$

biçiminde yazılmaktadır. Bu noktada, sanal kontrol sinyali ϕ_2

$$\phi_2 = -\hat{\theta}_1(t - T)\xi_1 + \dot{x}_{1d} - k_1e - \kappa_1\xi_1^2e \quad (5)$$

burada k_1, κ_1 pozitif bir kazançlar olmak üzere şekilde tasarlanırsa. Denklem (5)'te uyarlama sinyali $\hat{\theta}_1(t)$ yerine $\hat{\theta}_1(t - T)$ sinyali kullanılmıştır. Bu kullanım yararı kontrol tasarımının ilerleyen adımlarında görülecektir. Ancak, bu kullanım $\hat{\theta}_e(t) = \hat{\theta}_1(t - T) - \hat{\theta}_1(t)$ şeklinde sınırlı bir hata üretecektir. Böylece, (4) denklemini k_1 kontrolcü kazançlı olmak üzere

$$\dot{e} = z_2 - \tilde{\theta}_1\xi_1 - \hat{\theta}_e\xi_1 - k_1e - \kappa_1\xi_1^2e \quad (6)$$

halini almaktadır ki $\tilde{\theta}_1 = \hat{\theta}_1 - \theta_1$ tanımlanmaktadır. Bir sonraki adımda, z_2 dinamiği

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= u + \theta_2\xi_2 + \dot{\hat{\theta}}_1(t - T)\xi_1 + \hat{\theta}_1(t - T)\frac{\partial\xi_1}{\partial x_1}\frac{\partial x_1}{\partial t} \\ &\quad + \kappa_1\frac{\partial\xi_1^2}{\partial x_1}\frac{\partial x_1}{\partial t}e + \kappa_1\xi_1^2\dot{e} - \ddot{x}_{1d} + k_1\dot{e} \\ &= u + \theta_2\xi_2 + \left(\hat{\theta}_1(t - T)\frac{\partial\xi_1}{\partial x_1} + \kappa_1\frac{\partial\xi_1^2}{\partial x_1}e + \kappa_1\xi_1^2 + k_1 \right) x_2 \\ &\quad + \left(\hat{\theta}_1(t - T)\frac{\partial\xi_1}{\partial x_1} + \kappa_1\frac{\partial\xi_1^2}{\partial x_1}e + \kappa_1\xi_1^2 + k_1 \right) \theta_1\xi_1 \\ &\quad + \dot{\hat{\theta}}_1(t - T)\xi_1 - \ddot{x}_{1d} - k_1\dot{x}_{1d} - \kappa_1\xi_1^2\dot{x}_{1d} \end{aligned} \quad (7)$$

biçiminde düzenlenebilmektedir. Bu noktada belirtilmelidir ki hem sanal kontrol sinyali ile kararlı kılınmak istenen (4) dinamiğinde hem de (7) dinamiğinde periyodik belirsiz sinyaller (θ_1, θ_2) vardır. Bu sinyallerin uyarlamaları periyodik olarak gerçekleştirilebilmektedir. Yani kontrol sinyali u , k_2 kontrolcü kazançlı olmak üzere

$$\begin{aligned} u &= -\hat{\theta}_2\xi_2 - \left(\hat{\theta}_1(t - T)\frac{\partial\xi_1}{\partial x_1} + \kappa_1\frac{\partial\xi_1^2}{\partial x_1}e + \kappa_1\xi_1^2 + k_1 \right) x_2 \\ &\quad - \left(\hat{\theta}_1(t - T)\frac{\partial\xi_1}{\partial x_1} + \kappa_1\frac{\partial\xi_1^2}{\partial x_1}e + \kappa_1\xi_1^2 + k_1 \right) \hat{\theta}_1\xi_1 \\ &\quad - \kappa_2\xi_1^2z_2 + \ddot{x}_{1d} + (k_1 + \kappa_1\xi_1^2)\dot{x}_{1d} - e - k_2z_2 \end{aligned} \quad (8)$$

burada k_2, κ_2 pozitif bir kazançlar olmak üzere, tasarlanılabilmektedir. Burada $\kappa_1 \xi_1^2 e$ ve $\kappa_2 \xi_1^2 z_2$ ifadeleri sanal kontrol sinyali ϕ_2 'ye ve kontrol sinyaline sırasıyla eklenmesinin sebebi $\hat{\theta}_e \xi_1$ ve $\hat{\theta}_1(t-T)\xi_1$ ifadelerinin doğrusal olmayan sönüm atama ile sınırlandırılmasıdır. Kontrol sinyalinin tasarımı sonrasında, \dot{z}_2 dinamiği

$$\dot{z}_2 = -\tilde{\theta}_2 \xi_2 + \hat{\theta}_1(t-T)\xi_1 - \kappa_2 \xi_1^2 z_2 - e - k_2 z_2 - \psi \tilde{\theta}_1 \xi_1 \quad (9)$$

burada $\psi = \left(\hat{\theta}_1(t-T) \frac{\partial \xi_1}{\partial x_1} + \kappa_1 \frac{\partial \xi_1^2}{\partial x_1} e + \kappa_1 \xi_1^2 + k_1 \right)$ olmak üzere şekilde elde edilmektedir. Burada $\tilde{\theta}_2 = \hat{\theta}_2 - \theta_2$ tanımı ile uyarlama kuralları $\hat{\theta}_1$ ve $\hat{\theta}_2$

$$\hat{\theta}_1(t) = \begin{cases} \hat{\theta}_1(t-T) - q_1 \xi_1 (e + \psi z_2), & t \in [T, \infty) \\ -q_{10}(t) \xi_1 (e + \psi z_2), & t \in [0, T) \end{cases} \quad (10)$$

$$\hat{\theta}_2(t) = \begin{cases} \hat{\theta}_2(t-T) - q_2 \xi_2 z_2, & t \in [T, \infty) \\ -q_{20}(t) \xi_2 z_2, & t \in [0, T) \end{cases} \quad (11)$$

biçiminde verilebilmektedir. Burada $\hat{\theta}_1$ ve $\hat{\theta}_2$, sırasıyla θ_1 ve θ_2 için uyarlama sinyallerini, $q_1 > 0$ ve $q_2 > 0$ sabit kazançları, q_{10}, q_{20} ise $q_{10}(0) = 0, q_{20}(0) = 0$ ve $q_{10}(t) = q_1, q_{20}(t) = q_2, \forall t \geq T$ olmak üzere pozitif, zamanla değişen kazanç fonksiyonlarını göstermektedir. Kontrol sinyalleri (5) ve (8) ve uyarlama kuralları (10)-(11), hata dinamikleri (4) ve (7)'de yerine konularak, kapalı çevrim sistem dinamiği

$$\dot{e} = z_2 - \tilde{\theta}_1 \xi_1 - \hat{\theta}_e \xi_1 - k_1 e - \kappa_1 \xi_1^2 e \quad (12)$$

$$\dot{z}_2 = -\tilde{\theta}_2 \xi_2 + \hat{\theta}_1(t-T)\xi_1 - \kappa_2 \xi_1^2 z_2 - e - k_2 z_2 - \psi \tilde{\theta}_1 \xi_1 \quad (13)$$

elde edilir. Burada belirtilmelidir ki uyarlama sinyali $\hat{\theta}_1(t-T)$ sınırlı sinyallerle tasarlandığı için bu sinyalin türevi de sınırlıdır.

4. Yakınsama Analizi

Kapalı çevrim sistemin yakınsama analizini göstermek için uygun bir Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli

$$V(e, z_2, \tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2) = \frac{1}{2} e^2(t) + \frac{1}{2} z_2^2(t) + \frac{1}{2q_1} \int_{t-T}^t \tilde{\theta}_1^2(\tau) d\tau + \frac{1}{2q_2} \int_{t-T}^t \tilde{\theta}_2^2(\tau) d\tau \quad (14)$$

olarak seçilsin. $t \in [T, \infty)$ aralığında periyodik bir yakınsama gösterebilmek için ΔV

$$\Delta V(t) = V(t) - V(t-T) \quad (15)$$

işlemine (14)'de tanımlanan fonksiyonelin uygulanması gerekmektedir. (12)-(13) denklemleri kullanılarak, (15) denkleminin açılımında ilk iki terim

$$\begin{aligned} \Delta V_1 &= \int_{t-T}^t e \frac{de}{dt} d\tau + \int_{t-T}^t z_2 \frac{dz_2}{dt} d\tau \\ &= \int_{t-T}^t (-\tilde{\theta}_1 \xi_1 e - \hat{\theta}_e \xi_1 e - k_1 e^2 - \kappa_1 \xi_1^2 e) d\tau \\ &+ \int_{t-T}^t \left(-\tilde{\theta}_2 \xi_2 z_2 + \hat{\theta}_1(t-T)\xi_1 z_2 - \kappa_2 \xi_1^2 z_2^2 - k_2 z_2^2 - \psi \tilde{\theta}_1 \xi_1 z_2 \right) d\tau \end{aligned} \quad (16)$$

şeklinde düzenlenmektedir. (15) denkleminin son iki teriminin bir periyot boyunca farkı, belirsiz sinyallerin periyodiklik özelliği ve $(x-y)^2 - (z-y)^2 = (z-x)[2(y-x) + (x-z)]$ matematiksel eşitliği yardımıyla

$$\begin{aligned} \Delta V_2 &= \frac{1}{2q_1} \int_{t-T}^t \left(\tilde{\theta}_1^2(\tau) - \tilde{\theta}_1^2(\tau-T) \right) d\tau \\ &+ \frac{1}{2q_2} \int_{t-T}^t \left(\tilde{\theta}_2^2(\tau) - \tilde{\theta}_2^2(\tau-T) \right) d\tau \\ &= \int_{t-T}^t \left[\tilde{\theta}_1 \left(\xi_1 e + \xi_1 \psi z_2 \right) - \frac{q_1}{2} \left(\xi_1 e + \xi_1 \psi z_2 \right)^2 \right] d\tau \\ &+ \int_{t-T}^t \left(\tilde{\theta}_2 \xi_2 z_2 - \frac{q_2}{2} \xi_2^2 z_2^2 \right) d\tau \end{aligned} \quad (17)$$

şeklinde elde edilmektedir. Doğrusal olmayan sönüm işlemini gerçekleştirmek için $\hat{\theta}_e^2/4\kappa_1$ ve $\hat{\theta}_1^2(t-T)/4\kappa_2$ terimleri eklenip /çıkılarak ve uygun sadeleştirmelerle $\Delta V = \Delta V_1 + \Delta V_2$ ifadesi

$$\begin{aligned} \Delta V &\leq - \int_{t-T}^t (k_1 e^2 + k_2 z_2^2 - \hat{\theta}_1(t-T)\xi_1 z_2 \\ &+ \kappa_2 \xi_1^2 z_2^2 + \hat{\theta}_e \xi_1 e + \kappa_1 \xi_1^2 e^2) d\tau \\ &\leq - \int_{t-T}^t \left(k_1 e^2 + k_2 z_2^2 + \frac{\hat{\theta}_e^2}{4\kappa_1} - \kappa_1 \left(\xi_1 e + \frac{\hat{\theta}_e}{2\kappa_1} \right)^2 \right. \\ &\quad \left. + \frac{\hat{\theta}_1^2(t-T)}{4\kappa_2} - \kappa_2 \left(\xi_1 z_2 - \frac{\hat{\theta}_1(t-T)}{2\kappa_2} \right)^2 \right) d\tau \\ &\leq - \int_{t-T}^t \left(k_1 e^2 + k_2 z_2^2 - \frac{\hat{\theta}_e^2}{4\kappa_1} - \frac{\hat{\theta}_1^2(t-T)}{4\kappa_2} \right) d\tau. \end{aligned} \quad (18)$$

olarak yazılmaktadır. $\hat{\theta}_{eb}$ ve $\hat{\theta}_{1b}(t-T)$ ifadeleri $|\hat{\theta}_e| < \hat{\theta}_{eb}$ ve $|\hat{\theta}_1(t-T)| < \hat{\theta}_{1b}$ şeklinde sınır bir değerlerini göstermek üzere tanımlanabilmektedir. Farklı bir ifadeyle, $\hat{\theta}_{eb}$ ve $\hat{\theta}_{1b}(t-T)$ ifadeleri sınırlı olduğu için, $|k_1 e^2 + k_2 z_2^2|$ ifadesi $\frac{\hat{\theta}_{eb}^2}{4\kappa_1} + \frac{\hat{\theta}_{1b}^2(t-T)}{4\kappa_2}$ ifadesinden büyük olduğunda $\Delta V < 0$ sağlanmaktadır. Bahsedilen durumu sağlayacak şekilde uygun k_1, k_2 ve κ_1, κ_2 seçimlerinin sağlanması ile

$$\Delta V \leq - \int_{t-T}^t (k_1 e^2 + k_2 z_2^2) d\tau < 0 \quad (19)$$

elde edilmektedir. Bir periyot için uygulanan yakınsama analizi, $t \in [jT, (j+1)T]$ tüm periyotlar için ardı sıra uygulanabilmektedir. Yani, (19) ile elde edilen eşitsizlik herhangi $t \in [iT, (i+1)T]$ tanımlı ve $t_0 = t - iT$ tanımlanırsa,

$$V(e, z_2, \tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2) = V(t_0) + \sum_{j=0}^{i-1} \Delta V(t-jT) \quad (20)$$

ile verilen seri toplamında bir pozitif tanımlı fonksiyonel yazılabilmektedir ve burada, $t_0 \in [0, T)$ ve (19) eşitsizliği göz önüne alındığında

$$\begin{aligned} \lim_{t \rightarrow \infty} V(e, z_2, \tilde{\theta}_1, \tilde{\theta}_2) &< \max_{t_0 \in [0, T)} V(t_0) \\ &- \lim_{t \rightarrow \infty} \sum_{j=0}^{i-1} \int_{t-(j+1)T}^{t-jT} (k_1 e^2 + k_2 z_2^2) d\tau \end{aligned} \quad (21)$$

şeklinde bir eşitsizlik elde edilmektedir. Bunun yanında V 'nin pozitif tanımlı olduğu ve $V(t_0)$ ifadesinin $[0, T)$ aralığında sınırlı bir değere sahip olduğu bilinmektedir. Böylece, seri toplamlarının yakınsama teoremine göre e, z_2 izleme hataları asimptotik olarak sifıra yakınsamaktadır. Ayrıca, pozitif tanımlı fonksiyonel $V(e, z_2, \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2), t \in [0, T)$ aralığında sınırlılığının gösterilmesi ile yakınsama analizi tamamlanacaktır. $t \in [0, T)$ aralığında uyarılama kuralları

$$\dot{\hat{\theta}}_1(t) = -q_{10}(t)(\xi_1 e + \xi_1 \psi z_2) \quad (22)$$

$$\dot{\hat{\theta}}_2(t) = -q_{20}(t)\xi_2 z_2 \quad (23)$$

biçimindedir ve burada $q_1 > q_{10}(t) > 0$ ve $q_2 > q_{20}(t) > 0$ geçerlidir. Burada fark işlemi yerine, V 'in türevi, (12)-(13) yerine konularak ve $\alpha_1 = ((1/q_{10}) - (1/2q_1)) > 0$ ve $\alpha_2 = ((1/q_{20}) - (1/2q_2)) > 0$ atamaları ile

$$\begin{aligned} \dot{V} &= e\dot{e} + z_2\dot{z}_2 + \frac{1}{2q_1}\dot{\tilde{\theta}}_1^2 + \frac{1}{2q_2}\dot{\tilde{\theta}}_2^2 \\ &= -k_1 e^2 - k_1 z_2^2 + \dot{\hat{\theta}}_1(t-T)\xi_1 - \kappa_2 \xi_1^2 z_2 - \tilde{\theta}_2 \xi_2 z_2 \\ &\quad - \tilde{\theta}_1(\xi_1 e + \xi_1 \psi z_2) - \hat{\theta}_e \xi - \kappa_1 \xi^2 e + \frac{1}{2q_2}\dot{\tilde{\theta}}_2^2 + \frac{1}{2q_1}\dot{\tilde{\theta}}_1^2 \\ &= -k_1 e^2 - k_1 z_2^2 + \dot{\hat{\theta}}_1(t-T)\xi_1 - \kappa_2 \xi_1^2 z_2 - \hat{\theta}_e \xi - \kappa_1 \xi^2 e \\ &\quad + \tilde{\theta}_1 \frac{\hat{\theta}_1 + \theta_1 - \theta_1}{q_{10}} + \frac{1}{2q_1}\dot{\tilde{\theta}}_1^2 + \tilde{\theta}_2 \frac{\hat{\theta}_2 + \theta_2 - \theta_2}{q_{20}} + \frac{1}{2q_2}\dot{\tilde{\theta}}_2^2 \\ &= -k_1 e^2 - k_1 z_2^2 + \dot{\hat{\theta}}_1(t-T)\xi_1 - \kappa_2 \xi_1^2 z_2 - \hat{\theta}_e \xi - \kappa_1 \xi^2 e \\ &\quad + \alpha_1 \tilde{\theta}_1^2 + \alpha_2 \tilde{\theta}_2^2 + \frac{1}{q_{10}}\tilde{\theta}_1^2 \theta_1 + \frac{1}{q_{20}}\tilde{\theta}_2^2 \theta_2 \end{aligned} \quad (24)$$

elde edilmektedir. Young eşitsizliği kullanılarak,

$$\frac{\tilde{\theta}_1 \theta_1}{q_{10}} \leq \frac{\epsilon_1}{q_{10}} \tilde{\theta}_1^2 + \frac{1}{4\epsilon_1 q_{10}} \theta_1^2, \quad \frac{\tilde{\theta}_2 \theta_2}{q_{20}} \leq \frac{\epsilon_2}{q_{20}} \tilde{\theta}_2^2 + \frac{1}{4\epsilon_2 q_{20}} \theta_2^2$$

yazılmaktadır ki burada $\epsilon_1 > 0, \epsilon_2 > 0$. ϵ_1, ϵ_2 terimleri sırasıyla $0 < \epsilon_1/q_{10} < \alpha_1$ ve $0 < \epsilon_2/q_{20} < \alpha_2$ sağlayacak şekilde seçilirse ve doğrusal olmayan sönüm yakınsama analizinin ilk kısmına benzer şekilde eklendiğinde, (24) eşitliği

$$\begin{aligned} \dot{V} &\leq -k_1 e^2 - k_1 z_2^2 + \dot{\hat{\theta}}_1(t-T)\xi_1 - \kappa_2 \xi_1^2 z_2 - \hat{\theta}_e \xi - \kappa_1 \xi^2 e \\ &\quad + \frac{\theta_1^2}{4\epsilon_1 q_{10}} + \frac{\theta_2^2}{4\epsilon_2 q_{20}} - \left(\alpha_1 - \frac{\epsilon_1}{q_{10}}\right) \tilde{\theta}_1^2 - \left(\alpha_2 - \frac{\epsilon_2}{q_{20}}\right) \tilde{\theta}_2^2 \\ &\leq -k_1 e^2 - k_1 z_2^2 + \frac{\dot{\hat{\theta}}_1^2(t-T)}{4\kappa_2} - \kappa_2 \left(\xi_1 z_2 - \frac{\dot{\hat{\theta}}_1(t-T)}{2\kappa_2}\right)^2 \\ &\quad + \frac{\hat{\theta}_e^2}{4\kappa_1} - \kappa_1 \left(\xi_1 e + \frac{\dot{\hat{\theta}}_e}{2\kappa_1}\right)^2 + \frac{\theta_1^2}{4\epsilon_1 q_{10}} + \frac{\theta_2^2}{4\epsilon_2 q_{20}} \\ &\quad - \left(\alpha_1 - \frac{\epsilon_1}{q_{10}}\right) \tilde{\theta}_1^2 - \left(\alpha_2 - \frac{\epsilon_2}{q_{20}}\right) \tilde{\theta}_2^2 \end{aligned} \quad (25)$$

şeklinde düzenlenmektedir. Bilinmektedir ki periyodik sinyaller sınırlı sinyallerdir. Periyodik sinyallerin en büyük değerleri θ_{1b}, θ_{2b} ile göstermek üzere \dot{V} ifadesi

$$\begin{aligned} \frac{\hat{\theta}_{e_b}^2}{4\kappa_1} + \frac{\dot{\hat{\theta}}_{1_b}^2(t-T)}{4\kappa_2} + \frac{\theta_{1_b}^2}{4\epsilon_1 q_{10}} + \frac{\theta_{2_b}^2}{4\epsilon_2 q_{20}} &< \left(k_1 e^2 + k_2 z_2^2 + \left(\alpha_1 - \frac{\epsilon_1}{q_{10}}\right) \tilde{\theta}_1^2 + \left(\alpha_2 - \frac{\epsilon_2}{q_{20}}\right) \tilde{\theta}_2^2\right), (e, z_2, \hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2) \in \mathcal{R}^4 \end{aligned}$$

bölgesi içerisinde negatif değerli olmaktadır ve bu sonuç V pozitif tanımlı fonksiyonelinin $t \in [0, T)$ aralığında sonlu bir sınırlı değere sahip olduğunu göstermektedir. Sonuç olarak, elde edilen şartların sağlanması durumunda e ve z_2 sinyallerinin sifıra yakınsadığı gösterilmektedir.

5. Örnek Sistem

Bu başlıkta, ikinci mertebeden bir sınıf doğrusal olmayan dinamik sistem için önerilen periyodik uyarılmalı dayanaklı kontrolcünün uygulanabilirliği MATLAB ortamında gerçekleştirilen benzetim çalışmaları ile test edilmektedir. (1)-(2) ile verilen sistem tekrar yazılırsa,

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) + \theta_1(t)x_1(t), \quad (26)$$

$$\dot{x}_2(t) = u(t) + \theta_2(t)x_1^2(t)x_2(t) \quad (27)$$

burada $\theta_1(t) = \theta_2(t) = 2\sin(4\pi t/3)$ olacak biçimde bir dinamik sistem düşünülmektedir. Benzetim çalışmalarında çözücü adım süresi $100 \mu s$, kontrolcü örnekleme süresi $1 ms$ ve kontrol sinyali 20 ile doyuma ayarlanmıştır. Buna bağlı olarak bir periyodik uyarılama sinyalleri $T = 1500$ örnek verisi ile uyarlanmaktadır. Ayrıca, sistem durumlarının başlangıç değerleri $x_1(0) = 0.05$ ve $x_2(0) = 0$ olarak atanmıştır. Ayrıca, x_1 durumu iki farklı yörünge için test edilmektedir. Sırasıyla yörüngeler $x_{1d} = 0.1$ ve $x_{1d} = 0.1 + 0.01\sin(4\pi t/9)$ olarak düşünülmüştür. Kontrolcü kazançları $k_1 = 100, k_2 = 20$, doğrusal olmayan sönüm kazançları $\kappa_1 = \kappa_2 = 0.01$, uyarılama kazançları $q_1 = 0.5, q_2 = 2000$ ve $q_{10}(t) = \frac{2tq_1}{3}, q_{20}(t) = \frac{2tq_2}{3}$ olarak ayarlanmıştır. Bu koşullar ele alındığında, sırasıyla (5) ve (8) ile genelleştirilmiş olarak verilen sanal kontrol sinyali ($\phi_2(t)$) ve kontrol sinyali ($u(t)$)

$$\phi_2(t) = -k_1 e + \dot{x}_{1d} - \hat{\theta}_1(t-T)x_1 - \kappa_1 x_1^2 e$$

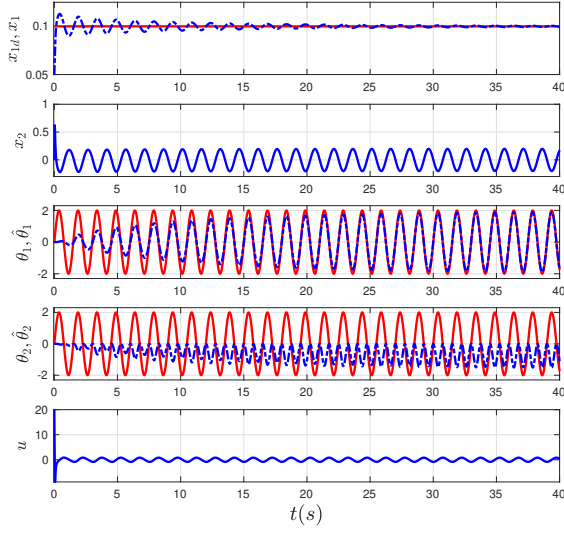
$$\begin{aligned} u(t) &= -\hat{\theta}_2 x_1^2 x_2 - \psi \hat{\theta}_1 x_1 - \kappa_2 x_1^2 z_2 + \ddot{x}_{1d} \\ &\quad - (\hat{\theta}_1(t-T) + 2\kappa_1 x_1 e + \kappa_1 x_1^2 + k_1)x_2 \\ &\quad + (k_1 + \kappa_1 x_1^2)\dot{x}_{1d} - e - k_2 z_2 \end{aligned}$$

ve uyarılama kuralları

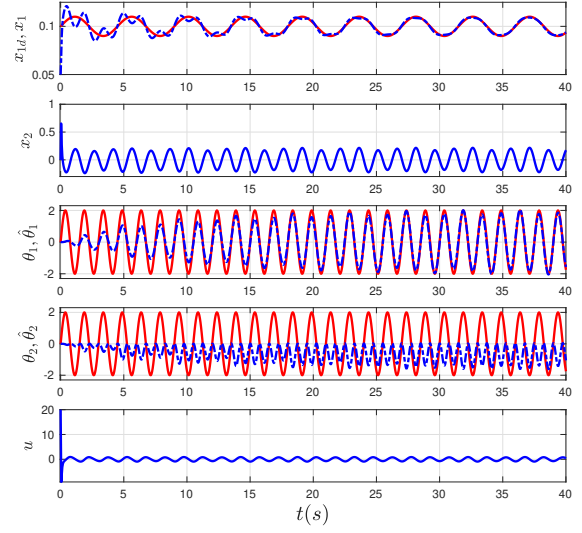
$$\begin{aligned} \hat{\theta}_1(t) &= \begin{cases} \hat{\theta}_1(t-T) - q_1 x_1(e + \psi z_2), & t \in [T, \infty) \\ -q_{10}(t)x_1(e + \psi z_2), & t \in [0, T) \end{cases} \\ \hat{\theta}_2(t) &= \begin{cases} \hat{\theta}_2(t-T) - q_2 x_1^2 x_2 z_2, & t \in [T, \infty) \\ -q_{20}(t)x_1^2 x_2 z_2, & t \in [0, T) \end{cases} \end{aligned}$$

burada $\psi = \hat{\theta}_1(t-T) + 2\kappa_1 x_1 e + \kappa_1 x_1^2 + k_1$ olmak üzere biçiminde elde edilmektedir.

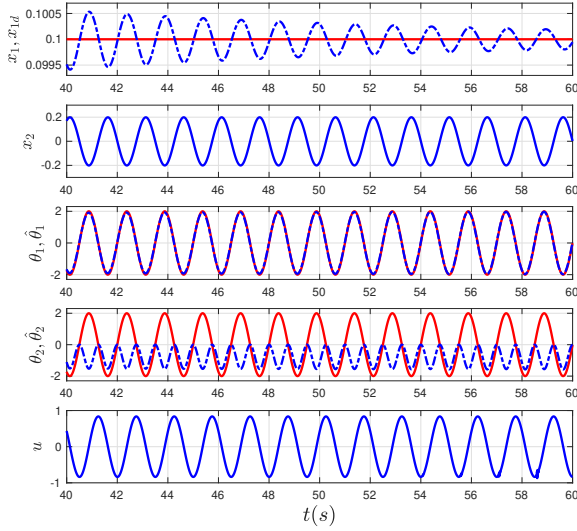
Benzetim sonuçları 0-60 s aralığında sabit referans takibi ($x_{1d} = 0.1$) için Şekil 1'de ve zamanla değişen referans takibi ($x_{1d} = 0.1 + 0.01\sin(4\pi t/9)$) için Şekil 3'te sunulmaktadır. Ayrıca, kararlı hal durumunda önerilen kontrolcü altında sistem cevabını daha iyi görebilmek için Şekil 1'in sonuçları Şekil 2'de ve Şekil 3'ün sonuçları Şekil 4'de 40-60 s aralığı için sunulmaktadır. Verilen her benzetim sonucunda, sırasıyla x_1 (mavi renkli noktalı kesikli sinyal) ve izlemesi istenen yörünge x_{1d} (kırmızı renkli sürekli sinyal) ilk satırda, x_2 ikinci satırda, θ_1 gerçek sinyal (kırmızı renkli sürekli sinyal) ve $\hat{\theta}_1$ kestirilen sinyal (mavi renkli noktalı kesikli



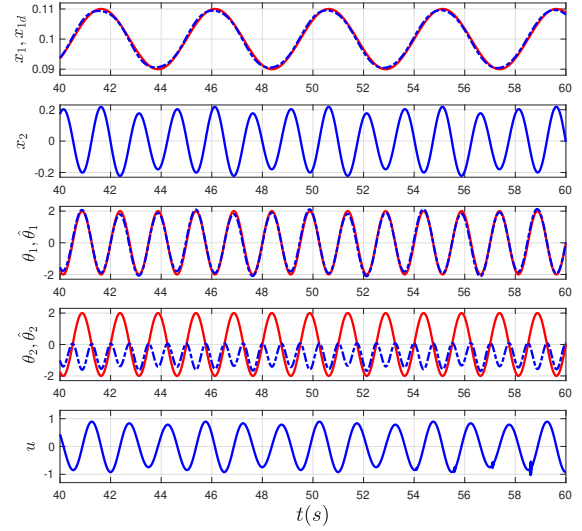
Şekil 1: Periyodik uyarlamalı dayanıklı geri adımlamalı kontrolcünün 0-40 s sabit referans takibi sonuçları.



Şekil 3: Periyodik uyarlamalı dayanıklı geri adımlamalı kontrolcünün 0-40 s sinüzoidal referans takibi sonuçları.



Şekil 2: Periyodik uyarlamalı dayanıklı geri adımlamalı kontrolcünün 40-60 s sabit referans takibi sonuçları.

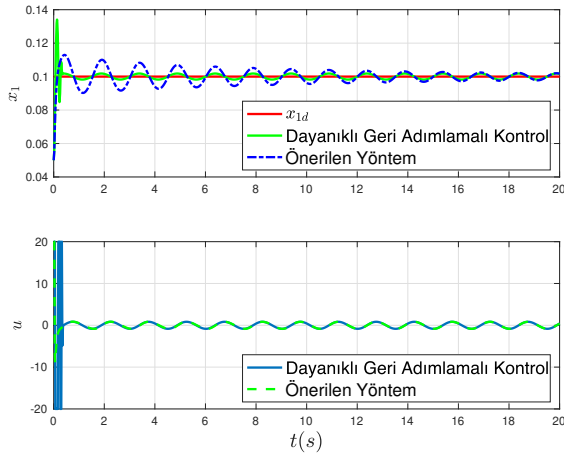


Şekil 4: Periyodik uyarlamalı dayanıklı geri adımlamalı kontrolcünün 40-60 s sinüzoidal referans takibi sonuçları.

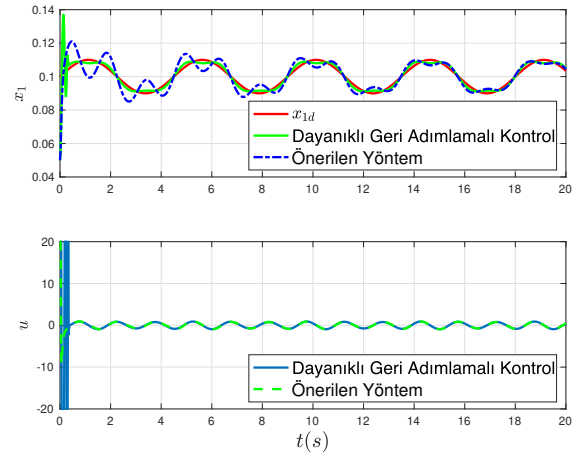
sinyal) üçüncü satırda, θ_2 gerçek sinyal (kırmızı renkli sürekli sinyal) ve $\hat{\theta}_2$ kestirilen sinyal (mavi renkli noktalı kesikli sinyal) dördüncü satırda ve son satırda üretilen kontrol sinyali çizdirilmektedir. Benzetim sonuçlarından gözlemlenmektedir ki her iki referans sinyali de önerilen kontrolcü altında başarıyla takip edilmektedir. Ayrıca, $\hat{\theta}_1$ kestirilen sinyal gerçek sinyale yüksek hassasiyetle ulaşmaktadır, ancak $\hat{\theta}_2$ değişimi θ_2 değişimi ile örtüşmemektedir. Diğer taraftan, önerilen periyodik uyarlamalı kontrol yapısı, periyodik belirsiz sinyallerden

kaynaklanan ve sınırlı bir bant içerisinde kalan zamanla değişen kararlı hal hatasını zamanla azaltmaktadır (bkz. Şekil 2 ve Şekil 4). Bunların yanında, her periyodik uyarlama sonucunda x_1 sinyali istenen yörüngeye yakınsamaktadır ve bu sonuç periyodik uyarlamaya sahip dayanıklı geri adımlamalı kontrolcünün üstün performansını göstermektedir.

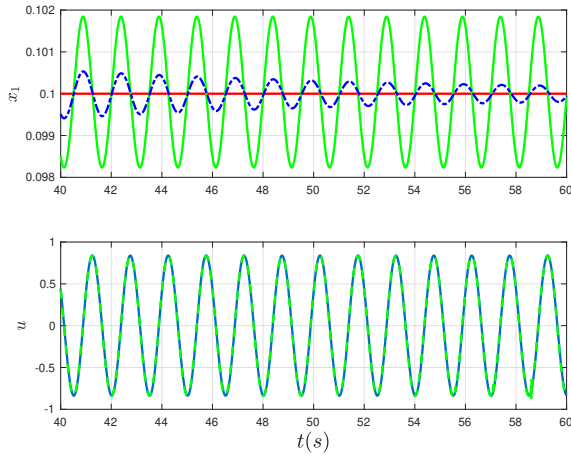
Önerilen kontrol yapısının etkinliğini göstermek için [20] çalışmasındaki klasik dayanıklı geri adımlamalı kontrol ile önerilen kontrol yapısı benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır.



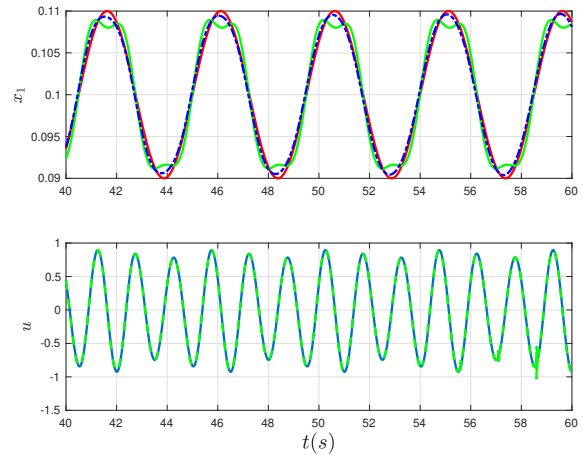
Şekil 5: Sabit referans takibi için dayanıklı geri adımlamalı ve önerilen kontrolcülerin 0-20 s için sonuçları.



Şekil 7: Sinüzoidal referans takibi için dayanıklı geri adımlamalı ve önerilen kontrolcülerin 0-20 s için sonuçları.



Şekil 6: Sabit referans takibi için dayanıklı geri adımlamalı ve önerilen kontrolcülerin 40-60 s için sonuçları.



Şekil 8: Sinüzoidal referans takibi için dayanıklı geri adımlamalı ve önerilen kontrolcülerin 40-60 s için sonuçları.

(26)-(27)'de verilen sistem modeline dayanıklı geri adımlamalı kontrolcü tasarlanmıştır. Önerilen kontrol yapısındaki hata tanımları aynı kullanılmak üzere ve $\psi = (k_1 + \kappa_1 x_2^2 + 2\kappa_1 x_1 e)$ tanımı ile dayanıklı geri adımlamalı kontrolcü tasarımında sanal ve gerçek kontrol sinyalleri

$$\begin{aligned}\phi_2(t) &= -k_1 e + \dot{x}_{1d} - \kappa_1 x_1^2 e \\ u(t) &= -k_2 z_2 - e + \ddot{x}_{1d} + \psi(z_2 - k_1 e - \kappa_1 x_1^2 e) \\ &\quad + 2\kappa_1 x_1 e \dot{x}_{1d} - \kappa_2 x_1^4 x_2^2 z_2 - \kappa_3 \psi^2 x_1^2 z_2\end{aligned}$$

şeklinde tasarlanmıştır. Burada, $k_1 = 100$, $k_2 = 20$, $\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa_3 = 10$ kontrolcü kazançları olarak atanmıştır.

Karşılaştırmalı sonuçlar hem sabit referans (Şekil 5) hem de sinüzoidal referans (Şekil 7) takipleri için test edilmiştir. Bu sonuçlarda x_1 takip ve üretilen kontrol sinyallerinin sonuçları Şekil 5 - Şekil 8'de sunulmaktadır. Şekil 5'te

0-20 s arasındaki sonuçlarda önerilen kontrol yönteminde periyodik uyarlamalar olduğu için her periyot sonrası izleme hatası periyodik olarak azalmaktadır. Klasik geri adımlamalı kontrol yönteminde ise yakınsama daha hızlı olmasına rağmen kontrol sinyalinde fazlaca doymalar görülmektedir. Diğer taraftan kontrol yapılarının 40-60 s arasındaki sonuçlarına bakıldığında önerilen kontrol yönteminde hatanın periyodik olarak azaldığı ancak dayanıklı geri adımlamalı kontrolcü cevabında zamanla değişen ve azalmayan bir kararlı hal hatası olduğu görülmektedir. Bu sonuç, önerilen yöntemin zamanla değişen kararlı hal hatası üzerindeki etkinliğini göstermektedir.

Sinüzoidal referans takibi için verilen karşılaştırmalı sonuçlar Şekil 7'de 0-20 s ve Şekil 8'de 40-60 s için verilmektedir. Bu sonuçlara bakıldığında klasik dayanıklı geri adımlamalı kontrolcünün geçici durumda kontrol sinyalindeki

doymalarla birlikte hızlıca iyi bir yanıt verdiği, önerilen yöntemin ise zamanla x_1 üzerindeki harmonikleri bastırdığı görülmektedir. Diğer taraftan, Şekil 8’de 40-60 s için sinüzoidal referans takibi sonuçları incelendiğinde önerilen yöntemin kararlı hal durumunda harmonikleri tamamen bastırdığı görülmektedir.

6. Sonuçlar

Birçok gerçek zamanlı dinamik sistemde periyodik olarak değişen belirsiz sinyaller mevcuttur. Bu tür belirsizlikleri barındıran doğrusal olmayan ikinci mertebeden dinamik sistemlerin kontrolü için bu çalışmada dayanıklı geri adımlamalı kontrolcü periyodik uyarılama ile birleştirilerek literatürde ilk defa sunulmaktadır. Periyodik olan belirsizlikler ve periyodik olmayan belirsizlikler sırasıyla periyodik uyarılama kuralları ve doğrusal olmayan sönüm terimleriyle ele alınmaktadır. Kapalı çevrim sistemin yakınsama analizleri Lyapunov-Krasovskii fonksiyoneli kullanılarak ispatlandıktan sonra, önerilen kontrol yöntemi bir örnek sistem üzerinde test edilmiştir. Örnek sistem üzerinde önerilen yöntem ile klasik dayanıklı geri adımlamalı kontrol yöntemi karşılaştırılmıştır. Önerilen yöntemin çok daha az doyuma uğradığı ve zamanla değişen kararlı hal hatasını periyodik olarak bastırdığı gözlenmiştir. Son olarak, bu çalışmada önerilen kontrol yönteminin daha yüksek mertebeden doğrusal olmayan dinamik sistemlere genişletilmesi ve gerçek zamanlı bir sistem üzerinde test edilmesi ilerde hedeflenmektedir.

7. Teşekkür

Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinasyon Daire Başkanlığı tarafından Araştırma Üniversiteleri Destek Programı (ADEP) projesi ile desteklenmiştir (proje numarası: FBA-2024-6114).

8. Kaynakça

- [1] Y. Li and S. Tong, “Adaptive backstepping control for uncertain nonlinear strict-feedback systems with full state triggering,” *Automatica*, vol. 163, p. 111574, 2024.
- [2] W. Sun, S. Ma, B. Li, and G. Wen, “Optimised backstepping control for the nonlinear strict-feedback system having unknown control dead-zone,” *International Journal of Control*, vol. 98, no. 3, pp. 704–717, 2025.
- [3] R. Goel and S. B. Roy, “Composite adaptive control for time-varying systems with dual adaptation,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, 2024.
- [4] A. Kanchanaharuthai, “Adaptive recursive gain asymptotic tracking of uncertain nonlinear systems with time-varying parameters and disturbances,” *International Journal of Control*, pp. 1–18, 2025.
- [5] K. Chen and A. Astolfi, “Adaptive control for systems with time-varying parameters,” *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 66, no. 5, pp. 1986–2001, 2020.
- [6] —, “Adaptive control for systems with time-varying parameters - a survey,” *Trends in Nonlinear and Adaptive Control*, pp. 217–247, 2022.
- [7] J.-X. Xu, “A new periodic adaptive control approach for time-varying parameters with known periodicity,” *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 49, no. 4, pp. 579–583, 2004.
- [8] K. Abidi and J.-X. Xu, “A discrete-time periodic adaptive control approach for time-varying parameters with known periodicity,” *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 53, no. 2, pp. 575–581, 2008.
- [9] F. Adigüzel and T. Türker, “A periodic adaptive current controller for torque ripple reduction in uncertain permanent magnet synchronous motor drives,” *J. Vib. Control*, vol. 29, no. 5-6, pp. 1128–1140, 2023.
- [10] —, “A periodic adaptive controller for the torque loop of variable speed brushless dc motor drives with non-ideal back-electromotive force,” *Automatika*, vol. 63, no. 4, pp. 732–744, 2022.
- [11] R. Kaya and F. Adigüzel, “Disturbance rejection based current control for permanent magnet synchronous motor drives using a discrete-time adaptive controller with periodic estimation,” *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, 2025.
- [12] A. Fitzpatrick, M. Folino, and A. Arnold, “Fourier series-based approximation of time-varying parameters in ordinary differential equations,” *Inverse Problems*, vol. 40, no. 3, p. 035004, 2024.
- [13] L. Torres, J. F. Gómez-Aguilar, J. Jiménez, E. Mendoza, F.-R. López-Estrada, and R. F. Escobar-Jiménez, “Parameter identification of periodical signals: Application to measurement and analysis of ocean wave forces,” *Digital Signal Processing*, vol. 69, pp. 59–69, 2017.
- [14] S.-J. Tan, H.-J. Peng, W.-Y. Zhou, and Z.-G. Wu, “A novel extended precise integration method based on fourier series expansion for the h2-norm of linear time-varying periodic systems,” *International Journal of Control*, vol. 89, no. 10, pp. 2083–2095, 2016.
- [15] J. Chauvin and N. Petit, “Asymptotic reconstruction of the fourier expansion of inputs of linear time-varying systems with applications,” *IFAC-PapersOnLine*, vol. 43, no. 11, pp. 69–74, 2010.
- [16] W. Chen, W. Li, and Q. Miao, “Backstepping control for periodically time-varying systems using high-order neural network and fourier series expansion,” *ISA Trans.*, vol. 49, no. 3, pp. 283–292, 2010.
- [17] W. Wang, C. Wen, and J. Zhou, *Adaptive backstepping control of uncertain systems with actuator failures, subsystem interactions, and nonsmooth nonlinearities*. CRC Press, 2017.
- [18] O. S. Patil, R. Sun, S. Bhasin, and W. E. Dixon, “Adaptive control of time-varying parameter systems with asymptotic tracking,” *IEEE Trans. Autom. Control*, 2022.
- [19] M. Krstic, P. V. Kokotovic, and I. Kanellakopoulos, *Nonlinear and adaptive control design*. John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [20] F. Adigüzel and T. Türker, “Robust position control of a levitating ball via a backstepping controller,” *Electrica*, vol. 22, no. 1, pp. 61–69, 2022.

Uyarlamalı Geri Adımlamalı Kontrol ile Kardiyovasküler Sistem Benzetim Devresinin Hacim Kontrolü

Volume Control of Cardiovascular System Simulation Circuit with Adaptive Backstepping Control

Ahmed Alhajyounis¹, Yaren Kuzucu², Fatih Adıgüzel¹, Kamuran Kadıpaşaoğlu²

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

ahmed.alhajyounis@std.yildiz.edu.tr, fadiguzel@yildiz.edu.tr

²Biyomedikal Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

yaren.kuzucu@std.yildiz.edu.tr, kamuran@yildiz.edu.tr

1. Giriş

Özetçe

Kardiyovasküler hastalıklar (KVH), genellikle mekanik dolaşım destek cihazları gibi implante edilebilir çözümler gerektirmekte olup, performansları kardiyovasküler sistem benzetim devreleri (BD) kullanılarak tahmin edilmektedir. Bu çalışma, hibrit pnömo-hidrolik bir BD'nin hidrolik dinamiklerini kontrol etmek amacıyla uyarlamalı geri adımlamalı kontrol yönteminin uygulanmasına odaklanmaktadır. Uyarlamalı (Adaptif) yaklaşım, parametre belirsizliklerini yönetmek ve sistemin dayanıklılığını artırmak için tasarlanmıştır. Yöntemin performansı, takip doğruluğu, kararlı durum hatası ve model belirsizliklerine karşı dayanıklılık açısından değerlendirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, uyarlamalı geri adımlamalı kontrol yönteminin kararlı durum hatasını önemli ölçüde azalttığını ve kontrol sağlamlığını artırdığını göstererek, kardiyovasküler cihazların hassas ve güvenli testleri için etkili bir yöntem olduğunu ortaya koymuştur.

Abstract

Cardiovascular diseases (CVDs) often require implantable solutions such as mechanical circulatory support devices, which their performance is estimated using mock circulatory systems (MCs). This study focuses on the application of adaptive backstepping control to regulate the hydraulic dynamics of a hybrid pneumo-hydraulic MC. The adaptive approach is designed to handle parametric uncertainties and improve system robustness. Performance is assessed based on tracking accuracy, steady-state behavior, and resilience to model variations. Results show that adaptive backstepping control method significantly reduces steady-state error and enhances control robustness, making it a effective method for ensuring precise and safe testing of cardiovascular devices.

Kardiyovasküler hastalıklar (KVH), dünya genelinde en yaygın ölüm nedeni olmaya devam etmektedir [1]. Bazı KVH türleri yaşam tarzı değişikliği, farmakoterapi veya cerrahi müdahalelerle yönetilebilse de malign aritmiler, kapak ya da arter lezyonları, son evre kalp yetmezliği ve periferik arter hastalığı gibi olgularda ileri düzey patolojiler genellikle damar protezleri, mekanik dolaşım destek cihazları, greftler ve stentler gibi implante edilebilir çözümler gerektirmektedir [2]. Bu biyomedikal cihazların geliştirilmesi sanal tasarım ve test (in silico) ile başlamakta, ardından sırasıyla tezgahüstü platformlarda (in vitro), canlı hayvanlarda (in vivo) ve insanlarda (in clinico) performans değerlendirmeleri ile devam etmektedir. Herhangi bir aşamada sorun tespit edilirse tasarım yeniden değerlendirilmekte ve tüm test döngüsünün başa dönmesini gerekmektedir [3]. Bu nedenle, olası eksikliklerin erken tespiti, sürecin hızlanmasını sağlamakta ve cihazın piyasaya ulaşmasından önce gereken zaman, insan gücü ve maliyet kaynaklarını en aza indirmektedir.

Tezgahüstü test aşamasında daha gerçekçi koşullar elde edebilmek için, kardiyovasküler davranışları doğru bir şekilde modelleyen kardiyovasküler sistem Benzetim Devrelerine (BD) ihtiyaç duyulmaktadır. Hibrit BD'ler döngüde donanım (Hardware in the Loop) konfigürasyonunda kardiyovasküler sistemin sayısal ve/veya fiziksel analogilerini kullanarak fizyolojiyi normal ve patolojik koşullar altında taklit etmektedir. Bu sistemlerde akış, basınç ve hacim gibi değişkenlerin yanı sıra damar direnci ve kapasitansı gibi parametreler de simüle edilebilmektedir [4]. Hibrit BD'ler, sayısal modelde üretilen referans değerlerini bir elektro-hidrolik arayüz vasıtasıyla fiziksel sisteme aktarmakta ve takip ettirmektedir. Ayrıca çeşitli koşullar altında rezervuarlardaki taşma veya boşalma durumlarını engellemek için dolaşım akış kontrolü,

rezervuarlardaki sıvı hacmini sabit tutmakta ve deney boyunca kararlı koşullar sağlamaktadır [5].

BD sistemlerinde hidrolik, mekanik ya da pnömatik eyleyicilerden yararlanılarak çeşitli tasarımlar geliştirilmiştir. Mekanik ya da hidrolik eyleyiciler modelleme ve kontrol açısından kolaylık sağlasa da, yapısal atalet dirençleri nedeniyle sistemde bozulmalar ve tepki gecikmeleri ortaya çıkmaktadır [6, 7]. Buna karşılık, pnömatik eyleyiciler daha hızlı tepki süresi ve yüksek güvenilirlik sunmakta; ancak sistemin, sıkıştırılabilir doğası gereği, doğrusal olmayan dinamikleri nedeniyle sistemin modellenmesi ve kontrol tasarım aşamaları karmaşık hale gelmektedir [8].

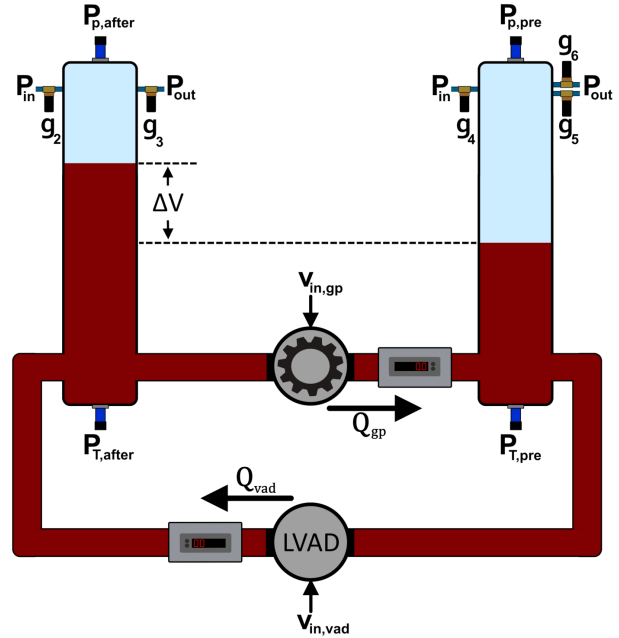
Pnömatik eyleyicili ilk BD, 2013 yılında Ochsner ve arkadaşları tarafından geliştirilmiştir [9]. Bu tasarımda, sol ventrikül ve aortu taklit etmek amacıyla pnömo-hidrolik rezervuarlar kullanılmıştır. Sıvı seviyesi, eyleyici girdisinin belirli bir frekansa yükseltilmesi veya düşürülmesi yoluyla, sistemin iletim verimliliğinde kademeli bir düşüş (roll-off) sağlanacak şekilde ve sabit akış hızını korumak amacıyla sıfırlama önleyicili integral sarmalı (anti-reset wind-up) özelliğine sahip bir PI kontrolcüsü ile düzenlenmiştir. Rezervuar basıncı ise sistemin doğrusallaştırılmasını gerektiren bir PI-lead kompensatörü ile kontrol edilmiştir. Pnömatik ve hidrolik sistem transfer fonksiyonları kazanç zamanlaması (gain scheduling) ile ayrı ayrı tahmin edilmiş fakat bu yöntem, referans ve çıkış sinyalleri arasında belirgin faz kaymalarına yol açmıştır. Benzer bir sistem, farklı bir kontrol stratejisiyle Rahman ve arkadaşları tarafından da sunulmuştur [10]. Bu çalışmada, basınç takibi için iki ayrı PID kontrolcüsü ve sıvı seviyesini sabit tutmak için integral sarmalı problemini çözen özelliğe sahip bir lead-lag kompensatörü kullanılmıştır. Kontrolcüler, sabit sıvı ve hava hacimleri varsayımıyla ayarlanmış olup; bu durum, sınırlı referans takibine ve geçici evrede yüksek hatalara neden olmuştur.

Alhajyounis ve arkadaşları, hidrolik ve pnömatik bileşenlerin sırasıyla integratör geri adımlamalı ve Lyapunov tabanlı hata doğrusallaştırma algoritmalarıyla kontrol edildiği bir pnömo-hidrolik hibrit BD tasarımı önermiştir [11]. Önerilen BD, kalp yetmezliğinin LVAD destekli fizyolojilerini yüksek takip başarımıyla simüle edebilmiştir.

Bu çalışmada ise daha önce geliştirilen BD'nin hidrolik bölümünün kontrolü için iki farklı doğrusal olmayan kontrol yöntemi (klasik geri adımlama ve uyarlamalı geri adımlama) uygulanmış; bu yöntemlerin referans takip başarımı, sistem belirsizliklerine karşı dayanıklılığı ve kontrol kararlılığı açısından karşılaştırmalı değerlendirmesi yapılmıştır.

2. Kardiyovasküler Sistem Benzetim Devresi

Bu çalışmada kullanılan benzetim devresi (BD), döngüde donanım arayüzü ile fiziksel bir pnömo-hidrolik sistemle eşleştirilmiş yedi düğümlü bir kardiyovasküler sistemin sayısal modelinden oluşmaktadır. Kardiyovasküler dinamikler, sol ventrikül (LV) ve aort (AO) gibi odacıklarda tanımlanan basınç-hacim ilişkileri aracılığıyla simüle edilmiştir. Her iki odacık için referans basınç değerleri, yedi düğümlü kardiyovasküler model tarafından üretilmiş ve fiziksel sistemin kontrolünde kullanılmıştır.



Şekil 1: Benzetim devresi fiziksel düzenek şeması [11].

Fiziksel düzenek, Şekil 1'de görüldüğü gibi, LV ve AO'yu temsil eden iki pnömo-hidrolik rezervuardan oluşmakta olup, bu rezervuarlar sırasıyla bir sol ventrikül destek cihazının (LVAD) ön yük (preload) ve art yük (afterload) koşullarını taklit etmektedir. Sistemde ayrıca bir sürekli akış pompası (LVAD'yi temsil eden) ve iki rezervuar arasında yerleştirilen hacim yer değiştirmeli dişi pompa kullanılmıştır. Bu dişi pompa, akış sirkülasyonunu sağlamakta ve rezervuarlar arasındaki sıvı seviyesinin eşitliğini korumaktadır.

Pnömo-hidrolik rezervuarlardaki basınç, giriş ve çıkış hava akışını düzenleyen solenoid valfler aracılığıyla kontrol edilmiştir. Her iki rezervuardaki basınç, sayısal model tarafından hesaplanan referans değerlerle eşleştirilerek ayarlanmıştır. Rezervuarlar üzerine yerleştirilen basınç sensörleri, anlık pnömatik ve toplam basınç ölçümleri yapılmasına olanak sağlamıştır. Elektromanyetik akış sensörleri, LVAD ve dişi pompadan çıkan akış hızlarının kontrolünde kullanılmıştır. Tüm sensör verileri, dSPACE MicroLabBox platformu ile toplanmış ve ileri işleme için MATLAB/Simulink ortamına aktarılmıştır. Sayısal ve fiziksel sistem dinamikleri, sinyal işleme yapısı ve kontrol stratejileri [11] numaralı kaynakta ayrıntılı şekilde açıklanmıştır.

Bu çalışma, hidrolik sistem dinamiklerini temel alarak rezervuarlar arasındaki sıvı seviye farkını korumaya yönelik olarak klasik geri adımlama ve uyarlamalı geri adımlama kontrolcülerinin kavramsal tasarımını sunmaktadır. Tüm denklemler ve matematiksel ifadeler MATLAB ortamında türetilmiş, Simulink platformuna entegre edilerek kontrolcü davranışları simüle edilmiş ve performansları değerlendirilmiştir.

3. Sistem Dinamikleri

Hidrolik sistem dinamiklerini modellemek için, rezervuarlar arasındaki sıvı seviye farkı ΔV_h olmak üzere

$$\Delta V_h = V_{h,after} - V_{h,pre} \quad (1)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada $V_{h,after}$ ve $V_{h,pre}$ sırasıyla arka yük ve ön yük rezervuarlarındaki hidrolik hacimleri ifade etmektedir. Kirchhoff'un akım yasası, hidrolik analogi çerçevesinde rezervuarlara uygulanarak aşağıdaki denklemler elde edilmiştir:

$$\dot{V}_{h,after} = Q_{vad} - Q_{gp} \quad (2a)$$

$$\dot{V}_{h,pre} = Q_{gp} - Q_{vad} \quad (2b)$$

burada Q_{vad} ve Q_{gp} , sırasıyla sol ventrikül destek cihazının ve dişli pompa tarafından üretilen akışı göstermektedir. Denklem (1)'in türevine, Denklemler (2a) ve (2b) yerine konularak:

$$\Delta \dot{V}_h = 2(Q_{vad} - Q_{gp}) \quad (3)$$

elde edilmiştir. Dişli pompa dinamikleri, Misgeld ve arkadaşlarının çalışmasından yararlanılarak şu şekilde modellenmiştir [5]:

$$Q_{gp} = \alpha_\omega \omega - R_{bf} \Delta P \quad (4a)$$

$$J\dot{\omega} = -\tau_1 \text{sgn}(\omega) - \tau_2 \omega + K_T I - \alpha_s \Delta P \quad (4b)$$

$$L\dot{I} = -K_{emf} \omega - R_{gp} I + V_{in} \quad (4c)$$

Bu denklemlerde α_ω pompa strok hacmini, R_{bf} geri akış hidrolik direncini, J motor ataletini, ω motorun açısal hızını, τ_1 ve τ_2 kuru ve viskoz sürtünme katsayılarını, K_T tork sabitini, α_P yük basınç katsayısını, L motor endüktansını, I motor akımını, K_{emf} elektromotor kuvveti sabitini, R_{gp} motor sargı direncini ve V_{in} motor giriş voltajını göstermektedir [5]. Denklemler (3) ve (4) birleştirildiğinde sistemin durum uzayı modeli aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$\Delta \dot{V}_h = 2Q_{vad} + 2R_{bf} \Delta P - 2\alpha_\omega \omega \quad (5a)$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{J} (-\tau_1 \text{sgn}(\omega) - \alpha_P \Delta P - \tau_2 \omega + K_T I) \quad (5b)$$

$$\dot{I} = \frac{1}{L} (-K_{emf} \omega - R_{gp} I + V_{in}). \quad (5c)$$

Elde edilen dinamik denklem sistemini sadeleştirmek amacıyla aşağıdaki parametrize edilmiş değişkenler tanımlanmıştır:

$$x_1 = \Delta V, \quad x_2 = \omega, \quad x_3 = I, \quad u = V_{in},$$

$$f_1 = 2Q_{vad} - 2R_{bf} \Delta P,$$

$$f_2 = -\tau_1 \text{sgn}(\omega) - \alpha_P \Delta P, \quad g_1 = -2\alpha_s \omega,$$

$$g_2 = -\tau_2, \quad g_3 = K_T, \quad g_4 = -K_{emf}, \quad g_5 = -R_{gp},$$

$$\theta_1 = \frac{1}{J}, \quad \text{ve} \quad \theta_2 = \frac{1}{L}.$$

Bu tanımlamalarla birlikte (5a)-(5c) sistem dinamikleri şu şekilde yeniden yazılmıştır:

$$\dot{x}_1 = f_1 + g_1 x_2 \quad (6a)$$

$$\dot{x}_2 = \theta_1 f_2 + \theta_1 g_2 x_2 + \theta_1 g_3 x_3 \quad (6b)$$

$$\dot{x}_3 = \theta_2 g_4 x_2 + \theta_2 g_5 x_3 + \theta_2 u \quad (6c)$$

Kontrolcü tasarımlarına geçmeden önce, izleme hatası dinamikleri

$$z_i = \phi_i - x_i \quad (7)$$

şeklinde tanımlanmıştır. Burada z_i izleme hatasını, ϕ_1 tanımlanan referans değerini ve ϕ_2 ve ϕ_3 sanal kontrol sinyallerini göstermektedir. Denklem (6) ve (7) kullanılarak hata dinamikleri aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$\dot{z}_1 = \dot{\phi}_1 - f_1 - g_1(\phi_2 - z_2) \quad (8a)$$

$$\dot{z}_2 = \dot{\phi}_2 - \theta_1 f_2 - \theta_1 g_2(\phi_2 - z_2) - \theta_1 g_3(\phi_3 - z_3) \quad (8b)$$

$$\dot{z}_3 = \dot{\phi}_3 - \theta_2 g_4(\phi_2 - z_2) - \theta_2 g_5(\phi_3 - z_3) - \theta_2 u. \quad (8c)$$

3.1. Geri Adımlamalı Kontrolcü Tasarımı

İlk kontrol yöntemi, klasik geri adımlama yaklaşımına dayanmaktadır. Bu yöntemde, sistemin kararlılığını ispatlamak ve izleme hatalarının sifıra yakınsadığını göstermek amacıyla kontrol girişi, hata dinamiklerini sifıra sürükleyecek şekilde türetilmiş ve böylece sistemin rezervuarlar arasındaki istenen sıvı seviyesini takip etmesi sağlanmıştır. Klasik geri adımlama kontrol tasarımına başlamak için, aşağıdaki aday Lyapunov fonksiyonu tanımlanmıştır:

$$V = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{1}{2} z_3^2 \quad (9)$$

burada, $\|z_1\|, \|z_2\|, \|z_3\| \rightarrow \infty \Rightarrow V(z_1, z_2, z_3) \rightarrow \infty$, $V(0) = 0$ ve $V(x_1, z_2, z_3) > 0 \forall z_1, z_2, z_3 \neq 0$ olduğundan $V(z)$ radyal sınırsız ve pozitif tanımlı bir fonksiyondur. Bu fonksiyonun türevi alındığında

$$\dot{V} = z_1 \dot{z}_1 + z_2 \dot{z}_2 + z_3 \dot{z}_3 \quad (10)$$

yazılabilmektedir. Denklemler (8) ve (10) birleştirildiğinde:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & z_1 [\dot{\phi}_1 - f_1 - g_1(\phi_2 - z_2)] \\ & + z_2 [\dot{\phi}_2 - \theta_1 f_2 - \theta_1 g_2(\phi_2 - z_2) - \theta_1 g_3(\phi_3 - z_3)] \\ & + z_3 [\dot{\phi}_3 - \theta_2 g_4(\phi_2 - z_2) - \theta_2 g_5(\phi_3 - z_3) - \theta_2 u] \end{aligned} \quad (11)$$

elde edilmiştir. Sanal kontrol sinyalleri ve kontrol girişi

$$\phi_2 = \frac{1}{g_1} (\dot{\phi}_1 - f_1 + k_1 z_1) \quad (12a)$$

$$\phi_3 = \frac{1}{\theta_1 g_3} \left(\dot{\phi}_2 + g_1 z_1 - \theta_1 f_2 - \theta_1 g_2 \phi_2 + \theta_1 g_2 z_2 + k_2 z_2 \right) \quad (12b)$$

$$\begin{aligned} u = & \frac{1}{\theta_2} \left(\dot{\phi}_3 + \theta_1 g_3 z_2 - \theta_2 g_4 \phi_2 + \theta_2 g_4 z_2 - \theta_2 g_5 \phi_3 \right. \\ & \left. + \theta_2 g_5 z_3 + k_3 z_3 \right) \end{aligned} \quad (12c)$$

seçildiğinde ve Denklem (10)'da yerine konulduğunda

$$\dot{V} = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \quad (13)$$

elde edilmiştir. Burada $k_i > 0$, $i = \{1, 2, 3\}$ olmak üzere kontrol kazançlarını temsil etmektedir. Ayrıca $\dot{\phi}_2$ ve $\dot{\phi}_3$ sırasıyla Denklem (11a) ve (11b)'nin türevleridir. Bu durumda $\dot{V}(0) = 0$ ve $\dot{V}(z) < 0 \forall z_1, z_2, z_3 \neq 0$ olduğundan $\dot{V}(z)$ negatif tanımlı bir fonksiyondur. Bu da sistemin Lyapunov anlamında küresel asimptotik kararlı (globally asymptotically stable) olduğunu göstermektedir.

3.2. Uyarlamalı Geri Adımlamalı Kontrolcü Tasarımı

Bu bölümde, sistemdeki atalet kuvvetleriyle ilişkili parametreler olan θ_1 ve θ_2 belirsiz parametreler olarak kabul edilmiş ve buradan kaynaklanan belirsizlik probleminin üstesinden gelmek için Lyapunov tabanlı uyarlamalı doğrusal olmayan kontrol kullanılmıştır. Bu parametrelerin geçici zaman analizinde yüksek hata payına sahip olması nedeniyle uyarlamalı bir kural tanımlanarak bu parametrelerin sürekli olarak güncellenmesi sağlanmıştır. Tasarıma başlamak için tahmin hataları aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$\tilde{\theta}_1 = \hat{\theta}_1 - \theta, \quad \tilde{\theta}_2 = \hat{\theta}_2 - \theta_2 \quad (14)$$

burada θ_1 ve θ_2 sabit kabul edildiğinden, türevleri şu şekilde yazılabilmektedir:

$$\dot{\tilde{\theta}}_1 = \dot{\hat{\theta}}_1, \quad \dot{\tilde{\theta}}_2 = \dot{\hat{\theta}}_2. \quad (15)$$

Denklemler (8) ve (14) birleştirildiğinde, hata dinamikleri aşağıdaki şekilde elde edilebilmektedir:

$$\dot{z}_1 = \dot{\phi}_1 - f_1 - g_1(\phi_2 - z_2) \quad (16a)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 = & \dot{\phi}_2 - (\hat{\theta}_1 - \tilde{\theta}_1)f_2 - (\hat{\theta}_1 - \tilde{\theta}_1)g_2(\phi_2 - z_2) \\ & - (\hat{\theta}_1 - \tilde{\theta}_1)g_3(\phi_3 - z_3) \end{aligned} \quad (16b)$$

$$\begin{aligned} \dot{z}_3 = & \dot{\phi}_3 - (\hat{\theta}_2 - \tilde{\theta}_2)g_4(\phi_2 - z_2) - (\hat{\theta}_2 - \tilde{\theta}_2)g_5(\phi_3 - z_3) \\ & - (\hat{\theta}_2 - \tilde{\theta}_2)u. \end{aligned} \quad (16c)$$

Takip ve tahmin hata dinamiklerini içeren aday Lyapunov fonksiyonu şu şekilde tanımlanabilmektedir:

$$V = \frac{1}{2}z_1^2 + \frac{1}{2}z_2^2 + \frac{1}{2}z_3^2 + \frac{1}{2\gamma_1}\tilde{\theta}_1^2 + \frac{1}{2\gamma_2}\tilde{\theta}_2^2 \quad (17)$$

burada γ_1 ve γ_2 pozitif sabitlerdir. Bu koşul altında, klasik geri adımlama yönteminde olduğu gibi, V fonksiyonu radyal sınırsız ve pozitif tanımlıdır. Bu fonksiyonun türevi alındığında:

$$\dot{V} = z_1\dot{z}_1 + z_2\dot{z}_2 + z_3\dot{z}_3 + \frac{1}{\gamma_1}\tilde{\theta}_1\dot{\tilde{\theta}}_1 + \frac{1}{\gamma_2}\tilde{\theta}_2\dot{\tilde{\theta}}_2 \quad (18)$$

elde edilmiştir. Denklemler (15) ve (16), Denklem (18) içerisinde yerine konulduğunda:

$$\begin{aligned} \dot{V} = & z_1 \left[\dot{\phi}_1 - f_1 - g_1(\phi_2 - z_2) \right] \\ & + z_2 \left[\dot{\phi}_2 - \hat{\theta}_1 f_2 - \hat{\theta}_1 g_2(\phi_2 - z_2) - \hat{\theta}_1 g_3(\phi_3 - z_3) \right] \\ & + z_3 \left[\dot{\phi}_3 - \hat{\theta}_2 g_4(\phi_2 - z_2) - \hat{\theta}_2 g_5(\phi_3 - z_3) - \hat{\theta}_2 u \right] \\ & + \tilde{\theta}_1 \left[\frac{1}{\gamma_1}(z_2 f_2 + z_2 g_2(\phi_2 - z_2) + z_2 g_3(\phi_3 - z_3)) + \dot{\tilde{\theta}}_1 \right] \\ & + \tilde{\theta}_2 \left[\frac{1}{\gamma_2}(z_3 g_4(\phi_2 - z_2) + z_3 g_5(\phi_3 - z_3) + z_3 u) + \dot{\tilde{\theta}}_2 \right] \end{aligned} \quad (19)$$

yazılabilmektedir. Bu durumda uyarlama yasaları

$$\dot{\hat{\theta}}_1 = \gamma_1 (-f_2 z_2 - g_2 \phi_2 z_2 + g_2 z_2^2 - g_3 \phi_3 z_2 - g_3 z_2 z_3) \quad (20a)$$

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\theta}}_2 = & \gamma_2 (-g_4 \phi_2 z_3 - g_4 z_2 z_3 - g_5 \phi_3 z_3 - g_5 z_3^2) \\ & - \gamma_2 z_3 \left(\frac{1}{\hat{\theta}_2} \left[\dot{\phi}_3 - \hat{\theta}_1 g_2 z_2 - \hat{\theta}_2 g_4 \phi_2 \right. \right. \\ & \left. \left. + \hat{\theta}_2 g_4 z_2 - \hat{\theta}_2 g_5 \phi_3 + \hat{\theta}_2 g_5 z_3 + k_3 z_3 \right] \right) \end{aligned} \quad (20b)$$

olmak üzere sanal kontrol sinyalleri ve kontrol girişi

$$\phi_2 = \frac{1}{g_1} (\dot{\phi}_1 - f_1 + k_1 z_1) \quad (21a)$$

$$\phi_3 = \frac{1}{\hat{\theta}_1 g_3} (\dot{\phi}_2 + g_1 z_1 - \hat{\theta}_1 f_2 - \hat{\theta}_1 g_2 \phi_2 + \hat{\theta}_1 g_2 z_2 + k_2 z_2) \quad (21b)$$

$$\begin{aligned} u = & \frac{1}{\hat{\theta}_2} (\dot{\phi}_3 + \hat{\theta}_1 g_3 z_2 - \hat{\theta}_2 g_4 \phi_2 + \hat{\theta}_2 g_4 z_2 \\ & - \hat{\theta}_2 g_5 \phi_3 + \hat{\theta}_2 g_5 z_3 + k_3 z_3) \end{aligned} \quad (21c)$$

seçilirse ve Denklem (19)'de yerine konulursa

$$\dot{V} = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 \quad (22)$$

elde edilmektedir. Burada $\hat{\theta}_1$ ve $\hat{\theta}_2$ Denklemler (20a) ve (20b)'nin integrali alınarak hesaplanabilmektedir. Bu durumda V fonksiyonunun türevi (22) eşitliği olarak elde edilmektedir. Denklem (22)'deki fonksiyon negatif tanımlı hale gelmektedir ve bu (6a)-(6c) denklemleri ile verilen belirsiz dinamik sistemin kararlılığını garanti etmektedir. Ayrıca, kapalı çevrim sistemin LaSalle-Yoshizawa teoremine göre küresel asimptotik kararlı (globally asymptotically stable) olduğu söylenebilmektedir [12].

4. Benzetim Çalışmaları

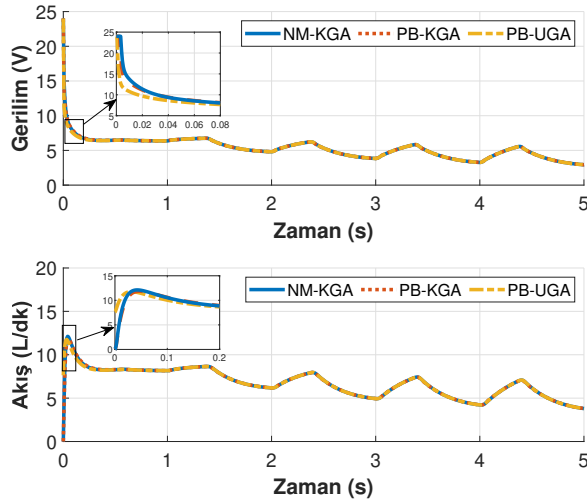
Kontrol stratejilerinin performansını değerlendirmek amacıyla sistem ve kontrolcü dinamikleri Simulink ortamında ayrı ayrı modellenmiştir. Kardiyovasküler sistem Benzetim Devresinin pnömatik dinamikleri [11] çalışmasından, hidrolik kısmı ise Misgeld ve ark. tarafından yayımlanan çalışmadan alınmıştır [5].

Benzetim ortamı sistemde parametrik belirsizliklerin olmadığı ve bazı parametrelerde %15 belirsizlik olduğu durum için hazırlanmıştır. Burada motor ataleti ve motor endüktansı belirsiz parametreler olarak düşünülmüştür.

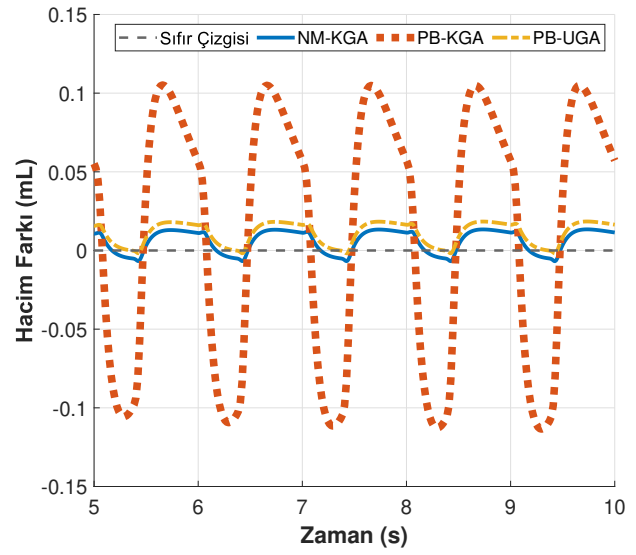
Uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü, parametre belirsizliği olan sisteme uygulanmıştır. Bu kontrol stratejisi, klasik geri adımlama ile aynı koşullar altında test edilmiş, parametrik belirsizlikler karşısındaki dayanıklılıkları araştırılmıştır. Böylece, klasik yöntemle kıyasla uyarlamalı geri adımlama yöntemlerinin potansiyel performans avantajları değerlendirilmiştir.

Tüm kontrol stratejileri 0–24V arasında kalan kontrol girişi sinyalleri üretmiştir. Bu sinyaller ve onlara karşılık gelen eyleyici yanıtları Şekil 2'de sırasıyla üst ve alt panellerde gösterilmiştir. Burada çeşitli senaryolar altındaki sinyaller kalıcı halde yakın olsa da başlangıçta farklı bir davranış göstermiştir. Kontrol stratejilerinin izleme hatası (geçici durum ve kararlı hal durumu), sırasıyla Şekil 3 ve Şekil 4'te verilmiştir.

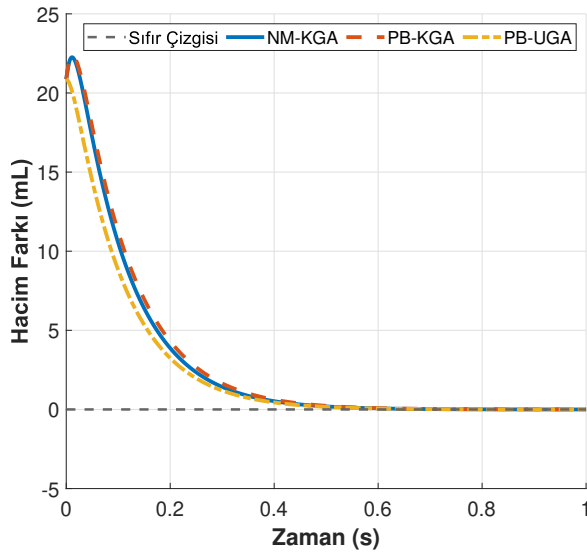
Hacim farkı, tüm senaryolar altında kabul edilebilir sınırlar içerisinde kalmış olsa da parametrik belirsizlik durumunda klasik geri adımlamalı kontrolcü altında daha büyük bir sallanma ve kararlı durum hatası gözlemlenmiştir. Klasik geri adımlamalı kontrolcü nominal modelde 0,006 mL ortalama izleme hatası sağlarken parametrik belirsizlik içeren modelde bu değer 0,013 mL'ye yükselmiştir. Buna karşın uyarlamalı geri adımlamalı kontrolcü, parametrik belirsizlik durumunda ortalama izleme hatasını 0,009' mL'ye düşürmüştür. Ayrıca



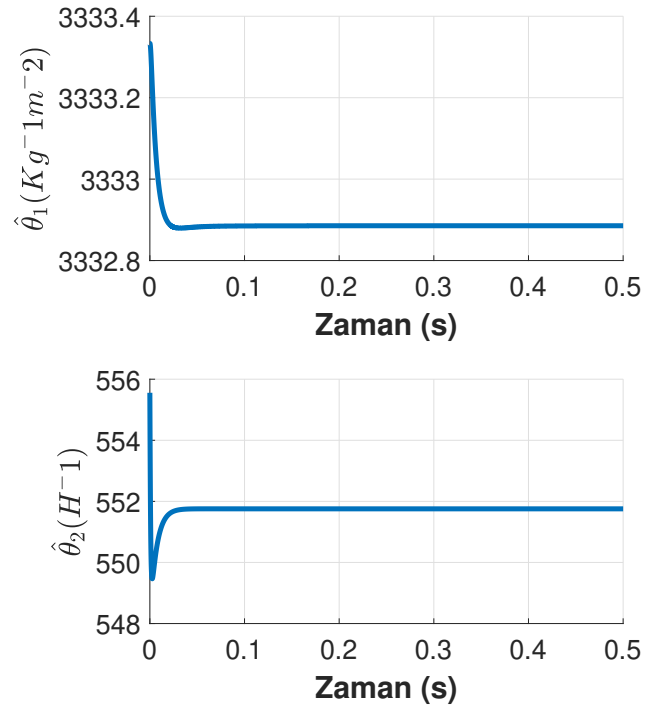
Şekil 2: Zamanda kontrol sinyalleri ve ona karşılık gelen aktüatör tepkileri. Burada NM nominal modeli, PB parametrik belirsizlik içeren modeli, KGA klasik geri adım lamayı ve UGA uyarlamalı geri adım lamayı göstermektedir.



Şekil 4: Kararlı durum izleme hatası. Burada NM nominal modeli, PB parametrik belirsizlik içeren modeli, KGA klasik geri adım lamayı ve UGA uyarlamalı geri adım lamayı göstermektedir.



Şekil 3: Geçici durum izleme hatası. Burada NM nominal modeli, PB parametrik belirsizlik içeren modeli, KGA klasik geri adım lamayı ve UGA uyarlamalı geri adım lamayı göstermektedir.



Şekil 5: Belirsiz parametrelere ait tahmin sinyalleri.

belirsiz sistem parametrelerine ait kestirilen sinyallerin tahmin süreci Şekil 5'te gösterilmiştir.

Bu sonuçlar, uyarlamalı kontrolcünün parametre belirsizliklerine bağlı kararlı durum hatasını etkin biçimde bastırabildiğini göstermektedir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, hibrit pnömo-hidrolik benzetim devresinin hidrolik bölümünde klasik ve uyarlamalı geri adım lamayı

kontrolcülerini aynı koşullar altında karşılaştırılmıştır. Her iki kontrol yapısı altında kapalı çevrim sistemlerin kararlılık analizleri verilmiştir. Her iki yaklaşım da 0–24 V aralığında kalan benzer kontrol girişleri üretmiş ve sistem takibini kabul edilebilir sınırlar içinde tutmuştur. Belirsiz sistem dinamiği için tasarımı yapılan uyarlamalı geri adımlamalı kontrol sonuçları ile belirsizliğin olmadığı sistem dinamiğine yapılan geri adımlamalı kontrol sonuçları birbirine benzer şekilde elde edilmiştir (Şekil 2). Bu sonuçlar, parametrik belirsizlik içeren sistemlerde uyarlamalı geri adımlamalı kontrol yapısının etkinliğini ortaya koymuştur. Uyarlamalı kontrol tasarımının sistemdeki tüm parametrelerin belirsiz kabul edildiği durum için gerçekleştirilmesi ve gerçek zamanlı testlerin yapılması ise sonraki çalışmalar olarak planlanmaktadır.

6. Teşekkür

Bu çalışmada kullanılan Kardiyovasküler Sistem Benzetim Devresi, 118S098 numaralı TÜBİTAK 1003 projesi kapsamında Yıldız Teknik Üniversitesi (YTÜ), Biyomedikal Mühendisliği bünyesinde faaliyet gösteren Fizyolojik Kontrol Laboratuvarı'nda tasarlanıp kurulmuştur. Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi, Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Doktora programında KOM6105 Doğrusal Olmayan Kontrol Sistemleri Tasarımı dersinden üretilmiştir.

7. Kaynakça

- [1] National Center for Health Statistics, “Multiple cause of death 2018–2021 on cdc wonder database,” <https://wonder.cdc.gov/mcd.html?utm=0pt>, 2018.
- [2] C. Tsao, A. Aday, Z. Almarzooq *et al.*, “Heart disease and stroke statistics—2023 update: A report from the american heart association,” *Circulation*, vol. 147, pp. e93–e162, 2023.
- [3] A. Alshammari, F. Alabdah, W. Wang, and G. Cooper, “Virtual design of 3d-printed bone tissue engineered scaffold shape using mechanobiological modeling: Relationship of scaffold pore architecture to bone tissue formation,” *Polymers*, vol. 15, 2023.
- [4] F. Cappon, T. Wu, T. Papaioannou, X. Du, P. L. Hsu, and A. W. Khir, “Mock circulatory loops used for testing cardiac assist devices: A review of computational and experimental models,” *Int. J. Artif. Organs*, vol. 44, no. 11, pp. 793–806, 2021.
- [5] B. Misgeld, D. Rüsch, S. Schwandtner, S. Heinke, M. Walter, and S. Leonhardt, “Robust decentralised control of a hydrodynamic human circulatory system simulator,” *Biomed. Signal Process. Control*, vol. 20, pp. 35–44, 2015.
- [6] J. Zhang, L. Li, X. Zhang, T. Zhang, and Y. Yuan, “Delay analysis and the control of electro-hydrostatic actuators,” *Appl. Sci.*, vol. 12, no. 6, p. 3089, 2022.
- [7] J. Li, Y. Lu, F. He, G. Zhou, and L. Miao, “Analysis and compensation control of engine valve response delay based on the electro-hydraulic variable valve actuator,” *Machines*, vol. 10, no. 8, p. 701, 2022.
- [8] D. Telyshev, A. Pugovkin, S. Selishchev, D. Ruschen, and S. Leonhardt, “Hybrid mock circulatory loop for training and study purposes,” in *Proc. Ural Symp. Biomed. Eng., Radioelectron. and Inf. Tech. (USBREIT)*. IEEE, 2018, pp. 29–32.
- [9] G. Ochsner, R. Amacher, A. Amstutz *et al.*, “A novel interface for hybrid mock circulations to evaluate ventricular assist devices,” *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. 60, no. 2, pp. 507–516, 2013.
- [10] H. Rahman, K. Mehmood, F. Abdulhamid, I. Lazoglu, V. Bakuy, and D. Küçükaksu, “Real-time physiological environment emulation for the istanbul heart ventricular assist device via acausal cardiovascular modeling,” *Artif. Organs*, vol. 49, no. 3, pp. 410–419, 2025, epub Nov. 2024.
- [11] A. Alhajjounis *et al.*, “Nonlinear control of a hybrid pneumo-hydraulic mock circuit of the cardiovascular system,” *Int. J. Robust Nonlinear Control*, 2024.
- [12] J. LaSalle, “Some extensions of liapunov’s second method,” *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 7, no. 4, pp. 520–527, December 1960.

Konum Belirleme Sistemi Kapalı Mekân Performansının İncelenmesi

Veli İlçi¹, Hasan Dilmaç¹, Emre Koçyiğit¹, Emirhan Kaya², Ahmet Can Uçarlı², Fazlı Engin Tombuş³

¹Harita Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun

{veli.ilci, hasan.dilmac}@omu.edu.tr
{emrekocyiigit298}@gmail.com

²Adastec Corporation, İstanbul
{emirhan.kaya, ahmet.can}@adastec.com

³Şehir ve Bölge Planlama Bölümü
Hitit Üniversitesi, Çorum
{fengintombus}@hitit.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma geliştirilen bir mobil haritalama sisteminin kapalı mekân konum belirleme performansının araştırılması ve kapalı mekanlarda kullanılabilirliğinin incelenmesi amacıyla gerçekleştirilmiştir. Konum belirleme amacıyla Küresel Navigasyon Uydu Sistemleri (GNSS) ve Ataletsel Ölçü Birimi (IMU) sensörlerinden oluşan konum belirleme sistemi kullanılmıştır. Bu sistemde sensörlerden toplanan veriler sensör füzyonu algoritmasıyla birleştirilmekte ve sürekli üç-boyutlu konum belirleme bilgisi sağlanmaktadır. Yaklaşık 60 metresi açık alanda, 113 metresi ise kapalı alanda geçen 173 metrelik güzergâh boyunca aracın konumu belirlenmiştir. Sistem açık alanda yatayda ortalama 2.1 cm düşeyde ise 4.3 cm doğruluk sağlarken, kapalı alanda 1.23 m yatayda düşeyde ise 0.30 m doğruluk sağladığı belirlenmiştir. Bu sonuçlar test edilen sistemin kapalı mekanlarda kullanılabilmesi için geliştirilmeye ihtiyaç duyulduğunu göstermektedir.

Abstract

This study investigated the indoor positioning performance of a developed mobile mapping system and its usability in indoor environments. The positioning system, consisting of Global Navigation Satellite Systems (GNSS) and Inertial Measurement Unit (IMU) sensors, was used for localisation determination. Data from these sensors is combined with a sensor fusion algorithm to provide continuous, three-dimensional (3D) positioning information. The vehicle's location was determined along a 173-meter route, approximately 60 meters outdoors and 113 meters indoors. In open areas, the system achieved an average horizontal and vertical accuracy of 2.1 cm and 4.3 cm, respectively. In contrast, it achieved an average horizontal and vertical accuracy of 1.23 m and 0.30 m, respectively, in an indoor area.

These results indicate that the tested system requires further development for use in indoor environments.

1. Giriş

Kapalı mekân konum belirlemenin önemi ve kullanımı fabrikalar, otoparklar, alışveriş merkezleri, depolama alanları gibi oldukça büyük yapıların imal edilmesiyle paralel olarak artmaktadır. Kapalı alanlarda kişilerin gidecekleri yerleri bulmaları için sürdürülen projelerin yanı sıra büyük depo alanlarındaki otonom robotların ürünleri uygun konuma ulaştırmaları gibi çeşitli çalışmalar gerçekleştirilmektedir.

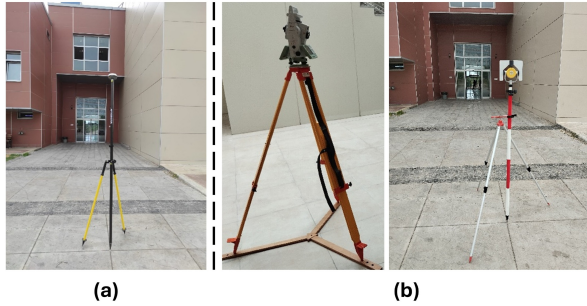
Açık alanlarda konum belirleme gereksinimi küresel uydu konumlama sistemleri (GNSS) tabanlı tekniklerle metre seviyesinden milimetre seviyesine varan doğruluklarla sağlanabilmektedir [1]. Ancak GNSS sinyallerinin alıcıya doğrudan ulaşmadığı veya kısıtlı olarak ulaşabildiği kapalı alanlarda yüksek doğrulukla konum bilgisi elde etmek oldukça zordur [2]. Bu amaçla son yıllarda alternatif teknolojiler kullanılarak pek çok kapalı mekân konum belirleme projesi gerçekleştirilmektedir. Bu projelerde GNSS, Wireless-Fidelity (WiFi) [3], Bluetooth [4], UltraWideBand (UWB) [5], Radyo Frekansı ile Tanımlama (RFID) [6] gibi çeşitli sinyal teknolojileri kullanılarak geliştirilen çalışmalara ilaveten Inertial Measurement Unit (IMU) [7], Light Detection and Ranging - Simultaneous Localization and Mapping (LiDAR-SLAM) [8], Visual-SLAM [9], Wheel-odometry [10] gibi pek çok sensör tabanlı teknoloji kullanılarak da uygulamalar geliştirilmektedir.

Bu çalışmaların çoğunda yine dış mekânlarda elde edilen doğruluklar büyük oranda sağlanamamaktadır. Bu çalışmada mobil bir araç üzerine monte edilmiş olan sistemin kapalı mekân konum belirleme doğruluğu test edilmiştir. Bu sistem GNSS, IMU ve monoküler kameradan oluşmakta ve bu sensör verileri füzyon algoritmalarıyla birleştirilerek kesintisiz bir konum doğruluğu elde edilmeye çalışılmaktadır.

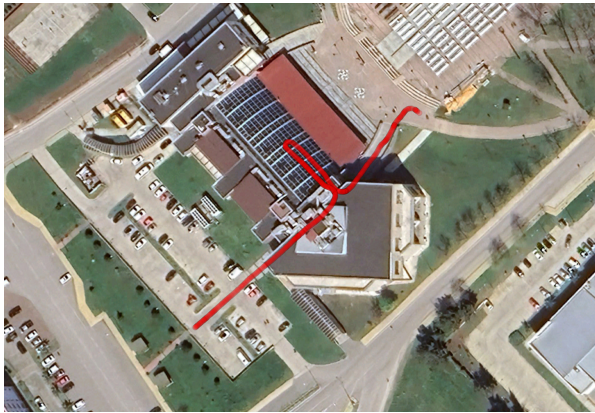
2. Materyal ve Metot

2.1. Referans Güzergâh Bilgisinin Elde Edilmesi

Mobil haritalama sisteminin kapalı mekân konum belirleme performansının test edilmesi amacıyla OMÜ Kurupelit Kampüsü, Yaşam Merkezi çalışma alanı olarak seçilmiştir. Aracın güzergâhı boyunca elde edilecek konum doğruluğunun belirlenebilmesi için yüksek duyarlılıkla ölçülmüş bir güzergâh bilgisi elde edilmelidir. Bu amaçla aracın hareketi sırasında izlenebilmesi amacıyla dış ve iç alanlarda güzergâhın belirli noktalarına yer kontrol noktaları tesis edilmiştir. Dış alanda tesis edilen iki adet yer kontrol noktası GNSS tekniğiyle $\pm 1-2$ cm doğrulukla belirlenmiştir (Şekil 1a). Bu işlem için SingularXYZ çok-frekanslı GNSS alıcısı kullanılmıştır. Sonrasında bina içerisine tesis edilen bir adet yer kontrol noktasının üç-boyutlu konumu Leica TS16 robotik total station ile uydu tekniğiyle belirlenmiş iki yer kontrol noktasına dayalı olarak ± 1 cm doğrulukla belirlenmiştir (Şekil 1b). Mobil aracın hareketi süresince yer kontrol noktası üzerine kurulan robotik total station ile tüm güzergâh boyunca aracın üç-boyutlu referans koordinatları yüksek doğrulukla belirlenmiştir (Şekil 2).



Şekil 1: Referans güzergâh ölçümleri a. GNSS ölçümü, b. Robotik total station ölçümleri



Şekil 2: Çalışma alanı ve referans güzergâh

2.2. Mobil Haritalama Sistemi ile Konum Belirleme

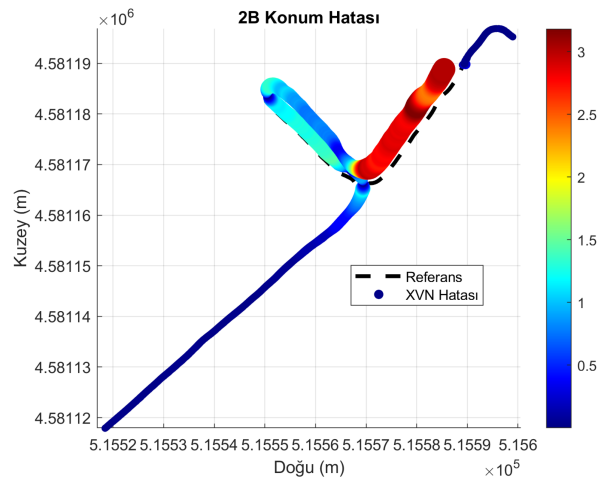
Bu çalışma kapsamında mobil haritalama sisteminin konum bilgisi Xsens Vision Navigator (XVN) ile elde edilmiştir (Şekil 3). Çalışma XVN sisteminin kapalı alanlarda kullanılabilirliğinin test edilmesi amacıyla gerçekleştirilmiştir. XVN uzaktan kontrol edilebilen bir araç üzerine yerleştirilmiş ve 20Hz örnekleme aralığında aracın hem konum hem de dönüklük bilgisi elde edilmiştir. Bu verinin doğruluğunun test edilmesi amacıyla araç üzerine yerleştirilen 360 derece prizma robotik total station ile sürekli izlenmiş ve aracın referans güzergâhı elde edilmiştir. Referans güzergâh verisi XVN sisteminden elde edilen güzergâh verisiyle karşılaştırılarak aracın 2B konum ve yükseklik doğrulukları elde edilmiştir.



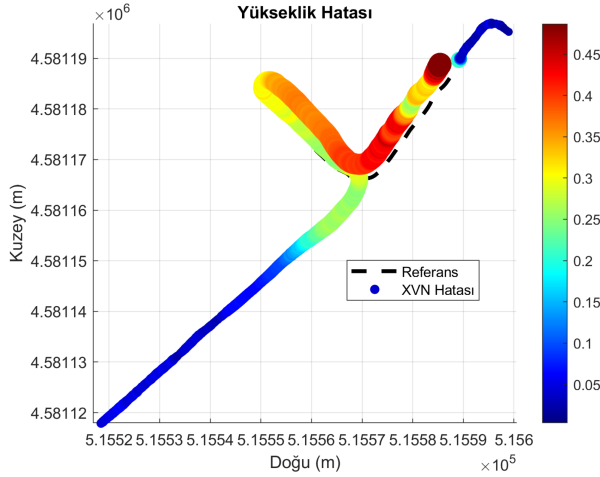
Şekil 3: Konum belirleme sistemi

2.3. Elde Edilen Doğruluklar

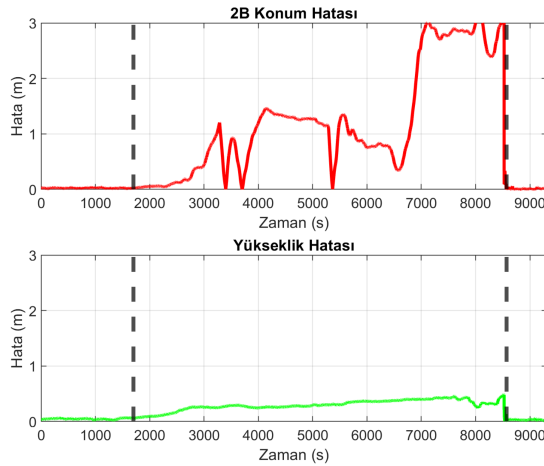
XVN sisteminden elde edilen koordinatların referans koordinat verileriyle karşılaştırılması sonucunda yatay konum hatası ve yükseklik hatası elde edilmiştir. Şekil 4'te güzergâh boyunca XVN'den elde edilen koordinat verileri, aracın referans güzergâhı ve yatay konum hatası verilirken, Şekil 5'te ise güzergâh boyunca elde edilen yükseklik hataları gösterilmiştir. Ayrıca 2B konum ve yükseklik hatalarını gösteren grafik Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 4: 2B konum hatası



Şekil 5: Yükseklik hatası



Şekil 6: 2B konum ve yükseklik hataları

3. Tartışma ve Sonuç

Otonom araçlar ve mobil robotların güvenli hareketlerini sürdürebilmeleri amacıyla konum ve yükseklik doğruluğu büyük önem arz etmektedir. Bu çalışmada mobil bir platforma entegre edilmiş olan konum belirleme sisteminin kapalı alandaki doğruluğu test edilmiştir. Elde edilen sonuçlar sistemin açık alanda cm seviyesinde iki-boyutlu konum ve yükseklik doğruluğu sağladığı, ancak kapalı alanda harekete başlamasıyla zamana bağlı olarak bu doğrulukların düştüğü ve metre seviyesinde hata verilerine ulaşıldığı görülmektedir. Bu doğruluk değerlerinin hem otonom sistemler hem de mobil sistemlerde yeterli olamayacağı ve dolayısıyla sistemin iyileştirilmesi gerektiği düşünülmektedir. Bu amaçla konum belirleme sistemine tekerlek enkoderleri de entegre edilerek kapalı alandaki sistem doğruluğunun iyileştirilmesi amaçlanmaktadır.

4. Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 124Y278 numaralı proje ve Ondokuz Mayıs Üniversitesi Bilimsel Araştırmaları Destekleme Birimi (OMÜ-BAP) BAP01-2025-5725 numaralı proje ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK ve OMÜ-BAP'a teşekkürlerimizi sunarız.

5. Kaynakça

- [1] V. İlçi, E. Güral and R. M. Alkan, "An investigation of different Wi-Fi signal behaviours and their effects on indoor positioning accuracy," *Survey Review*, Vol. 50, No. 362, pp. 404-411, 2018. DOI: 10.1080/00396265.2017.1292672
- [2] V. İlçi, E. Güral and R. M. Alkan, "Performance Comparison of 2.4 and 5 GHz WiFi Signals and Proposing a New Method for Mobile Indoor Positioning," *Wireless Personal Communications*, Vol. 110, No. 3, pp. 1493-1511, 2020. DOI: 10.1007/s11277-019-06797-x
- [3] J. Chen, S. Song and Z. Liu, "A PDR/WiFi Indoor Navigation Algorithm Using the Federated Particle Filter," *Electronics*, Vol. 11, No. 3387, pp. 1-17, 2022. DOI: 10.3390/electronics11203387
- [4] M. Samuel, N. Nazeem, P. Sreevals, R. Ramachandran and P. Careena, "Smart indoor navigation and proximity advertising with android application using BLE technology," *Electronics*, Vol. 43, Part. 6, pp. 3799-3803, 2021. DOI: 10.1016/j.matpr.2020.10.995
- [5] M. Elsanhoury, P. Mäkelä, J. Koljonen, P. Välsuö, A. Shamsuzzoha, T. Mantere and H. Kuusniemi, "Precision Positioning for Smart Logistics Using Ultra-Wideband Technology-Based Indoor Navigation: A Review," *IEEE Access*, Vol. 10, pp. 44413-44445, 2022. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3169267
- [6] M. Merenda, L. Catarinucci, R. Colella, D. Iero, F. G. D. Corte and R. Carotenuto, "RFID-Based Indoor Positioning Using Edge Machine Learning," *IEEE Journal of Radio Frequency Identification*, Vol. 6, pp. 573-582, 2022. DOI: 10.1109/JRFID.2022.3182819
- [7] M. O. Wong, H. Zhou, H. Ying and S. Lee, "A voice-driven IMU-enabled BIM-based multi-user system for indoor navigation in fire emergencies," *Automation in Construction*, Vol. 135, No. 104137, pp. 1-18, 2022. DOI: 10.1016/j.autcon.2022.104137
- [8] Q. Zou, Q. Sun, L. Chen, B. Nie and Q. Li, "A Comparative Analysis of LiDAR SLAM-Based Indoor Navigation for Autonomous Vehicles," *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, Vol. 23, No. 7, pp. 6907-6921, 2022. DOI: 10.1109/TITS.2021.3063477
- [9] B. Fang, G. Mei, X. Yuan, L. Wang, Z. Wang and J. Wang, "Visual SLAM for robot navigation in healthcare facility," *Pattern Recognition*, Vol. 113, No. 107822, pp. 1-12, 2021. DOI: 10.1016/j.patcog.2021.107822
- [10] A. S. Irwansyah, B. Heryadi, D. K. Dewi, R. P. Saputra and Z. Abidin, "ROSbased multisensor integrated locali-

zation system for cost-effective and accurate indoor navigation system,” *International Journal of Intelligent Robotics and Applications*, 2024. DOI: 10.1007/s41315-024-00350-1

Manyetik Kaldırma Sistemleri İçin Yapay Sinir Ağı (YSA) Temelli Lyapunov Tarzı Doğrusal Olmayan Kontrolcü Gözleyici Çifti Tasarımı

İslam Aydoğmuş^{1,3}, Barış Bıdıklı², Rafet Can Ümütlü³

¹Robotik Mühendisliği Bölümü
İzmir Kâtip Çelebi Üniversitesi, İzmir
y230233003@ogr.ikc.edu.tr

² Mekatronik Mühendisliği Bölümü
İzmir Kâtip Çelebi Üniversitesi, İzmir
baris.bidikli@ikcu.edu.tr

³ TOFAŞ Ar&Ge Güç Sistemleri Müdürlüğü,
TOFAŞ Türk Otomotiv Fabrikası AŞ, İzmir
islam.aydogmus@tofas.com.tr
rafet.canumutlu@tofas.com.tr

Özetçe

Bu çalışmada, manyetik kaldırma sistemi için yapay sinir ağı (YSA) temelli, doğrusal olmayan ve yalnızca konum geri beslemesine dayanan bir denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan denetleyici, sistemin karmaşık ve doğrusal olmayan dinamiklerini, modelleme belirsizliklerini ve dış bozucuları telafi edebilme yeteneğine sahiptir. Denetim algoritmasının kararlılığı ve yakınsama özellikleri, Lyapunov temelli kuramsal çözümleme ile ayrıntılı biçimde ortaya konulmuş ve önerilen yöntemin asimptotik kararlılık sağladığı gösterilmiştir. Yöntemin başarımını değerlendirmek amacıyla sayısal benzetimler gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar, önerilen YSA tabanlı denetleyicinin hedeflenen konum takibini yüksek doğrulukla gerçekleştirdiğini ve bozucu etkilere karşı güçlü bir dayanıklılık sergilediğini ortaya koymaktadır. Ayrıca, muadili olan diğer doğrusal olmayan denetim yaklaşımlarına kıyasla tasarımın daha düşük matematiksel karmaşıklığa sahip olduğu ve gerçek zamanlı uygulamalar için daha uygun olduğu gözlemlenmiştir. Bu yönleriyle çalışma, manyetik kaldırma sistemleri başta olmak üzere doğrusal olmayan ve belirsizlik içeren mekatronik sistemlerin denetiminde uygulanabilecek etkin ve pratik bir çözüm önermektedir.

Abstract

In this study, a nonlinear artificial neural network (ANN)-based controller relying solely on position feedback is designed for a magnetic levitation system. The proposed controller possesses the capability to compensate for the complex and nonlinear dynamics of the system, as well as modelling uncertainties and external disturbances. The stability and convergence properties of the control algorithm are rigorously established through a Lyapunov-based theoretical analysis, which demonstrates that

the proposed method ensures asymptotic stability. To evaluate the performance of the method, numerical simulations have been carried out. The results reveal that the proposed ANN-based controller achieves high-accuracy position tracking and exhibits strong robustness against disturbances. Furthermore, compared to other nonlinear control approaches, the proposed design features lower mathematical complexity and is more suitable for real-time implementation. With these characteristics, the study offers an effective and practical solution for the control of magnetic levitation systems in particular and for nonlinear mechatronic systems having uncertainties.

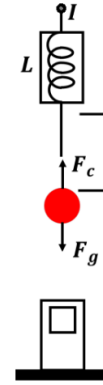
1. Giriş

Ferromanyetik malzemeleri elektromanyetik kuvvet kullanarak havada istenilen konumda tutabilen düzenekler, manyetik kaldırma sistemleri olarak adlandırılmaktadır. Bu işlem için gerekli elektromanyetik kuvvet, manyetik kaldırma sistemleri tarafından üretilen elektromanyetik alan aracılığıyla sağlanmaktadır. Söz konusu düzeneklerin ferromanyetik malzemeleri serbest bir şekilde havada hareket ettirebilme yeteneği, bu sistemlerin pek çok diğer teknolojinin temelini oluşturmasını mümkün kılmaktadır. Bu yetenek, sürtünme problemini ortadan kaldırmakta ve bunun sonucunda malzeme aşınmasını en aza indirmektedir. Aktif süspansiyon sistemi olarak kullanılabilen manyetik kaldırma sistemleri, kara ulaşım sistemlerine önemli katkılar sağlamıştır [1]. Bu sistemler, manyetik tren teknolojilerinin geliştirilmesinde temel altyapı olarak değerlendirilmiş ve kullanılmıştır [2]. Manyetik kaldırma sistemlerinin başarımında kullanılan denetim sisteminin verimliliği önemli rol oynamaktadır. Manyetik kaldırma sistemlerinin denetimi bilimsel yazında uzun süredir ilgi çekici bir konu olma özelliğini korumaktadır. Matsumura ve Yoshimoto tarafından yapılan çalışmada, görece erken bir tarihte, manyetik rulman sistemlerinin rotorlarının istenilen

konuma getirilmesi ve bu konumunu koruması amacıyla tümlev tipinde bir denetim sistemi tasarlamıştır [3]. Huang ve diğerleri [4] çalışmada, bir itmeli tip manyetik kaldırma kılavuzlama sisteminin denetimi için kendi kendini ayarlayan uyarlamalı bir dengeleme denetleyici tasarlamışlardır. Manyetik kaldırma sistemlerinin denetiminde zaman geçtikçe doğrusal olmayan denetleyici tasarımları öne çıkmaya başlamıştır. Yang ve Tateishi uyarlamalı gürbüz doğrusal olmayan denetim algoritmasını manyetik kaldırma sistemlerine entegre etmiştir [5]. Hasırcı ve diğerleri [6] çalışmada bir manyetik kaldırma sistemi için doğrusal olmayan kısmi durum geri-beslemeli bir denetleyici sunmuştur. Eroğlu manyetik kaldırma sistemleri için kademeli kaymalı doğrusal olmayan bir denetleyici tasarımı geliştirmiştir [7]. Bıdıklı [8] çalışmada deneysel bir manyetik kaldırma sistemi üzerinde tasarlanan doğrusal olmayan uyarlamalı bir denetleyici tasarımı gerçekleştirilmiştir. Mahmoud ve Zohdy makine öğrenmesi temelli manyetik kaldırma sistemi önermiştir [9]. Qi ve diğerleri [10] çalışmada klasik güç şekillendirme yaklaşımını kullanarak ve manyetik kaldırma sisteminin doğrusal olmayan mekanığı üzerinde çalışarak sistemin kapalı çevrim kararlılığını sağlamıştır. Ni ve diğerleri manyetik kaldırma sistem dinamiğine koordinat dönüşümü uygulayarak doğrusallaştırma sürecini yeni bir bakış açısı ile ele alıp doğrusal olmayan sistem karakterini kararlı yapıya getirmeyi başarmıştır [11]. Ataşlar-Ayyıldız ve diğerleri [12] çalışmada doğrusal olmayan sistem dinamiklerini kararlı hale getirmek için kesirli mertebeden oran-tümlev-türev denetleyici, kayma tipi doğrusal olmayan denetleyici ve kaymalı tasarımı bulanık mantık tabanlı denetleyici tasarlayıp bunları belirli başarımlı ölçütlerin, göz önünde bulundurarak karşılaştırmıştır. Bıdıklı'nın [8] çalışmada kullanılan doğrusal parametrelendirme işlemi, matematiksel açıdan karmaşık ve zaman alıcıdır. Bu durum, karmaşık sistem dinamiklerine sahip sistemlerde tasarım çabasını katlayarak artırmaktadır. Bu çalışmada ise söz konusu zorluğun üstesinden gelinmesi amaçlanmaktadır. Yapay sinir ağı (YSA) temelli denetleyicilerde kullanılan uyarlama terimi, doğrusal parametrelendirme işlemine kıyasla çok daha basittir. Yine aynı Bıdıklı'nın [8] çalışmada olduğu gibi demir bilye hız durumu bilgisinin belirsiz olduğu varsayılmış ve tasarımı bu durumun bilgisi kullanılmamıştır. Bu durumla başa çıkmak için, bahsi geçen çalışmada da yapıldığı gibi, bir gözlemci-denetleyici çifti tasarlanmıştır. Çalışmada tasarlanan denetleyicinin asimptotik kararlılığı kanıtlanmış ve benzetim ortamında başarımlı detaylı bir şekilde incelenmiştir.

2. Manyetik Kaldırma Sistem Modeli

Elektromekanik alt sistemin matematiksel modeli, Şekil 1'de gösterilen demir bilyeye ait serbest cisim diyagramındaki kuvvet denklemleri çözümlenerek elde edilmiştir. Bu diyagramda, demir bilyeye zıt yönlerde etki eden iki kuvvet bulunmaktadır: elektromıknatis kuvveti ve yerçekimi kuvveti. Elektromanyetik alan tarafından oluşturulan elektromıknatis kuvveti $F_c(t) \in \mathbb{R}$ ile, yerçekimi kuvveti ise $F_g \in \mathbb{R}$ ile gösterilmektedir. Havada asılı kalma süreci boyunca elektromıknatis kuvveti, yerçekimi kuvvetine karşı koyarak demir bilyenin havada dengede kalmasını sağlamaktadır.



Şekil 1: Manyetik kaldırma sisteminin diyagramı

Elektromıknatis kuvveti aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$F_c(t) = -\frac{I^2}{2} \frac{dL}{dx} \quad (1)$$

Buradaki $x(t) \in \mathbb{R}$ demir bilyenin konumunu, $I(t) \in \mathbb{R}$ bobin akımını, $L(x) \in \mathbb{R}$ ise bu konuma bağlı olarak değişen endüktans değerini temsil etmektedir. $L(x)$ aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$L(x) = L_1 + \frac{k}{x} \quad (2)$$

İfadedeki $L_1 \in \mathbb{R}$ sabiti bobinin demir bilye mevcut olmadığında indüktans değerini temsil eder. Elektro-mekanik sistem sabiti $k \in \mathbb{R}$ ise aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$k \triangleq x_0 L_0 \quad (3)$$

Çalışma noktası $x_0 \in \mathbb{R}$ civarındaki etkin endüktans değeri olan $L_0 \in \mathbb{R}$, elektriksel alt sistemin dinamik modeline ek bir sabit olarak dahil edilmiştir.

Demir bilye üzerinde etkin olan yerçekimi kuvveti $F_g(t) \in \mathbb{R}$, demir bilyenin kütlesi ile doğru orantılı olup aşağıdaki eşitlik ile verilir:

$$F_g(t) = Mg \quad (4)$$

Burada $g \in \mathbb{R}^+$ yerçekimi sabitini, $M \in \mathbb{R}^+$ ise demir bilyenin kütlesini ifade eder. Bu tanımlamaların ardından, Newton'un ikinci hareket yasası kullanılarak bilyeye etki eden bileşke kuvvet aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$\sum F = F_c(t) - F_g = \frac{k}{2} \frac{I^2}{x^2} - Mg \quad (5)$$

Modelin son hali, (1), (2)'nin birinci türevi ve (4) kullanılarak şu şekilde düzenlenebilir:

$$m(x)\ddot{x} + f(x) = u \quad (6)$$

Önceki eşitlikte, demir bilyenin düşey konumuna bağlı verilen fonksiyonlar ve denetleyici girişi aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$m(x) \triangleq \frac{2Mx^2}{k} \quad (7)$$

$$f(x) \triangleq \frac{2Mgx^2}{k} \quad (8)$$

$$u \triangleq I^2 \quad (9)$$

Demir bilyenin hareketi belirli bir fiziksel alanla sınırlıdır. Bu durum, konum değişkeni x üzerinde alt ve üst sınırlar oluşturur. Ayrıca, bilyenin fiziksel olarak $x = 0$ konumuna ulaşması mümkün olmadığından, elektromıknatıs kuvveti de sınırlandırılmıştır. Dolayısıyla, bu fiziksel kısıtlar demir bilyenin hızının da sınırlı kalmasını garanti eder. Bu temel ilkeler, benzer sistemlerin tamamı için geçerli olup, aşağıda belirtilen özelliklerin sağlanmasına neden olur.

Özellik 1: Demir bilyenin konumunun alt ve üst sınırlı olması göz önünde bulundurularak, $m(x)$ fonksiyonu için alt ve üst sınırlar sağlanabilir.

Ayrıca, demir bilyenin konumu ve hızının üst sınırlı olması durumunda, $m(x)$ 'in zamana göre türevi için de bir üst sınır elde edilebilir.

Özellik 2: $m(x)$ ve $f(x)$ fonksiyonlarının herhangi iki noktadaki mutlak farklı, ifadelerinin girdilerinin mutlak farkının keyfi bir katı olarak üstten sınırlanabilir.

3. Gözlemci Denetleyici Çifti Tasarımı

Manyetik kaldırma sistemlerinde, demir bilyenin konumunun uygulanan endüktans giriş akımıyla denetlenebilmesi genel bir yaklaşımdır. Bu çalışmada denetim hedefi: Demir bilye hızı durum bilgisinin erişilemez olduğu varsayımı ile zaman sonsuza giderken takip hatası ve gözlemci hatasının 0'a yakınsaması olarak belirlenmiştir.

3.1. Problem Temelleri

Mekatronik sistemler için takip hatası, ölçülen durum x ile istenen durum $x_d(t) \in \mathbb{R}$ arasındaki fark olarak tanımlanır. Bu hata, aşağıdaki şekilde tanımlanan $e(t) \in \mathbb{R}$ değişkeni ile ifade edilmektedir:

$$e \triangleq x_d - x \quad (10)$$

Kararlılık çözümlemesine gözlem başarımını dâhil edebilmek amacıyla, konum gözlem hatası $\tilde{x}(t) \in \mathbb{R}$ ve hız gözlem hatası $\dot{\tilde{x}}(t) \in \mathbb{R}$ aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\tilde{x} \triangleq x - \hat{x} \quad (11)$$

$$\dot{\tilde{x}} \triangleq \dot{x} - \dot{\hat{x}} \quad (12)$$

Buradaki $\hat{x}(t)$ ve $\dot{\hat{x}}(t) \in \mathbb{R}$ demir bilyenin sırasıyla konum ve hızının kestirimlerini temsil etmektedir.

Ayrıca, kararlılık analizinin denklemlerini sadeleştirmek amacıyla $r(t) \in \mathbb{R}$ yardımcı hata terimleri aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$r \triangleq \dot{e} + \alpha e \quad (13)$$

$$s \triangleq \dot{\tilde{x}} + \alpha \tilde{x} \quad (14)$$

(13) ve (14)'deki $\alpha \in \mathbb{R}^+$ pozitif bir sabittir. Son olarak, YSA ağırlık vektörünün telafi hatası $\tilde{W} \in \mathbb{R}^5$, ideal ağırlık vektörü $W \in \mathbb{R}^5$ ile tasarlanan ağırlık vektörü $\hat{W} \in \mathbb{R}^5$ arasındaki fark olarak aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır:

$$\tilde{W} \triangleq W - \hat{W} \quad (15)$$

Bu ağırlık vektörü, aşağıdaki tümlev tabanlı öğrenme kuralı kullanılarak güncellenmektedir:

$$\begin{aligned} \tilde{W} &= \gamma e(t) \tanh^T(\bar{x}_d(t)) - \gamma e(t_0) \tanh^T(\bar{x}_d(t_0)) \\ &+ \gamma \int_{t_0}^t \alpha e(\zeta) \tanh^T(\bar{x}_d(\zeta)) - e(\zeta) \ln(\cosh^T(\bar{x}_d(\zeta))) d\zeta \end{aligned} \quad (16)$$

Burada $\gamma \in \mathbb{R}^+$ pozitif uyarılma sabitini ifade etmektedir.

YSA'nın giriş yapısını tanımlayan sütun vektörü $\bar{x}_d(t) \in \mathbb{R}^5$ aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\bar{x}_d \triangleq [x_d \quad \dot{x}_d \quad x_d \quad \dot{x}_d \quad \ddot{x}_d]^T \quad (17)$$

Bu yapı, sistemin dinamiklerinin öğrenilmesi ve izlenmesi amacıyla YSA temelli denetim yöntemine entegre edilmiştir.

3.2. Gözlemci-Denetleyici Tasarımı

Durum hız gözlemcisi aşağıdaki gibi tasarlanmıştır:

$$\dot{\hat{x}} \triangleq p + k_0 \tilde{x} - k_c e \quad (18)$$

Buradaki $p \in \mathbb{R}$ değişkeni aşağıdaki gibi verilir:

$$\dot{p} \triangleq k_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}) + k_2 \tilde{x} - \alpha k_c e \quad (19)$$

Denklemler (18) ve (19)'daki k_0, k_1, k_2 ve $k_c \in \mathbb{R}^+$ kazanç sabitlerini, $\operatorname{sgn}(\cdot)$ ise işaret fonksiyonunu ifade eder.

YSA temelli denetleyici tasarımı ise aşağıdaki gibidir:

$$u \triangleq \tilde{W} \sigma(\bar{x}_d) + k_p e + \alpha k_c (x_d - \hat{x}) + k_c (\dot{x}_d - \dot{\hat{x}}) \quad (20)$$

Denklemler (20)'deki $\sigma(\cdot)$, YSA'nın sigmoid aktivasyon fonksiyonunu, $k_p \in \mathbb{R}^+$ ise sabit kontrolcü kazancını ifade eder.

Gözlemci tasarımının öncel bir analizini yapmak için denklem (14)'ün birinci türevine, denklem (10) ve denklem (12) yerleştirilmiştir:

$$\dot{s} = N_1 - \dot{\tilde{x}} + \alpha \dot{\tilde{x}} \quad (21)$$

Denklemler (21)'deki yardımcı terim olan $N_1 \in \mathbb{R}$ aşağıdaki gibi tasarlanmıştır:

$$N_1 \triangleq \frac{1}{m(x)} [u - f] \quad (22)$$

Bu noktada yukarıda verilen yardımcı terim aşağıdaki gibi ayrıştırılmıştır:

$$N_1 \triangleq N_a + N_b \quad (23)$$

Öyle ki, denklem (23)'deki yardımcı terimler $N_a \in \mathbb{R}$ ve $N_b \in \mathbb{R}$ aşağıdaki gibidir:

$$N_a = -\frac{1}{m(x_d)} \tilde{W} \sigma(\bar{x}_d) + \ddot{x}_d \quad (24)$$

$$N_b = \left[\frac{1}{m(x_d)} - \frac{1}{m(x)} \right] (\tilde{W}\sigma(\bar{x}_d) - m(x_d)\dot{x}_d) + \frac{1}{m(x)} [k_p e + k_c(s+r) - f(x_d) + f(x)] \quad (25)$$

Bu noktada, sırasıyla denklem (24) ve denklem (24)'ün türevi olan N_d ve \dot{N}_d terimlerinin sınırlılığın istenilen yörüngenin sınırlılığı sayesinde kanıtlanabildiğine dikkat çekilmelidir. Denklem (25)'in ise hatalar cinsinden aşağıdaki şekilde üstten sınırlanabildiği görülmektedir.

$$N_b < \rho_{b1}|e| + \rho_{b2}\{|r| + |s|\} \quad (26)$$

Buradaki ρ_{b1} ve $\rho_{b2} \in \mathbb{R}^+$ Özellik 1 ve Özellik 2'de bahsedilen üst limitlerden yararlanılarak türetilmiş artı üst limitlerdir.

Öncel çözümlemede ilerlemek için denklem (21)'e denklem (18)'in türevini ve denklem (19)'u yerleştirdiğimizde aşağıdaki ifade elde edilir:

$$\dot{s} = N_b + N_d - k_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x}) - \frac{k_2}{\alpha} s + k_c r \quad (27)$$

Denklem (27)'nin, k_2 aşağıdaki gibi seçilerek sadeleştirildiği belirtilmelidir:

$$k_2 = \alpha(k_0 - \alpha) \quad (28)$$

Son olarak da denetleyici için öncel bir çözümleme yapmak amacıyla denklem (19)'un birinci türevi ile $m(x)$ terimi çarpılmış ve denklem (26) dahil edilip aşağıdaki denklem elde edilmiştir:

$$m\dot{r} \triangleq \chi - k_p e - k_c(r+s) + \tilde{W}\sigma(\bar{x}_d) - \frac{1}{2}\dot{m}r \quad (29)$$

Denklem (29)'daki $\chi \in \mathbb{R}$ ve $\bar{x} \in \mathbb{R}^5$ aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$\chi = W(\sigma(\bar{x}) - \sigma(\bar{x}_d)) \quad (30)$$

$$W\sigma(\bar{x}) = m(x)(\dot{x}_d + \alpha e) + f(x) + \frac{1}{2}\dot{m}(x)r \quad (31)$$

$$\bar{x} = [x \quad \dot{x} \quad x_d \quad \dot{x}_d \quad \ddot{x}_d]^T \quad (32)$$

Denklem (30)'de belirtilen χ hatalar cinsinden aşağıdaki gibi üstten sınırlandırılabilir:

$$|\chi| \leq \rho_1|e| + \rho_2|r| \quad (33)$$

Buradaki ρ_1 ve $\rho_2 \in \mathbb{R}^+$ Özellik 1 ve Özellik 2'de bahsedilen üst limitlerden yararlanılarak türetilmiş yardımcı pozitif üst limitlerdir.

4. Kararlılık Çözümlemesi

Kararlılık çözümlemesi sistemin asimptotik kararlılığını kanıtlamak amacı ile gerçekleştirilir.

Ön Sav 1: $P(t) \in \mathbb{R}$, $\omega(t) \in \mathbb{R}$ ve k_1 aşağıdaki gibi tanımlanırsa $\{\forall t \in \mathbb{R}^+, P(t) \geq 0\}$ önermesi her koşulda bir totolojidir.

$$P \triangleq - \int_0^t \omega(\sigma) d\sigma \quad (34)$$

Öyle ki:

$$\omega \triangleq s(N_d - k_1 \operatorname{sgn}(\tilde{x})) \quad (35)$$

$$k_1 \geq |N_d(t)|_{i \rightarrow \infty} + \frac{1}{\alpha} |\dot{N}_d(t)|_{i \rightarrow \infty} \quad (36)$$

Eksi olmayan Lyapunov fonksiyonu adayı $V(e, r, s, \tilde{W}) \in \mathbb{R}$ aşağıdaki gibi belirlenmiştir:

$$V \triangleq \frac{1}{2}s^2 + P + \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2}mr^2 + \frac{1}{2\gamma}\tilde{W}\tilde{W}^T \quad (37)$$

Eğer denklem (16)'daki \tilde{W} tasarımı kullanılarak; denklemler (13), (17) ve (34)'ün türevleri, (27) ve (29), denklem (37)'nin türevinde kullanılırsa aşağıdaki ifade elde edilir:

$$\dot{V} = \frac{1}{\alpha}k_2s^2 - \alpha e^2 - k_c r^2 + sN_b + (1 - k_p)er + r\chi \quad (38)$$

Denklem (38), sabit kazanç değerleri aşağıdaki gibi seçilerek detaylandırıldığında

$$\alpha \geq \frac{\rho_{b1}}{2} + \frac{\rho_{b2}}{2} \quad (39)$$

$$k_c \geq \frac{\rho_{b2}}{2} + \frac{\rho_1}{2} + \rho_2 \quad (40)$$

$$k_2 \geq \left[\frac{\rho_{b1}}{2} + \frac{\rho_1}{2} \right] \cdot \left[\frac{\rho_{b1}}{2} + \frac{3\rho_{b2}}{2} \right] \quad (41)$$

Lyapunov fonksiyonunun türevi aşağıdaki gibi üstten sınırlandırılabilir:

$$\dot{V} \leq -\beta|z|^2 \quad (42)$$

Denklem (42)'deki $\beta \in \mathbb{R}^+$ aşağıdaki gibi seçilmiş kazanç katsayılarına bağlı bir şekilde sınırlandırılmış yardımcı pozitif sabittir:

$$\beta = \min \left\{ \left[\alpha - \frac{\rho_{b1}}{2} - \frac{\rho_{b2}}{2} \right], \left[k_c - \frac{\rho_{b2}}{2} - \frac{\rho_1}{2} - \rho_2 \right], \left[k_2 - \frac{\rho_{b2}}{2} - \frac{\rho_1}{2} - \rho_2 \right] \right\} \quad (43)$$

Denklem (42)'deki $z(t) \in \mathbb{R}^8$ aşağıdaki gibi tanımlanmıştır:

$$z \triangleq [e \quad s \quad r]^T \quad (44)$$

Denklemler (37) ve (42) kullanılarak $e(t)$, $r(t)$, $s(t)$, ve \tilde{W} terimlerinin sınırlı olduğu kanıtlanabilir. Denklem (42)'nin tümlevi alınarak aşağıdaki denklem elde edilir:

$$z \triangleq \int_0^t |z(\zeta)|^2 d\zeta \leq \frac{V_1}{\beta} \quad (45)$$

Ayrıca denklem (42)'den yola çıkarak $z(t) \in L_2$ olduğu gösterilebilir. Kapalı çevrim çalışması altında kalan tüm diğer sinyallerin sınırlı olduğu, $z(t)$ fonksiyonunun zaman türevi de dâhil olmak üzere, standart sinyal takip argümanları ile gösterilebilir. Barbalat'ın ön savında [13], $\dot{z}(t)$ ve $z(t) \in L_2 \cap L_\infty$ koşullarının sınırlılığı ile birlikte kullanılarak, $z(t) \rightarrow 0$ durumunun $t \rightarrow \infty$ için sağlandığı garanti edilebilir. Bu sonuç, (42) numaralı ifade ile birlikte kullanıldığında, hata terimlerinin $e(t)$, $r(t)$ ve $s(t)$ için asimptotik olarak sıfıra yakınsadığını göstermektedir.

5. Benzetim Çalışmaları

Bölüm 2'de türetilen Manyetik kaldırma sistemi benzetim ortamında oluşturularak bu çalışma için kullanılmış veriler bu toplanmıştır. Bölüm 3'te verilen gözlemci-denetleyici tasarımı, bahsi geçen benzetim modeline uyarlanmış ve başarımı incelenmiştir. Model tasarlanırken sensör gürültüsü olarak $x(t)$ durumuna Gauss tipi beyaz gürültü eklenmiştir. Benzetimlerin süresi 10 saniye olup, adım aralığı 0.001 saniye olarak sabit adım olarak seçilmiştir. Bu benzetim senaryosunda, takip yörüngesi aşağıdaki gibi seçilmiştir:

$$x_d \triangleq 0.02 + 0.01 \sin(t) [m] \quad (46)$$

Gözlemci-denetleyici tasarımı tanımlanan denetim kazançları da aşağıdaki gibi seçilmiştir:

$$\alpha = 55$$

$$K_c = 180$$

$$K_p = 80$$

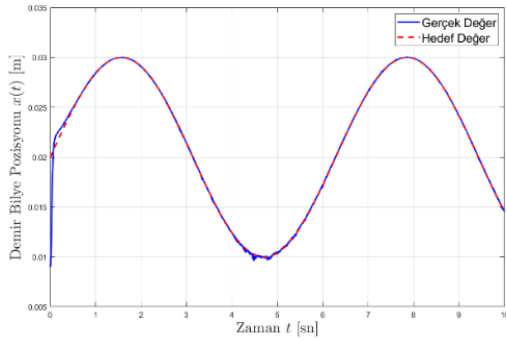
$$\gamma = 2000$$

$$k_0 = 200$$

$$k_1 = 1$$

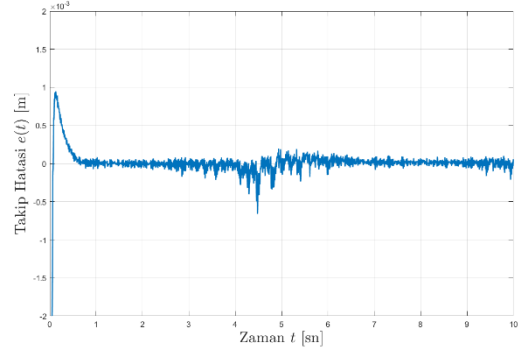
$$k_2 = \alpha(k_0 - \alpha) = 7975$$

Benzetim sonuçları aşağıda sunulmuştur.



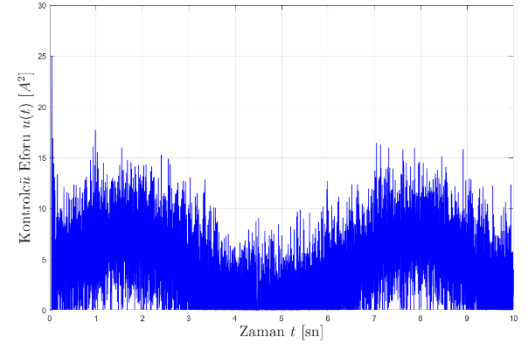
Şekil 2: Gerçek Konum ve Takip Yörüngesi

Şekiller 2 ve 3'te görüldüğü gibi sinyal 0,2 saniye içinde hedef yörüngeye oturmuş ve benzetim süresi boyunca ciddi bir sapma yaşamamıştır. Bu gözlemin sensör gürültüsü altında yapıldığı da göze alınırsa, denetleyicinin verimli bir başarımla ortaya koyduğu söylenebilir. Şekil 4'te ise Şekil 2 ve Şekil 3'teki başarımları sağlamak için gereken denetim çabası verilmiştir. Bu kontrol eforunun $u = I^2$ olduğu göz önünde bulundurularak negatife değerler alamaması, kontrol çabasının alt sınırsız olarak 0 olarak seçilmesi ile sağlanmıştır.

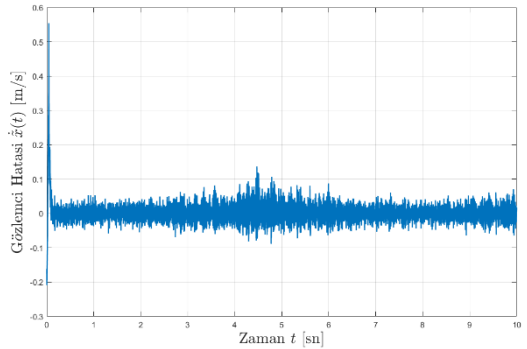


Şekil 3: Takip Hatası

Şekil 5'te ise tasarlanan gözlemci hatası görülmektedir. Bu noktada tekrar hatırlatılmadık ki, gerçek hız durumu; aynı Manyetik kaldırma sisteminin gerçek zamanlı denetimi sırasında elde edilemez olarak varsayılmıştır. Aşağıdaki \hat{x} hesaplanırken sadece benzetim ortamında elde edilebilecek olan hız bilgisi kullanılmıştır.



Şekil 4: Denetim Çabası



Şekil 5: Gözlemci Hatası

6. Sonuçlar

Bu çalışmada tasarlanan doğrusal olmayan gözlemci-denetleyici çiftinin, demir bilye hız durumunun bilgisi olmadan manyetik kaldırma sisteminin konum denetimini ve asimptotik kararlılığını sağlayacak yeterlikte olduğu matematiksel olarak

kanıtlanmıştır. Manyetik kaldırma sistemi benzetim ortamında gürültü etkisi altında çalıştırılarak, tasarlanan denetleyiciden faydalandığında denetim hedefine tam anlamıyla ulaşıldığı teyit edilmiştir.

Tasarlanan YSA tabanlı doğrusal olmayan denetleyicinin; Bıdıklı'nın [8] çalışmasında kullanılan doğrusal parametrelendirme yöntemine kıyasla matematiksel karmaşıklık seviyesi bakımından ciddi oranda kolay olduğu söylenebilir. Bundan sonraki çalışmalarda deneysel manyetik kaldırma sistemi üzerinde, tasarlanan YSA tabanlı gözlemci-denetleyici çifti uygulanarak sistemin gerçek zamanlı başarımı gözlemlenebilir. Ayrıca elektronik devre sisteminin gerilim farkını net akıma dönüştürdüğü dinamik bu çalışmada göz önünde bulundurulmamış olsa da, bu dinamiğin gelecek çalışmalarda denetim tasarımı ve kararlılık çözümlemesine dahil edilmesi daha gerçekçi bir yaklaşımın elde edilmesi açısından yararlı olacaktır.

7. Teşekkür

Bu çalışma İzmir Katip Çelebi Üniversitesi 2024-TYL-FEBE-004 numaralı Bilimsel Araştırma Projesi kapsamında desteklenmektedir. TOFAŞ Türk Otomotiv Fabrikası AŞ'ne bu çalışmaya katkılarından dolayı teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] R. M. Goodall ve W. Kortum, "Active controls in ground transportation – A review of the state-of-the-art and future potential" *International Journal of Vehicle Mechanics and Mobility*, c. 12, no. 4–5, s. 225–257, 1983.
- [2] M. Givoni, "Development and impact of the modern high-speed train: A review" *Transport Reviews*, c. 26, no. 5, s. 593–611, 2006.
- [3] F. Matsumura ve T. Yoshimoto, "System modeling and control design of a horizontal-shaft magnetic-bearing system" *IEEE Transactions on Magnetics*, c. 22, no. 3, s. 196–203, 1986.
- [4] C.-M. Huang, J.-Y. Yen ve M.-S. Chen, "Adaptive Nonlinear Control of Repulsive Maglev Suspension Systems" *Control Engineering Practice*, c. 8, s. 1357–1367, Ara. 2000, doi: 10.1016/S0967-0661(00)00071-X.
- [5] Z.-J. Yang ve M. Tateishi, "Adaptive robust nonlinear control of a magnetic levitation system" *Automatica*, c. 37, no. 7, s. 1125–1131, 2001, doi: 10.1016/S0005-1098(01)00063-2.
- [6] U. Hasirci, A. Balıkcı, Z. Zabar ve L. Birenbaum, "A novel magnetic-levitation system: Design, implementation, and nonlinear control" *IEEE Transactions on Plasma Science*, c. 39, no. 1, s. 492–497, 2011, doi: 10.1109/TPS.2010.2053389.
- [7] Y. Eroğlu ve G. Ablay, "Cascade sliding mode-based robust tracking control of a magnetic levitation system" *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, c. 230, no. 8, s. 851–860, 2016, doi: 10.1177/0959651816656749.
- [8] B. Bidikli "An observer-based adaptive control design for the maglev system". *Transactions of the Institute of Measurement and Control*. c. 42, no. 14, s. 2771–2786, 2020, doi: 10.1177/0142331220932396.
- [9] A. Mahmoud ve M. Zohdy, "Dynamic Lyapunov machine learning control of nonlinear magnetic levitation system" *Energies*, c. 15, no. 5, s. 1866, 2022, doi: 10.3390/en15051866.
- [10] L. Qi, J. Cai, A. Han, J. Wan, C. Mei ve Y. Luo, "A novel nonlinear control technique with its application to magnetic levitated systems" *IEEE Access*, c. 6, s. 78659–78665, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2885135.
- [11] F. Ni, Q. Zheng, J. Xu ve G. Lin, "Nonlinear control of a magnetic levitation system based on coordinate transformations" *IEEE Access*, c. 7, s. 164444–164452, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2952900.
- [12] B. Ataşlar-Ayyıldız, O. Karahan ve S. Yılmaz, "Control and robust stabilization at unstable equilibrium by fractional controller for magnetic levitation systems" *Fractal and Fractional*, c. 5, no. 3, s. 101, 2021, doi: 10.3390/fractalfract5030101.
- [13] M. Krstic, P. V. Kokotovic ve I. Kanellakopoulos, *Nonlinear and Adaptive Control Design*, 1st ed., USA: John Wiley & Sons, Inc., 1995.

Robotik Uygulamalar için Servo Motor Seçimi

Servo Motor Selection for Robotic Applications

Dilek (Bilgin) Tükel^{1,2}, Ömer Eren¹, Cansu Çiğdem Koparan¹

¹ARGE Bölümü
Altınay Robot Teknolojileri
dtukel@dogus.edu.tr

²Yazılım Mühendisliği Bölümü
Doğuş Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
dtukel@dogus.edu.tr

Özetçe

Robotik uygulamalar genellikle hızlı ve karmaşık hareketler gerektirir; bu da motorlar üzerinde robotun performansını, verimliliğini ve hatta ömrünü etkileyen dinamik yükler oluşturur. Bu nedenle, robotik sistemlerde uygun motor seçimi, hem teknik hem de ekonomik açıdan kritik bir süreçtir. Bu bildiride, robot tasarımcılarına bu karmaşık süreçte destek olmak amacıyla geliştirilmiş bir yazılım çözümünü sunmaktadır. Geliştirilen bu yazılım, robota farklı yörüngeler uygulayarak, her bir yörünge için motor gereksinimlerini analiz ederek robotun operasyonel ihtiyaçlarına en uygun ve en performanslı motor seçimini yapma konusunda değerli bilgiler sağlar. Bu yaklaşım, tasarımcının sadece anlık güç taleplerini değil, aynı zamanda hızlanma, yavaşlama ve yük değişimleri gibi dinamik faktörleri de dikkate alarak daha bilinçli kararlar vermesini mümkün kılar.

Abstract

Robotic applications often require fast and complex movements, which result in highly dynamic loads on the motors. These dynamic loads directly affect the robot's performance, efficiency, and even its lifespan. Therefore, selecting an appropriate motor in robotic systems is a critical process both technically and economically. This article presents a software solution developed to assist robot designers in navigating this complex selection process. The developed software analyzes motor requirements for each trajectory by applying different motion paths to the robot. In doing so, it provides valuable insights to help identify the most suitable and high-performing motor for the robot's operational needs. This approach enables designers to make more informed decisions by considering not only instantaneous power demands, but also dynamic factors such as acceleration, deceleration, and load variations.

1. Giriş

Servo motor seçimi, mekatronik ve robotik sistemlerin performansını doğrudan etkileyen kritik bir tasarım adıımıdır [1]. Bu süreç, genel olarak iki temel aşamada ele alınabilir[2]. Birinci aşamada, sistemin mekanik gereksinimlerini karşılayabilecek motorların belirlenmesi hedeflenir. Bu

doğrultuda, uygulamanın gerektirdiği maksimum moment, hız, ivme, taşıma kapasitesi ve görev döngüsü gibi parametreler göz önünde bulundurularak, bu yükleri sürmeye yeterli teknik kapasiteye sahip motorlar belirlenir[3][4]. Bu aşama, sistemin dinamik modellemesi ve yük analizi sonucunda[5] elde edilen teknik kriterler çerçevesinde gerçekleştirilir. Böylece, aday motorların oluşturduğu uygunluk kümesi elde edilir.

İkinci aşamada ise, teknik olarak uygun bulunan bu motorlar arasından uygulama özelinde en avantajlı olanın seçilmesi amaçlanır. Bu seçimde; maliyet, ağırlık, hacim (boyut), enerji verimliliği, tedarik süresi, güvenilirlik, üretici desteği, bakım kolaylığı ve entegrasyon yeteneği gibi uygulamaya özgü çeşitli ek kriterler dikkate alınır. Bu çok kriterli karar verme süreci, özellikle ağırlıklandırılmış puanlama yöntemleri veya analitik hiyerarşi süreci (AHP) gibi nicel yöntemlerle desteklenerek objektif bir temele oturtulabilir. Servo motor seçimi yalnızca gerekli teknik gereksinimlerin karşılandığı bir eşik değerlendirmesi değil; aynı zamanda ekonomik, yapısal ve sistem entegrasyonuna yönelik kriterlerin de optimize edildiği çok boyutlu bir karar problemidir. Bu nedenle, karar sürecinin her iki aşaması da bilimsel yöntemlerle sistematik bir biçimde ele alınmalı ve uygulamaya özgü öncelikler doğrultusunda bütüncül bir yaklaşımla değerlendirilmelidir. modern robotik sistemlerin tasarımında servo motor seçimi, yalnızca yük taşıma kapasitesi değil; aynı zamanda dinamik performans, enerji verimliliği, boyut ve ağırlık optimizasyonu gibi çok boyutlu kriterler çerçevesinde ele alınmalıdır[6][7]. Bu çalışmada, servo motor seçiminde kullanılan geleneksel yaklaşımlar gözden geçirilmiş, robotik uygulamalara özgü dinamik gereksinimler doğrultusunda performans tabanlı bir seçim yaklaşımı önerilmiştir.

2. Servo Motor Seçim Kriterleri

Robotik sistemlerdeki hızlı ve karmaşık hareketler, motorlar üzerinde yalnızca statik tork gereksinimlerini değil, aynı zamanda yüksek ivmelenme ve yavaşlama anlarında ortaya çıkan önemli dinamik yükleri de doğurur. Geleneksel motor seçim yöntemleri, çoğunlukla sürekli çalışma koşulları ve nispeten sabit yükler için geliştirilmiştir. Ancak elleçleme, kaynak gibi robotik uygulamalar sürekli değişen konfigürasyonlar, yerçekimi etkileri ve yüksek hızlarda

belirginleşen Coriolis kuvvetleri nedeniyle dinamik yanıt kabiliyeti ve anlık tork değişimlerine ihtiyaç duyar. Bu bağlamda, motor seçiminde yalnızca nominal güç ve tork değerlerine odaklanmak yeterli değildir. Bunun yerine, motorun dinamik tepki yeteneği, tepe tork kapasitesi ve sistemin atalet özellikleriyle olan uyumu gibi parametrelerin önceliklendirilmesi gereklidir. Bu durum, motorun yalnızca izole bir “kara kutu” olarak değil; robotun genel dinamik davranışıyla bütünleşik, aktif bir aktüatör olarak ele alınmasını gereklidir

2.1. Atalet Oranı

Atalet oranı (inertia ratio), servo motor sistemlerinin tasarımında ve kontrol performansında belirleyici rol oynayan temel parametrelerden biridir[3]. Bu oran, yükün moment ataletinin J_L ile motor rotorunun moment ataletine J_M olan oranı olarak tanımlanır ve sistemde kullanılan dişli kutusunun oranının n karesi ile ilişkilidir. Matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$\text{atalet oranı} = \frac{J_L}{n^2 J_M} \quad (1)$$

$$n_{opt} = \sqrt{\frac{J_L}{J_M}} \quad (2)$$

Bu oran, motorun yükü ne kadar etkili bir şekilde kontrol edebileceğini ve yükün hareket değişikliklerine karşı ne kadar direnç gösterdiğini niceliksel olarak ortaya koyar. Düşük bir atalet oranı, servo motorun komutlara daha hızlı ve hassas tepki verebilmesini sağlar; aşım miktarını azaltır, kararlılığı ve izleme doğruluğunu artırır. Bununla birlikte, yüksek bir atalet oranı, sistemde kontrol zorluklarına, gecikmelere ve kararsızlığa neden olabilir. Genel tasarım kılavuzlarına göre, çoğu endüstriyel servo sistem için 5:1 ila 10:1 aralığında bir atalet oranı yeterli performans sağlar. Ancak, yüksek ivmelenme, yüksek hassasiyet veya kısa çevrim süreleri gerektiren uygulamalarda daha düşük oranlar tercih edilebilir. Bu gibi durumlarda, 2:1 hatta 1:1 oranları ideal kabul edilir. Eğer atalet oranı 10:1 sınırını aşarsa, motor ve yük arasında uygun bir dişli kutusu yerleştirilerek mekanik iletim oranı ayarlanmalı, gerekirse yük tarafında yapısal hafifletmeye gidilmelidir. Atalet oranının optimizasyonu yalnızca sistem dinamiklerini iyileştirmekle kalmaz, aynı zamanda kontrolcü tasarımını da doğrudan etkiler. Düşük bir atalet oranı, kontrol döngüsünün daha agresif kazançlarla ayarlanabilmesine olanak tanır ve böylece daha kısa yükselme süresi, daha düşük hata payı ve daha yüksek bant genişliği sağlanabilir. Bu durum, sistemin devreye alma süresini azaltır, ayar süreçlerini kolaylaştırır ve hata tespitini sadeleştirir. Ayrıca, düşük atalet oranları pratik entegrasyon açısından da avantaj sunar. Özellikle geri boşluk (backlash), esneyen kayışlar veya mekanik oynaklık gibi bileşen toleranslarıyla ilişkili olan “yaylanma etkisi” (spring effect) azalır. Bu durum, servo sistem üzerindeki mekanik stresin minimize edilmesini sağlar. Sonuç olarak, motor ve redüktör gibi mekanik bileşenlerin ömrü uzar, bakım aralıkları seyrekleşir ve yıpranma kaynaklı arızalar azalır. Öte yandan, yüksek atalet oranları sistemde salınım, aşırı akım çekme, ısınma ve daha yüksek enerji tüketimi gibi olumsuz etkilere yol açabilir. Bu da sadece motorun değil, sürücünün de daha hızlı yıpranmasına ve erken arızalanmasına neden olur. Bu bağlamda, atalet oranının uygun seviyede tutulması yalnızca anlık performansı değil, aynı zamanda sistemin uzun vadeli operasyonel güvenilirliğini de doğrudan etkileyen stratejik bir karardır.

2.2. Tork gereksinimleri

Sürekli tork, bir servo motorun herhangi bir aşırı ısınma veya kalıcı hasar riski olmadan sonsuz süre boyunca üretebileceği maksimum torktur. Bu, motorun "normal" çalışma koşullarındaki dayanıklılığını ve güvenilirliğini belirleyen temel değerdir. Motorun termal limitiyle doğrudan ilişkilidir; Servo motor seçerken sürekli torku doğru belirlemek şunları sağlar[2]:

Güvenilir Çalışma: Motorun aşırı ısınma nedeniyle durmasını veya zarar görmesini engeller.

Uzun Ömür: Aşırı ısınma, motor sargı izolasyonuna ve rulmanlara zarar vererek motorun ömrünü kısaltır. Doğru sürekli tork seçimi, sistemin sorunsuz çalışmasını sağlar.

Enerji Verimliliği: Genellikle sürekli torkun altında çalışmak, motorun en verimli olduğu aralıklardandır.

Sürekli torku hesaplarırken, uygulamadaki ortalama yük torkunu kullanılır. Bu, sürtünme, yerçekimi ve sürekli uygulanan diğer kuvvetlerden kaynaklanan torktur. Örneğin, bir konveyör bandını sürekli olarak hareket ettiren bir motor için gerekli olan tork, sürekli torku belirler.

Tepe tork, bir servo motorun çok kısa anlar için (milisaniyelerden birkaç saniyeye kadar) üretebileceği maksimum torktur. Bu tork, motorun dinamik performansını ve ani yük değişikliklerine nasıl tepki verebildiğini gösterir. Genellikle sürekli torkun 2 ila 4 katı kadar yüksek olabilir. Tepe torkun önemi şunlardan kaynaklanır:

Hızlanma ve Yavaşlama: Yüğü başlangıçtan istenen hıza çıkarmak veya bu hızdan durdurmak için anlık yüksek tork gereklidir. Özellikle ağır veya ataleti yüksek yükleri hareket ettiren tepe tork etkilidir.

Ani Yük Değişimleri: Üretim hattında bir ürünün aniden eklenmesi veya çıkarılması gibi durumlarda motorun torku anında artırma veya azaltma yeteneğini sağlar.

Başlangıç Kuvveti: Durağan sürtünmeyi (sürtünmeyi yenmek için gereken ekstra kuvvet) aşarak hareketi başlatmak için yüksek bir anlık tork gerekir.

Tepe torku belirlerken, sadece motorun değil, aynı zamanda motor sürücüsünün de bu anlık yüksek akımı sağlayabilecek kapasitede olması gereklidir.

Yetersiz tepe tork, sistemin istenen hızlanmalara ulaşamamasına, kontrolsüz hareketlere veya "sıkışmalara" yol açabilir.

2.3. Dayanım(Mekanik ve Termal Dayanıklılık)

Darbeleri yükler, ani hızlanma/yavaşlamalar veya dışsal çarpma etkileri, servo motorların hem mekanik hem de termal dayanımını zorlayabilir. Bu nedenle motorun yapısal sağlamlığı ve ısıl dayanımı mutlaka dikkate alınmalıdır. Mekanik dayanımı belirleyen temel faktörler şunlardır:

Maksimum Radyal Yük Kapasitesi :Motor miline dik yönde (radyal) gelen kuvvetlerin sınırır. Dişli, kayış veya kasnak bağlantılı sistemlerde dikkat edilmelidir. Mil yatağının (bearing) erken arızalanmaması için uygulanan yük bu sınırın altında kalmalıdır.

Maksimum Aksiyel Yük Kapasitesi:Mil doğrultusundaki (eksenel) baskı veya çekme yüklerinin sınırır. Vidalı mil veya lineer sistemlerde sıklıkla önemlidir. Aksiyel yükün aşırı olması rulmanlarda deformasyona neden olabilir.

Mekanik Darbelere Karşı Direnç:Servo motorun iç yapısı (rotor, shaft, rulmanlar) ani moment artışlarına karşı sağlam

olmalıdır. Özellikle yüksek ataletli sistemlerde, yükteki ani dur-kalklar motor miline zarar verebilir.

Termal Dayanım

Nominal (Sürekli) Akım: Motorun uzun süre boyunca çekebileceği, sargılarda zarara yol açmayan akım değeridir. Uygulamanın ortalama tork gereksinimi bu değeri aşmamalıdır.

Tepe (Anlık) Akım: Motorun kısa süreli (genellikle birkaç saniye) dayanabileceği maksimum akımdır. Yüksek ivmelenmelerde veya kısa süreli zorlamalarda bu değer kullanılır.

Sargı Sıcaklık Dayanımı: Motor sargılarında kullanılan yalıtım malzemesinin maksimum sıcaklık sınıfı (örn. 130 °C – B sınıfı, 155 °C – F sınıfı) motorun aşırı ısınmalara karşı dayanma limitidir. Termistör veya PTC dirençlerle sıcaklık izlenmeli, gerekiyorsa motor durdurulmalıdır.

Soğutma Yöntemi: Doğal konveksiyon (hava ile), fan soğutmalı veya sıvı soğutmalı tipler olabilir. Sürekli yüksek yüklü çalışmalarda uygun soğutma türü seçilmelidir.

3. Servo Motor Seçim Yazılımı

Endüstriyel robotlarda servo motor seçimi, robotun hareket dinamiklerine uygun performans sağlayabilmesi için kritik bir adımdır[8][9]. Bu seçim genellikle maksimum hız, ivme, yük momenti ve hareket profili dikkate alınarak yapılır. Motorun peak tork ve akım değerleri, robot sisteminin dinamik performansını belirleyen kritik parametreler arasında yer alır ve özellikle robotun en zorlu operasyonları sırasında, örneğin ani hızlanma, yön değiştirme veya yük taşıma gibi durumlarda gerekli olan torkun sağlanabilmesi için tasarım sürecinde dikkate alınmalıdır. Peak tork/akım, nominal değerlerin üzerinde kısa süreli bir kapasite sunarak motorun geçici yüksek talepleri karşılamasına olanak tanır. Bu değerler, motorun sürekli çalışabileceği nominal tork ve akım seviyelerinin genellikle 2–3 katına kadar çıkabilir, ancak bu kapasitenin uygulanabileceği süre sınırlıdır. Söz konusu süre, üretici tarafından motor datasheet’inde genellikle duty cycle veya maximum pulse duration parametreleri ile belirtilir ve motorun termal sınırlarını aşmadan güvenli çalışmasını sağlar. Bu nedenle, servo motor seçimi sırasında hem nominal hem de peak akım/tork değerlerinin, robotun operasyon profiline ve yüklem senaryolarına uygunluğu detaylı bir şekilde değerlendirilmelidir; aksi takdirde hedeflenen performans elde edilemez.

3.1. Çalışma uzayının bölgelere ayrılması

Çalışma uzayı, TCP’nin robot tabanına (base) olan Öklid mesafesine (Şekil 1)

$$r = p_{tcp} - p_{base} \quad (3)$$

göre dört bölgeye ayrılmıştır:

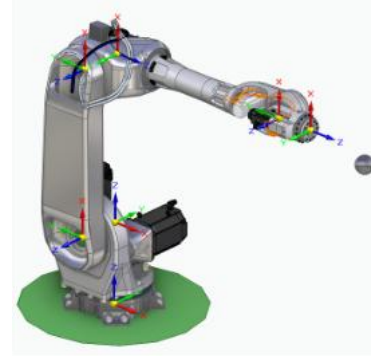
Bölge-1: $r \leq 0.5$ m (yakın alan)

Bölge-2: $0.5 < r \leq 1.0$ m

Bölge-3: $1.0 < r \leq 1.5$ m

Bölge-4: $r > 1.5$ m (uç erişim; moment kolları ve olası tekillikler açısından en kritik alan)

Bölgeleme, yerçekimine karşı ve kinematik tekilliklere yakınlık nedeniyle eklem tork/güç gereksinimlerinin bölgeye bağlı olarak sistematik değiştiği varsayımına dayanarak sistemin birçok durumda analizine yardımcı olmaktadır.



Şekil 1: Altı eksenli endüstriyel robot ve tep yükü

3.2. Kullanıcının belirlediği başlangıç noktası

Kullanıcın belirlediği pozisyonun robot parametrelerinde belirtilen maksimum hız ve ivmeye göre trapez hız profili uygulanır

- Maksimum ivme ile hızlanma: a_{max}
- Maksimum hıza v_{max} ulaşma (süre: t_{acc})
- Seyir süresi ($2 \cdot t_{acc}$)
- Yavaşlama - a_{max} ile durma

3.3. Zorlayıcı noktalardan oluşan yörünge

Robotun mekanik ve tahrik sistemleri açısından en yüksek tork ve güç gereksinimlerini ortaya çıkarabilecek zorlayıcı eklem konumları belirlenmiştir. Bu noktalar, çalışma uzayında farklı bölgelerdeki kinematik tekilliklere yakın durumlar, maksimum uzanım (reach), minimum uzanım, ters eklem konumları ve yüksek moment kollarının olduğu pozisyonlar dikkate alınarak seçilmiştir. Belirlenen yörünge, HOME pozisyonu ile başlayan ve 5 zorlayıcı noktayı içeren bir eklem uzayı yoludur. Tüm değerler derece (°) cinsinden verilmiştir.

HOME = [0,-90,90,0,0,0]°

P1=[0,-12.31,22.9218,-104.441,80.71741,129.4853]°

P2 = [-180,-12.3117,22.91818,135.90,-35]°;

P3 = [-180,-90,90,-45,90,135]°;

P4 = [0,-90,90,45,90,45]°;

P5 = [0,-90,90,-135,90,135]°;

Bu yörünge, zorlayıcı noktalar arasında maksimum ivme ve maksimum hız profiliyle uygulanarak, her geçişte eklem torkları ve motor güç gereksinimleri hesaplanmıştır. Arayüz ekranları ilgili şekillerde verilmiştir.

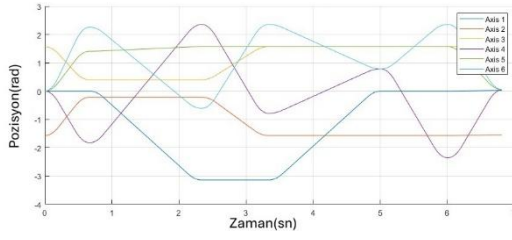
3.4. Parametrelerin Tanımlanması ve Düzenlenmesi

Geliştirilen yazılım altyapısında, robotun kinematik ve dinamik analizlerinde kullanılan tüm temel parametreler kullanıcı tarafından düzenlenebilir şekilde tasarlanmıştır. Bu parametreler şunları kapsamaktadır:

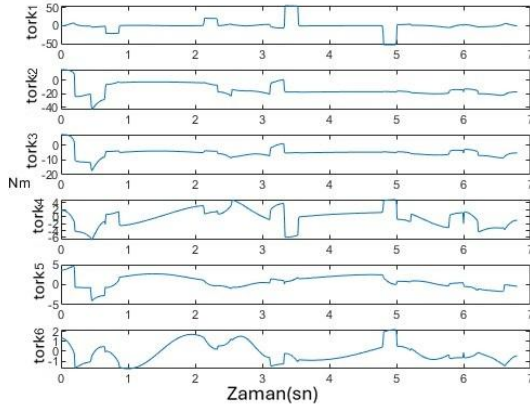
DH Parametreleri: Her eklem için a_i , α_i , d_i , θ_i değerleri, robotun kinematik zincir yapısına uygun olarak tanımlanır ve değiştirilebilir.

Kütle: Her bağlantının (link) kütle değeri [kg] cinsinden kullanıcı tarafından girilebilir.

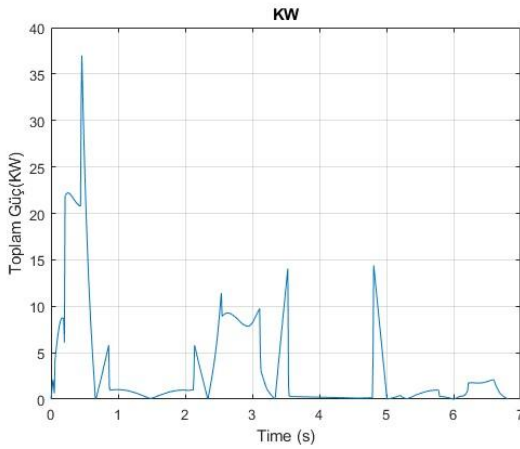
Atalet (Inertia) Matrisleri: Her bağlantı için, merkezî atalet tensörü bileşenleri I_{xx} , I_{yy} , I_{zz} , I_{xy} , I_{xz} , I_{yz} [kg·m²] olarak tanımlanır.



Şekil 3: Robota uygulanan yörünge



Şekil 4: İhtiyaç duyulan eksenel motor torkları



Şekil 5: Toplam güç ihtiyacı

Analiz sonucu seçilen maksimum hız ve ivmelere göre tepe güç [13.8, 25.1, 8.7, 1.87, 1.2, 0.9]KW olan motorlar hedeflere uygun performans göstereceği hesaplanmıştır.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, endüstriyel robotlar için motor seçim sürecini destekleyen, kinematik ve dinamik analiz tabanlı bir yazılım çözümü sunulmuştur. Geliştirilen yazılım, kullanıcı tarafından belirlenen DH parametreleri, kütle, atalet, merkezî kütle

konumu ve uç efektör yükleri gibi robot parametrelerini dikkate alarak, farklı yörünge senaryoları üzerinde motor torku, güç tüketimi, hız ve ivme değerlerini hesaplamaktadır.

Yapılan analizler, sadece nominal çalışma koşullarını değil, aynı zamanda ivmelenme, yavaşlama ve ani yük değişimleri gibi dinamik durumları da kapsamaktadır. Böylece, tasarımcılar motor seçiminde hem peak hem de nominal kapasite değerlerini dikkate alarak daha güvenilir ve verimli bir seçim yapabilmektedir.

Sonuç olarak, önerilen yazılım yaklaşımı, motor boyutlandırma sürecinde deneyime dayalı öngörülerin ötesine geçerek sayısal verilere dayalı, nesnel ve tekrarlanabilir bir karar mekanizması sunmaktadır. Bu sayede, hem tasarım süresinin kısaltılması hem de motor seçiminin teknik ve ekonomik açıdan optimize edilmesi mümkün olmaktadır.

Kaynakça

- [1] A. Nicolescu, C. Avram ve M. Ivan, "Optimal servomotor selection algorithm for industrial robots and machine tools NC axis," *Proceedings in Manufacturing Systems*, cilt 9, sayı 2, ss. 105-114, 2014, ISSN: 2067-9238.
- [2] S. Andersson, "Optimization of a servo motor for an industrial robot application," *Lund University*, 2000.
- [3] H. Gill, "Energy management of a servomotor: Effects of inertia ratio," *Application Note*.
- [4] E. A. Padilla-Garcia, A. Rodriguez-Angeles, J. R. Reséndiz ve C. A. Cruz-Villar, "Concurrent optimization for selection and control of AC servomotors on the powertrain of industrial robots," *IEEE Access*, yay. tarihi: 25 Mayıs 2018, cilt 6, ss. 34731-34742, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2840537.
- [5] N. G. Dagalakis, "Industrial robotics standards," Chapter 27, *National Institute of Standards and Technology, Intelligent Systems Division*, Gaithersburg, Maryland, A.B.D.
- [6] S. Autou, K. Kudelina, T. Vaimann, A. Rassölkin ve A. Kallast, "Principles and methods of servomotor control: Comparative analysis and applications," *Review Paper*.
- [7] M. Goubey ve M. Schlegel, "Robust PID control of electrical drive with compliant load," *Proceedings of the Conference*, Eylül 2011.
- [8] R. Krishnan, "Selection criteria for servo motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, cilt IA-23, sayı 1, ss. 91-98, Mart/Nisan 1987. L. Wang, *Adaptive Fuzzy Systems and Control, Design and Stability Analysis*, PTR Prentice Hall, 1994.
- [9] C. Choi, S. Jung, S. Kim, J. Lee, T. Choe, S. Chung ve Y. Park, "A motor selection technique for designing a manipulator," *Proc. Int. Conf. Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Seoul, Korea, Oct. 17-20, 2007.
- [10] B. Siciliano, L. Sciavicco, L. Villani ve G. Oriolo, *Robotics: Modelling, Planning and Control*, Springer, 2009.

Bozucu Etkiler Altındaki Bir Helikopter için Doğrusal Karesel Regülatör Tasarımı

Linear Quadratic Regulator Design for a Helicopter Under Disturbance Effects

Muhammed Bilal Sarıca^{1,2}, Levent Uçun¹

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
{bilal.sarica}@std.yildiz.edu.tr, {lucun}@yildiz.edu.tr

²Otopilot Sistemleri Müdürlüğü
Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş., Ankara
{muhammedbilal.sarica}@tai.com.tr

Özetçe

Bu çalışmada UH-60 helikopterinin parametreleri ile model tabanlı tasarım metodolojisi kullanılarak kapsamlı bir matematiksel model elde edilmiştir. Bu modele bozucu etki olarak ani rüzgar modeli eklenmiştir. Helikopter için oluşturulan matematiksel modelde doğrusal olmayan dinamikler bulunmaktadır. Belirli bir uçuş manevrası için “Eleme ile Gradyan İnişi” (Gradient Descent with Elimination) yöntemi ile modelin denge noktaları hesaplanmıştır. Ardından bu denge noktaları etrafında model doğrusallaştırılmıştır. Doğrusallaştırılan modelin derecesini azaltmak için model indirgeme yöntemi kullanılmıştır. Bu aşamadan sonra sistemi kapalı çevrim kararlı kılan bir optimal kontrolör olan Doğrusal Karesel Regülatör (DKR) tasarlanmış ve modele uygulanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları analiz edilmiştir. Çalışma sonucunda oluşturulan bozucu etkiler altında doğrusal olmayan bir helikopter modeli belli bir çalışma bölgesinde doğrusallaştırılmış ve tasarlanan DKR yardımıyla kapalı çevrim kararlı hale getirilmiştir.

Abstract

In this paper, a comprehensive mathematical model is developed using model-based design methodology using the parameters of the UH-60 helicopter. A gust model is added to this model as a disturbance. The mathematical model created for the helicopter incorporates nonlinear dynamics. For a specific flight maneuver, the equilibrium points of the model are calculated using the Gradient Descent with Elimination method. The model is then linearized around these equilibrium points. The model reduction method is used to reduce the degree of the linearized model. After this stage, an optimal controller, the Linear Quadratic Regulator (LQR), which stabilizes the system in a closed-loop manner, is designed and implemented into the model. The obtained simulation results are analyzed. As a result of the study, a nonlinear helicopter model is linearized in a specific operating region under the disturbances created and stabilized in a closed-loop manner using the designed LQR.

1. Giriş

Helikopterler uçuş dinamiği açısından sabit kanatlı hava araçlarına göre daha karmaşık ve zor bir yapıya sahiptirler. Bu zorlu dinamiklere karşın helikopterler sahip oldukları bazı parametrelerin değiştirilmesi ile çeşitli uçuş manevralarını gerçekleştirebilirler [1]. Bu uçuş manevraları gerçekleştirilmeden önce denenmesini sağlamak amacıyla matematiksel modeller kullanılır.

Bir helikopterin matematiksel modelinin elde edilmesi için literatürde iki yöntem ön plana çıkmaktadır [2]. Bu yöntemlerden ilki sistem tanımlama, ikincisi ise dinamikleri yansıtan matematiksel modellemedir. Tischler, çalışmasında frekans tabanlı sistem tanıma metodu ile küçük boyutlu bir helikopter modeli elde etmiştir [3]. Talbot, çalışmasında pilot kontrol girdileriyle birlikte tek rotorlu bir helikopterin matematiksel modeli üzerine çalışmıştır [4]. Hilbert, yaptığı çalışmada UH-60 helikopterin gerçek parametrelerini paylaşarak özellikle eğik kuyruk rotoru modeliyle birlikte bir helikopterin modellenmesi üzerine odaklanmıştır [5]. Helikopter modelinin oluşturulması esnasında bozucu etkilerin de modele eklenmesi önemlidir. Abdulhamitbilal, çalışmasında bozucu etki olarak ani rüzgarı helikopter dinamiklerine ekleyerek helikopter modelini oluşturmuştur [6]. Czyba, çalışmasında belirli bir uygulama için istenen sonuçları üretme ve temsili kullanım özelliğiyle tüm uçuş aralığında çalışabilme yeteneğinden dolayı simülasyon kullanmıştır [7].

Helikopterlerin zorlu dinamiklerine karşın analizlerinin gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Bir helikopterin analiz edilebilmesi için denge noktasında olması gerekmektedir. Pasquali, çalışmasında indirgenmiş bir helikopter modelinin denge noktaları bulunmasını sağlamıştır [8]. Şansal, çalışmasında helikopter modelinin durum kestirimini yaparak otorotasyon boyunca kontrolünü sağlamıştır [9].

Bu çalışmada ise literatürde daha önce yapılan çalışmalar incelenip model tabanlı modelleme metodolojisi ile benzetim ortamında bir helikoptere ait alt sistemler modellenerek doğrusal olmayan bir helikopter modeli elde edilmiştir. Ayrıca bu hava aracının “Eleme ile Gradyan İnişi” yöntemi ile kararlı

olarak uçabileceği denge noktaları bulunmuştur. Elde edilen denge noktaları etrafında helikopter modeli doğrusallaştırılmıştır. Doğrusal helikopter modelinin, model indirgeme yöntemi ile derecesi düşürülmüştür. Elde edilen modelin kararlı hale getirilebilmesi için durum geri beslemeli kontrol yöntemlerinden Doğrusal Karesel Regülatör tasarlanmıştır ve modele uygulanmıştır. Elde edilen benzetim sonuçları analiz edilmiştir.

Bu çalışmanın devamında ikinci bölümde altı serbestlik derecesine sahip bir doğrusal olmayan helikopter modeli elde edilmiştir. Çalışmanın üçüncü bölümünde Doğrusal Karesel Regülatör tasarımı hakkında bilgiler verilmiştir. Çalışmanın dördüncü bölümünde doğrusal olmayan ve doğrusallaştırılan helikopter modeline ve tasarlanan regülatörün doğrusal modele uygulandığı senaryolara ait benzetim sonuçları verilmiştir. Çalışmanın son bölümünde ise gerçekleştirilen başarımın kısa bir analiziyle çalışma tamamlanmıştır.

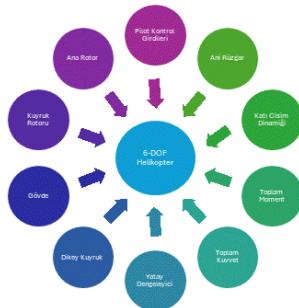
2. Helikopter Modelinin Elde Edilmesi

Bu çalışmada UH-60 helikopterinin parametreleri kullanılacağından dolayı eğik kuyruk rotorlu altı serbestlik derecesine sahip (6-DOF) bir helikopterin matematiksel modeli elde edilmiştir. Helikopterlerin serbestlik derecelerini sağlayan eksen takımları ve temel uçuş manevraları Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Helikopter eksen takımları

Bu süreçte bu helikopterin modeli, on farklı alt sisteme ayrılarak her bir alt sistem ayrı ayrı tasarlanmıştır. Tasarlanan alt sistemler şöyledir: Pilot Kontrol Girdi Modeli, Ana Rotor, Kuyruk Rotoru, Gövde, Dikey Kuyruk, Yatay Dengeleyici, Toplam Kuvvet, Toplam Moment, Katı Cisim Dinamiği ve Ani Rüzgar. Bu yapı Şekil 2'de görselleştirilmiştir.



Şekil 2: Helikopter sistem yapısı

Bu bölümde ilgili alt sistemler anlatılacaktır.

2.1. Pilot Kontrol Girdi Modeli

Bu bölümde helikoptere ait kontrol çubuklarının ana rotor ve kuyruk rotoruna aktarımı modellenmektedir. Helikopter uçuş sırasında üç kontrol çubuğu ile kontrol edilir. Bu kontrol çubukları sırasıyla; Kolektif Kol, Saykılık ve Anti-Tork Pedal'dır. Kontrol çubuklarının rotor sistemine aktarımını gösteren model (1-4) numaralı denklemlerde verilmiştir [4].

$$A_{1s} = C_1\delta_{ynl} + C_3\delta_{byl} + C_{A_{1s}} \quad (1)$$

$$B_{1s} = C_2\delta_{ynl} + C_4\delta_{byl} + C_{B_{1s}} \quad (2)$$

$$\theta_0 = C_6\delta_k + C_5 \quad (3)$$

$$\theta_{0KR} = C_8\delta_p + C_7 \quad (4)$$

Bu denklemlerde; $C_1 - C_8$ kontrol dişli sabitlerini, $\delta_{ynl}, \delta_{byl}, \delta_k, \delta_p$ sırasıyla yanal saykılık, boylamsal saykılık, kollektif ve pedal girdilerini, $C_{A_{1s}}$ ve $C_{B_{1s}}$ döngüsel kontrol donanım sabitlerini, A_{1s} ve B_{1s} göbük düzleminden ölçülen yanal ve uzunlamasına döngüsel eğimini, θ_0 ve θ_{0KR} ise kanat kökü eğimlerini temsil etmektedir.

2.2. Ana Rotor Modeli

Bir helikopterin uçabilmesi için gerekli kuvveti üreten sistem ana rotor sistemidir. Bu çalışmanın konusu olan helikopterde dört adet pal bulunmaktadır. Bu paller eğik plaka sayesinde aldıkları belirli bir eğimle beraber döndüklerinde kaldırma kuvveti üretirler. Bu kaldırma kuvveti, pallerin açıları değiştirilerek yönlendirilir ve helikopterin havada iken yönünü tayin etmesini sağlar.

Ana rotora ait çizgisel hız, hava aracının çizgisel ve açısal hızları ile ani rüzgar hızı kullanılarak (5) numaralı denklemden gibi hesaplanır [6, 10].

$$\begin{bmatrix} u_H \\ v_H \\ w_H \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(i_s) & 0 & \sin(i_s) \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin(i_s) & 0 & \cos(i_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_B \\ v_B \\ w_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} STA_{AR} - STA_{cg} \\ BL_{AR} - BL_{cg} \\ WL_{AR} - WL_{cg} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} p_B \\ q_B \\ r_B \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_R \\ v_R \\ w_R \end{bmatrix} \quad (5)$$

Bu denklemden; u, v, w çizgisel hızları, p, q, r açısal hızları, STA, BL, WL gövde eksenindeki boylamsal, yanal ve dikey konumları, i_s rotor shaft açısını göstermektedir. Alt indisler diğer modüller de dahil olmak üzere ilgili modüldeki alt sistemi temsil etmektedir.

Ana rotora ait toplam aerodinamik kuvvet (6) numaralı denklemden gibi hesaplanır [4].

$$\begin{bmatrix} X_{AR} \\ Y_{AR} \\ Z_{AR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(i_s) & 0 & -\sin(i_s) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(i_s) & 0 & \cos(i_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -H_H \\ Y_H \\ -T \end{bmatrix} \quad (6)$$

Bu denklemden; X, Y, Z, H kuvvetleri, T ise dönme momentini ifade etmektedir.

Ana rotora ait toplam aerodinamik moment (7) numaralı denklemden gibi hesaplanır [4].

$$\begin{bmatrix} L_{AR} \\ M_{AR} \\ N_{AR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(i_s) & 0 & -\sin(i_s) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(i_s) & 0 & \cos(i_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_H \\ M_H \\ Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} STA_{AR} - STA_{cg} \\ BL_{AR} - BL_{cg} \\ WL_{AR} - WL_{cg} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_{AR} \\ Y_{AR} \\ Z_{AR} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Bu denklemden; L, M, N, Q momentleri temsil etmektedir.

2.3. Kuyruk Rotor Modeli

Kuyruk rotoru helikopterlerin kararlılık ve yön kontrolü için hayati önem taşımaktadır. Nadiren kuyruk rotoru olmayan helikopterler bulunsun da helikopterleri büyük bir kısmı kuyruk

rotoru bulundurmaktadır. Kuyruk rotoru, hava aracının kuyruğun kısmında bulunan ve ana rotorun oluşturduğu tork kuvvetini dengelemeye yarayan sistemdir.

Helikopterin kuyruk rotorunda da 4 adet pal bulunmaktadır. Bu pallerin açısı pedallara basılarak değiştirilir. Bu sayede düşük hızlarda pedallar hangi yöne basılırsa, helikopter o yöne döner.

Kuyruk rotoruna ait çizgisel hız, hava aracının çizgisel ve açısal hızları ile ani rüzgar hızı kullanılarak (8) numaralı denklemdeki gibi hesaplanır [4].

$$\begin{bmatrix} u_{KR} \\ v_{KR} \\ w_{KR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_B \\ v_B + p_B(WL_{KR} - WL_{cg}) - r_B(STA_{TR} - STA_{cg}) \\ w_B + q_B(STA_{KR} - STA_{cg}) + w_{i_{KR}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_R \\ v_R \\ w_R \end{bmatrix} \quad (8)$$

Burada; w_i ana rotordan kaynaklanan aşağı akış hızı ifade etmektedir.

Kuyruk rotoruna ait toplam aerodinamik kuvvet (9) numaralı denklemdeki şekilde hesaplanır [5].

$$\begin{bmatrix} X_{KR} \\ Y_{KR} \\ Z_{KR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \sin(K) & -\cos(K) \\ 0 & \cos(K) & \sin(K) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{TRC} \\ Y_{TRC} \\ Z_{TRC} \end{bmatrix} \quad (9)$$

Bu denklemde K kuyruk rotoru eğim açısını temsil etmektedir. Kuyruk rotoruna ait toplam aerodinamik moment (10-12) numaralı denklemlerdeki şekilde hesaplanır [5].

$$L_{KR} = Y_{KR}(WL_{KR} - WL_{cg}) \quad (10)$$

$$M_{KR} = -Q_{TRCW} \cos(K) + Z_{KR}(STA_{KR} - STA_{cg}) - X_{KR}(WL_{KR} - WL_{cg}) \quad (11)$$

$$N_{KR} = Q_{TRCW} \sin(K) - Y_{KR}(STA_{KR} - STA_{cg}) \quad (12)$$

2.4. Gövde Modeli

Gövdenin üzerinde oluşan aerodinamik kuvvet ve momentler hesaplanması açısından zordur. Bu zorluğun temel sebebi gövdeye ait aerodinamik veri tabanına ihtiyaç duyulmasıdır. Yatay dengeleyici ve dikey kuyruk için böyle verilere ulaşmak nispeten kolay olsa da helikopter gövdesi gibi yapılar için bu verilere ulaşmak oldukça zor ve maliyetlidir. Rüzgar tüneli deneyleri gibi çalışmalar bu ihtiyacı karşılasa da maliyet açısından pek olası olmayabilir.

Bir alternatif olarak gövdeye ait x, y ve z eksenleri eşdeğer düz plakalar olarak kabul edilerek, bu eksenlere karşılık gelen kuvvet ve momentler hesaplanabilir [10]. Aşağıda verilen (13) ve (14) numaralı denklemler gövdeye ait kuvvet ve moment hesaplamalarını göstermektedir [10].

$$\begin{bmatrix} X_G \\ Y_G \\ Z_G \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \rho u_G^2 A_{ref}^{\text{ön}} \\ \frac{1}{2} \rho u_G^2 A_{ref}^{\text{yan}} \\ \frac{1}{2} \rho u_G^2 A_{ref}^{\text{üst}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} L_G \\ M_G \\ N_G \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} STA_G - STA_{cg} \\ BL_G - BL_{cg} \\ WL_G - WL_{cg} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} X_G \\ Y_G \\ Z_G \end{bmatrix} \quad (14)$$

Bu denklemde; ρ hava yoğunluğunu, A helikopter yüzey alanını ifade etmektedir.

2.5. Dikey Kuyruk Modeli

Dikey kuyruk, helikopterin yanallı dengesini sağlamaya yarayan bir kontrol yüzeyidir. Ana rotor tarafından oluşan torku

dengeler, helikopterin rüzgarlı durumlarda ve iniş/kalkış sırasında sağa/sola dönmesini önler. Bu şekilde helikopterin kararlı olması sağlanmaktadır.

Dikey kuyruğa ait çizgisel hız, hava aracının çizgisel ve açısal hızları ile ani rüzgar hızı kullanılarak (15) numaralı denklemdeki gibi hesaplanır [4, 6].

$$\begin{bmatrix} u_{DK} \\ v_{DK} \\ w_{DK} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_B \\ v_B - r_B(STA_{DK} - STA_{cg}) + v_{i_{DK}} k_{v_{KR}} \\ w_B + q_B(STA_{DK} - STA_{cg}) + w_{i_{DK}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_R \\ v_R \\ w_R \end{bmatrix} \quad (15)$$

Burada; v_i ana rotorun rotor diskindeki indüklenen hızı, k_v kuyruk rotoru izinde dikey kuyruk oranını hesaba katan faktörü temsil etmektedir.

Dikey kuyruktaki kaldırma ve sürüklenme kuvvetlerini hesaplamak için kullanılan ikinci dereceden aerodinamik ifade (16) ve (17) numaralı denklemlerde gösterilmiştir [10].

$$L_{DK} = \frac{1}{2} \rho V_{DK}^2 A^2 C_{L_{DK}} \quad (16)$$

$$D_{DK} = \frac{1}{2} \rho V_{DK}^2 A^2 C_{D_{DK}} \quad (17)$$

Bu denklemlerde; V ortalama hızı, C_L kaldırma katsayısını ve C_D ise sürüklenme katsayısını ifade etmektedir.

2.6. Yatay Dengeleyici Modeli

Yatay dengeleyici, helikopterin kararlı ve kontrollü uçuşunda çok önemli rol üstlenmektedir. Kuyruk gövdesinin üst kısmında yer alır ve kanat benzeri bir şekle sahiptir. Bu sayede hava akımının etkisiyle oluşan basınç farklarından yararlanarak dikey yöndeki dengeye katkıda bulunmaktadır.

Yatay dengeleyiciye ait çizgisel hız, hava aracının çizgisel ve açısal hızları ile ani rüzgar hızı kullanılarak (18) numaralı denklemdeki gibi hesaplanır [4, 6].

$$\begin{bmatrix} u_{YD} \\ v_{YD} \\ w_{YD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_B \\ v_B - r_B(STA_{YS} - STA_{cg}) \\ w_B + q_B(STA_{YS} - STA_{cg}) + w_{i_{YS}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_R \\ v_R \\ w_R \end{bmatrix} \quad (18)$$

Burada; w_i ana rotordan kaynaklanan aşağı akış hızı ifade etmektedir.

Yatay dengeleyicinin şekli ve konumu, hava akımını yönlendirerek belirli bir kaldırma kuvveti oluşturur. Bu kuvvet, helikopterin doğal eğilim hareketlerini dengeler ve daha kontrollü uçuş sağlar.

Yatay dengeleyicide oluşan kaldırma ve sürüklenme kuvvetlerini hesaplamak için kullanılan ikinci dereceden aerodinamik ifade (19) ve (20) numaralı denklemlerde gösterilmiştir [10].

$$L_{YS} = \frac{1}{2} \rho V_{YS}^2 A^2 C_{L_{YS}} \quad (19)$$

$$D_{YS} = \frac{1}{2} \rho V_{YS}^2 A^2 C_{D_{YS}} \quad (20)$$

2.7. Toplam Kuvvet Modeli

Buraya kadar anlatılan sistemler, her biri ayrı ayrı olacak şekilde hava aracının ağırlık merkezinde aerodinamik kuvvet oluştururlar. Bu bölümde ise bu kuvvetlerin x, y ve z eksenlerinde oluşturdukları kuvvetlerin birleştirilme işlemi gerçekleştirilmiştir.

Helikopter üzerindeki kuvvetleri gösteren işlem (21) numaralı denklemde verilmiştir [6].

$$\begin{bmatrix} X_B \\ Y_B \\ Z_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_{AR} \\ Y_{AR} \\ Z_{AR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{KR} \\ Y_{KR} \\ Z_{KR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_G \\ Y_G \\ Z_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{DK} \\ Y_{DK} \\ Z_{DK} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X_{YS} \\ Y_{YS} \\ Z_{YS} \end{bmatrix} \quad (21)$$

2.8. Toplam Moment Modeli

Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi bu sistemler aynı zamanda hava aracının ağırlık merkezinde aerodinamik moment de oluşturmurlar. Bu bölümde ise bu momentlerin x, y ve z eksenlerinde oluşturdıkları kuvvetlerin birleştirilme işlemi gerçekleştirilmiştir.

Helikopter üzerindeki momentleri gösteren işlem (22) numaralı denklemde verilmiştir [6].

$$\begin{bmatrix} L_B \\ M_B \\ N_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{AR} \\ M_{AR} \\ N_{AR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{KR} \\ M_{KR} \\ N_{KR} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_G \\ M_G \\ N_G \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{DK} \\ M_{DK} \\ N_{DK} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{YS} \\ M_{YS} \\ N_{YS} \end{bmatrix} \quad (22)$$

2.9. Katı Cisim Dinamiği Modeli

Bu bölümde helikoptere ait öteleme, konum, dönme ve Euler açısı dinamikleri anlatılacaktır. Bu dinamikler ile helikopterin altı serbestlik dereceli katı cisim dinamiği elde edilmektedir.

2.9.1 Öteleme Dinamiği

Helikoptere ait öteleme dinamikleri Newton yöntemiyle elde edilir. Bu yöntem kullanılarak elde edilen ifade (23) numaralı denklemde verilmiştir [6].

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_B \\ \dot{v}_B \\ \dot{w}_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -r_B & q_B \\ r_B & 0 & -p_B \\ -q_B & p_B & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_B \\ v_B \\ w_B \end{bmatrix} + g \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \sin(\phi) \\ \cos(\theta) \cos(\phi) \end{bmatrix} + \frac{1}{m} \begin{bmatrix} X_B \\ Y_B \\ Z_B \end{bmatrix} \quad (23)$$

Bu denklemde ϕ, θ Euler açılarını, m helikopterin toplam kütlelerini ifade etmektedir.

2.9.2 Konum Dinamiği

Konum dinamiği denklemini elde etmek için helikopter hız vektörü ile dünya ekseninden gövde eksenine dönüşümü sağlayan dönüşüm matrisinin çarpılması yeterli olacaktır. Bu işlem (24) numaralı denklemde verilmiştir [6].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_e \\ \dot{y}_e \\ \dot{z}_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c\theta \cos\psi & s\phi s\theta c\psi - c\phi s\psi & c\phi s\theta c\psi + s\phi s\psi \\ c\theta \sin\psi & s\phi s\theta s\psi + c\phi c\psi & c\phi s\theta s\psi - s\phi c\psi \\ -s\theta & s\phi c\theta & c\phi c\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_B \\ v_B \\ w_B \end{bmatrix} \quad (24)$$

Bu denklemde ψ euler açısını, x, y, z helikopterin konum değerlerini, s, c ise sin ve cos trigonometrik işlemlerini ifade etmektedir.

2.9.3 Dönme Dinamiği

Helikopterin sahip olduğu dönme dinamiği, Newton yöntemlerinin kullanılması ile modellenir. Bu yöntemden faydalanılarak (25) numaralı denkleme ulaşılmıştır [6].

$$\begin{bmatrix} \dot{p}_B \\ \dot{q}_B \\ \dot{r}_B \end{bmatrix} = -I^{-1} \left(\begin{bmatrix} p_B \\ q_B \\ r_B \end{bmatrix} \times \left(I \times \begin{bmatrix} p_B \\ q_B \\ r_B \end{bmatrix} \right) \right) + I^{-1} \begin{bmatrix} L_B \\ M_B \\ N_B \end{bmatrix} \quad (25)$$

2.9.4 Euler Açısı Dinamiği

Çalışmada kullanılan helikopterin altı serbestlik derecesine sahip olan modelinde x, y ve z eksenleri etrafında gerçekleştirdiği dönüş hareketi Euler açıları ile ifade edilir.

Bu hareketler şu şekildedir:

- Yuvarlanma Hareketi (ϕ açısı, x-ekseni etrafında)
- Yunuslama Hareketi (θ açısı, y-ekseni etrafında)
- Sapma Hareketi (ψ açısı, x-ekseni etrafında)

Euler açıları hesaplanırken Euler açılarının türevleri ve açısal hızlar kullanılmaktadır. Bu ilişkiyi gösteren yapı (26) numaralı denklemde verilmiştir [6].

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi}_B \\ \dot{\theta}_B \\ \dot{\psi}_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \tan(\theta) \sin(\phi) & \tan(\theta) \cos(\phi) \\ 0 & \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ 0 & \frac{\sin(\phi)}{\cos(\theta)} & \frac{\cos(\phi)}{\cos(\theta)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_B \\ q_B \\ r_B \end{bmatrix} \quad (26)$$

2.10. Ani Rüzgar Modeli

Helikopterler için önemli bozucu etkilere biri de ani rüzgarlardır. Bu çalışmada bu bozucu etki de ilgili modele eklenmiştir. Bu model oluşturulurken “1-cos” metodu kullanılmıştır. Bu metod ile ani rüzgar hızı, etkinin yaşandığı mesafe boyunca helikopter hızına dahil edilir. Bu işlemde etki altında kat edilen mesafe, rüzgar esintisinin büyüklüğü ve ani rüzgar uzunluğu kullanılır.

Aşağıda verilen (27) numaralı denklemde ise bahsedilen bu işlem gösterilmektedir [11].

$$V_{wind} = \begin{cases} 0 & x < 0 \\ \frac{V_m}{2} \left(1 - \cos\left(\frac{\pi x}{d_m}\right) \right) & 0 \leq x \leq d_m \\ V_m & x > d_m \end{cases} \quad (27)$$

Bu denklemde V_{wind} rüzgar hızını, V_m genelleştirilmiş ayırık rüzgar şiddetini, d_m genelleştirilmiş ayırık rüzgar uzunluğunu, x mesafeyi ifade etmektedir.

3. Doğrusal Karesel Regülatör (DKR) Tasarımı

Bu bölümde, çalışmada detaylı matematiksel denklemleri verilen helikopter için Doğrusal Karesel Regülatör tasarımı yapılmıştır.

Öncelikle elde edilen model belirli bir denge noktası etrafında doğrusallaştırılmıştır. Elde edilen doğrusal model indirgenerek matematiksel modelin durumları belirli bir sayıya düşürülmüştür. Güncel doğrusal model için maliyet fonksiyonuna göre bir Doğrusal Karesel Regülatör tasarlanmıştır.

3.1. Sistemin Doğrusallaştırılması

Bu çalışmada elde edilen doğrusal olmayan helikopter modeli bu aşamada “Eleme ile Gradyan İnişi” yöntemi ile sistem 18 durumdan oluşacak şekilde doğrusallaştırılmıştır. Ardından model indirgeme yapılarak durum sayısı 12’ye düşürülmüştür.

Model indirgeme yapılırken, sistemin dinamiklerini ve yavaş dinamikleri etkilemeyen durumlar basitçe kesilir. Durum kesme işleminde (28) ve (29) numaralı denklemler kullanılmıştır [9].

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(t) \quad (28)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} C_1 & C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + Du(t) \quad (29)$$

Bu denklemde $x(t)$ sistemin durumlarını, A, B, C, D sistemin matrislerini, $y(t)$ sistemin çıkışını, $u(t)$ sistemin girişini ifade

etmektedir. Durumları kesilen sistem ise (30) ve (31) numaralı denklemlerde verilmiştir.

$$\dot{x}_1(t) = A_{11}x_1(t) + B_1u(t) \quad (30)$$

$$y(t) = C_1x_1(t) + Du(t) \quad (31)$$

3.2. Doğrusal Karesel Regülatör Tasarımı

Ele alınan sistemin indirgenmiş doğrusal modelini kapalı çevrim kararlı hale getirmek için Doğrusal Karesel Regülatör (DKR) tasarlanmıştır.

DKR, bir maliyet fonksiyonunun minimizasyonu yardımıyla herhangi başlangıç koşulundan başlayan durum yörüngelerini sifıra götüren ve bu sayede sistemin kararlılığını garanti eden bir durum geri beslemeli kontrolördür.

İlgili maliyet fonksiyonu (33) numaralı denklemde verildiği gibi seçilmiştir [9].

$$J = \int_0^T (x(t)^T Q x(t) + u(t)^T R u(t)) dt \quad (33)$$

Bu denklemde; Q ve R durum ve giriş ağırlık matrislerini ifade etmektedir. Burada $Q \geq 0$ ve $R > 0$ matrisleri simetrik ve pozitif tanımlı matrislerdir [9].

Durum – geri besleme kontrol kuralı olarak sisteme (34) numaralı denklemde verilen ifade uygulanmıştır [9].

$$u(t) = -Kx(t) \quad (34)$$

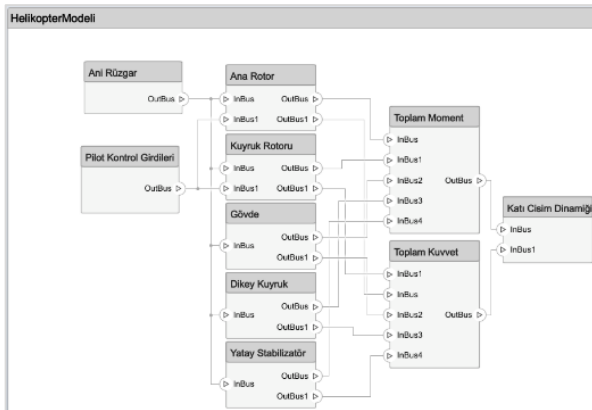
4. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, teorik olarak anlatılan tüm modelleme ve tasarım süreçlerinin MATLAB ortamında benzetim çalışmaları yapılmış ve elde edilen sonuçlar analiz edilmiştir.

4.1. Helikopter Modelinin Oluşturulması

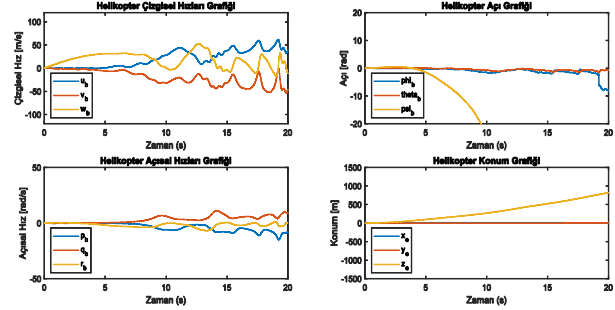
Bu çalışmada elde edilen matematiksel denklemler alt sistemlerden başlanarak tüm modelin oluşacağı şekilde modellenmiştir. Bu süreçte model tabanlı tasarım metodoloji benimsenmiştir. Bu sayede modelde yapılacak değişimlerin kolaylıkla gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Ayrıca oluşturulan modelin okunabilirliğinin artması hedeflenmiştir.

Helikopter ilk bölümde bahsedilen on alt sistemin sırasıyla mimarilerinin oluşturulup, modele dökülmesiyle gerçekleştirilmiştir. Şekil 3'te oluşturulan modele ait mimari verilmiştir.



Şekil 3: Helikopter modeli mimarisi

Helikopter modeline denklem (27) verilen ani rüzgar modeli bozucu etki olarak entegre edilmiştir. Şekil 3'teki mimari kullanılarak elde edilen doğrusal olmayan modelin 0 giriş ile benzetimi yapılmıştır. Benzetim sonucunda helikoptere ait çizgisel ve açılal hızlar, açı ve konum değerleri Şekil 4'te verilmiştir.



Şekil 4: Helikopter çizgisel ve açılal hızları, açı ve konum değerleri

Şekillerden de görüleceği üzere yaklaşık 5 saniye sonunda sistemin kararsız hale geldiği anlaşılmaktadır. Bu durumun sebepleri, helikopterin kontrol girdilerinin sıfır olarak verilip başlatılması ve sistemin doğrusal olmayan dinamiklere sahip olmasıdır.

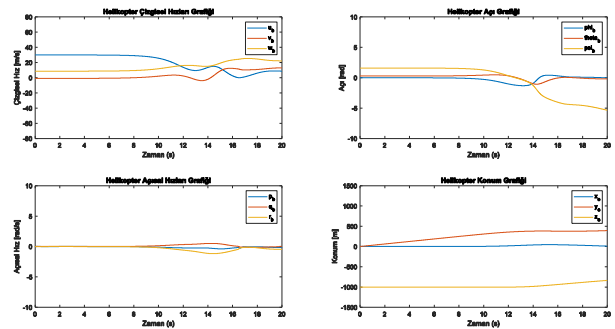
Bu durumda, sistemin denge noktasının belirlenerek doğrusallaştırılması ve sistemi kararlı kılan kapalı çevrim bir kontrol yapısının oluşturulması gerekliliği anlaşılmaktadır.

4.2. Helikopterin Denge Noktasının Bulunması

Helikopter, askıda kalma, ileri uçuş, dikey iniş/kalkış, eşgüdümlü dönüş ve oto-rotasyon gibi farklı uçuş manevralarına sahip döner kanatlı hava araçlarıdır.

Bu çalışmada ilgili hava aracı düz uçuş manevrası için denge noktası belirlenmektedir. Bu manevra için bir senaryo oluşturulmuştur. Bu senaryoya göre helikopter 1000 m yükseklikte 30 m/s ile düz uçuş manevrası gerçekleştirecektir.

Şekil 5'te bu senaryo sonucunda oluşan durumlar verilmiştir.



Şekil 5: Denge noktası sonrası helikopter çizgisel ve açılal hızları, açı ve konum değerleri

Elde edilen sonuçlar incelendiğinde denge noktası etrafında önceki duruma göre iyileşmeler görülsede sistemi kararlı kılan bir kapalı çevrim sistem olmadığından dolayı grafiklerde hala bozulmalar görülmektedir. Bu durumun düzelmesi için sistemin kararlı hale getiren bir kontrolör gerekmektedir.

Ele alınan indirgenmiş doğrusal sistemin açık çevrim özdeğerleri incelendiğinde sistemin orijinde dört adet, sağ yarı düzlemde ise iki adet özdeğeri olduğu görülmektedir. Bu durum ele alınan sistemin açık çevrim kararsız olduğunu göstermektedir.

4.3. DKR Benzetim Sonuçları

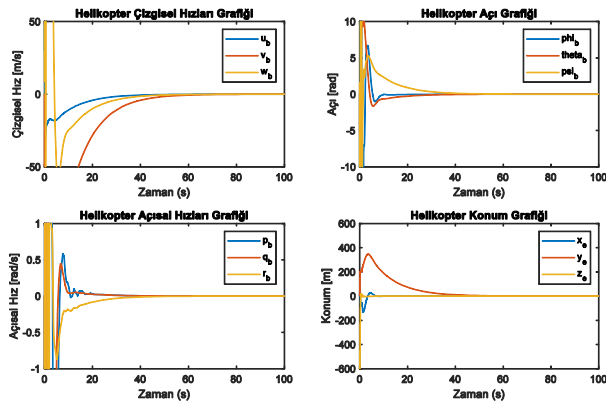
Sistemi kapalı çevrim kararlı hale getirebilmek için doğrusal sisteme tasarlanan DKR uygulanmıştır. DKR tasarlanırken maliyet fonksiyonu hesabında Q ve R matrisleri indirgenmiş sistemin girdilerinin ve düz uçuş manevrası dinamiği için en yüksek etkiye sahip durumların ağırlığına göre seçilmiştir. Seçilen Q ve R matrisleri, sırasıyla $[p, \phi, \Psi, q, r, \theta, u, v, w, x, y, z]$ durumları ve $[\delta_k, \delta_{ynl}, \delta_{byl}, \delta_p]$ helikopter kontrol kumanda girişleri için (35) ve (36) numaralı denklemlerdeki şekilde seçilmiştir.

$$Q = \text{diag}(100, 1, 1, 1, 1, 100, 10, 10, 50, 50, 100) \quad (35)$$

$$R = \text{diag}(0.1, 0.1, 0.1, 0.1) \quad (35)$$

Bu denklemlerde Q durum kazanç matrisini, R ise giriş kazanç matrisini ifade etmektedir.

Bu uygulama sonucunda elde edilen kapalı çevrim sistemin özdeğerleri incelenmiştir. Tasarlanan DKR sisteme uygulandığında kapalı çevrim sistemin tüm özdeğerlerinin sol yarı düzlemde olduğu görülmüştür. Bu sayede sistemin kararlılığı sağlanmıştır. Doğrusal sistem ve DKR kullanılarak oluşturulan kapalı çevrim sistem denge noktası etrafında başlatılarak benzetim çalışmaları yapılmıştır. Bu sonuçlar Şekil 6'da verilmiştir.



Şekil 6: DKR sonrası helikopter çizgisel ve açısız hızları, açı ve konum değerleri

Şekillerde gözlemlenebileceği üzere farklı başlangıç değerlerinden başlayan tüm durumların yörüngeleri DKR ile sıfıra götürülmektedir. Hem tüm özdeğerlerin sol yarı düzlemde olması hem de farklı başlangıç koşullarından başlayan tüm durumların sıfıra gitmesi sistemin kapalı çevrim kararlı hale geldiğini göstermiştir.

5. Sonuçlar

Bu çalışmada altı serbestlik derecesine sahip döner kanatlı hava aracı olan UH-60 helikopterinin model tabanlı modelleme metodolojisi kullanılarak matematiksel modellenmesi gerçekleştirilmiştir. Helikopter, on altı sisteme bölünmüş, altı

modeller oluşturulup daha sonra birleştirilmiştir. Elde edilen doğrusal olmayan model belirli bir denge noktası etrafında doğrusallaştırılmıştır. Doğrusallaştırılan indirgenmiş model için bir doğrusal karesel regülatör tasarımı yapılmıştır. Bu tasarım doğrusal modele uygulanarak sistemin durumlarının yörünge analizi gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar grafikler ile desteklenmiştir. Sonuçlar, tasarlanan doğrusal karesel regülatörün bu model için başarımını ortaya koymaktadır.

Teşekkür

Bu çalışmanın gerçekleşmesine destek veren Türk Havacılık ve Uzay Sanayii A.Ş. şirketine ve çalışanlarına teşekkür ederiz.

Kaynakça

- [1] H. S. Hassan, A. M. Bayoumy, G. M. El-Bayoumy ve M. M. Abdelrahman, "Modeling, Trimming and Simulation of a Full Scale Helicopter", Aerospace Sciences and Aviation Technology, Cairo, 2017.
- [2] M. Şahin, S. M. Küçük, M. B. Sarıca, M. B. Dikmen, M. Şahin ve K. Ertem, "Döner Kanatlı Bir Hava Aracının Model Tabanlı Sistem Mühendisliği Yaklaşımıyla Kapsamlı Matematiksel Modelinin Tasarımı ve Validasyonu", 25. Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, Konya, 2024
- [3] B. Mettler, M. Tischler ve T. Kanade, System Identification Modelling of a Small-Scale Unmanned Rotorcraft For Flight Control Design, Journal Of The American Helicopter Society, January 2002.
- [4] P. D. Talbot B. E. Tinling, W.A. Decker ve R. T. N. Chen, "A Mathematical Model of a Single Main Rotor Helicopter for Piloted Simulation", 1982. (No. NASA-TM-84281)
- [5] K. B. Hilbert, "A Mathematical Model of the UH-60 Helicopter", (No. NASA-TM-85890)
- [6] E. Abdulhamitbilal, "İTÜ-Hafif Ticari Helikopter Uçuş Dinamiği, Kararlılık Analizi ve Geliştirilmiş Kontrol Sistemleri Tasarımı", Doktora Tezi, 2010.
- [7] R. Czyba, "Modelling of Unmanned Model-Scale Helicopter Dynamics for Needs of The Simulator", IFAC Proceedings Volumes, Volume 40, Issue 9, 2007, Pages 173-178
- [8] C. Pasquali, J. Serafini, M. Gennaretti, R. Leibbrandt, "Reduced-Order Helicopter Model Identification from Closed-Loop Data", Aerospace Science and Technology, Volume 153, October 2024, 109419
- [9] K. Şansal, Control of a Helicopter During Autorotation, Yüksek Lisans Tezi, 2018.563
- [10] B. Ren, S. S. Gee, C. Chen, C. H. Fua, ve T. H. Lee, "Modeling, Control and Coordination of Helicopter Systems", Kitap, 2012.
- [11] D. J. Moorhouse, R. J. Woodcock, "Background Information and User Guide for MIL-F-8785C, Military Specification-Flying Qualities of Piloted Airplanes", 1982, (AFWAL-TR-81-3109).

İSMSM Sürücüler için DO-GDG Tabanlı Yük Torku Kestirimi ile İntegral Geri Adımlamalı Hız Kontrolcü Tasarımı

Integral Backstepping Speed Controller Design with NL-ESO Based Load Torque Estimation for IPMSM Drives

Moustafa Hassanein^{1,3}, Fatih Adıgüzel²

¹Aviyonik Mühendisliği Anabilim Dalı
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
{moustafa.hassanein}@std.yildiz.edu.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul, Türkiye
{fatih.adiguzel}@yildiz.edu.tr

³Çamaşır Makinesi İşletmesi-Araştırma ve Geliştirme Direktörlüğü
Beko A.Ş., Manisa, Türkiye
{moustafa.hassanein}@beko.com

Özetçe

Bu çalışma, İç Sabit Mıknatıslı Senkron Motor (İSMSM) akım ve hız kontrolünde yük torkunun *Doğrusal Olmayan Genişletilmiş Durum Gözlemcisi* (DO-GDG) ile kestirildiği ve döngülerin *integral etkili geri adımlama* tekniği ile kapatıldığı birleşik bir kontrol yapısı önermektedir. Gözlemci, mekanik kanaldaki toplam bozucuyu izlerken, kontrolcü Lyapunov tabanlı olarak tasarlanmıştır. DO-GDG için Girdiden Duruma Kararlılık kullanılarak bileşik Lyapunov kararlılık analizi yapılmıştır ve kapalı çevrimin *düzgün olarak nihai sınırlı kararlı* olduğu gösterilmiştir. Ayrıca nihai sınırın kontrolcü ve gözlemci kazanç parametrelerine bağlı olacak şekilde tasarımı yapılmıştır. Tasarım ve performans ayarı açısından, gözlemci bant genişliği arttıkça nihai sınır daralmaktadır. Benzetim çalışmaları, referans hız takibi, akım regülasyonu ve ani yük torku değişimlerine karşı güçlü bozucu bastırma performansını doğrulamaktadır.

Abstract

This study proposes a unified control structure for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor (IPMSM) current and speed control, where the load torque is estimated by a *Non-linear Extended State Observer* (NL-ESO) and the loops are closed with *integral action backstepping technique*. The observer tracks the lumped disturbance in the mechanical channel, while the controller is designed via a Lyapunov-based approach. Using an Input-to-State Stability (ISS) for the NL-ESO, a composite Lyapunov stability analysis is performed, showing that the closed loop is *uniformly ultimately bounded* (UUB) stable. Furthermore, the ultimate bound is derived to be dependent on the controller and observer gain parameters. From a

design and performance tuning perspective, the ultimate bound tightens as the observer bandwidth increases. Simulation studies confirm the strong disturbance rejection performance against sudden load torque changes, as well as accurate reference speed tracking and current regulation.

1. Giriş

İç Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (İSMSM), yüksek verimlilik, geniş hız aralığında çalışma kabiliyeti ve yüksek tork ve güç yoğunluğu gibi üstün özellikleri sayesinde elektrikli araçlar, robotik sistemler ve endüstriyel otomasyon gibi yüksek performans gerektiren modern sürücü uygulamalarında yaygın olarak tercih edilmektedir [1, 2]. Bununla birlikte, İSMSM'lerin kontrolü, rotor konumuyla değişen ve akım eksenleri arasında bağlaşıma neden olan doğrusal olmayan dinamikler, stator direnci (R_s) ve endüktanslar (L_d, L_q) gibi parametrelerdeki belirsizlikler ve zamanla değişen dış yük torku gibi zorluklar içermektedir [3]. Geleneksel olarak kullanılan Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) ve PI kontrolcülerini, nominal çalışma noktası etrafında kararlı sonuçlar verse de, sistem belirsizlikleri ve dış bozucular karşısında performans düşüşleri ve kararlı hal hataları sergileyebilmektedir.

Bu zorlukların üstesinden gelmek için literatürde geri adımlama (backstepping) gibi ileri seviye doğrusal olmayan kontrol yöntemleri yaygın olarak önerilmiştir [1, 2, 3]. Geri adımlama tekniği, Lyapunov tabanlı sistematik bir tasarım süreci sunarak sistemin doğrusal olmayan doğasını ve bağlaşıma (coupling) etkilerini tasarımda ele almaktadır. Özellikle, kararlı hal hatalarını ortadan kaldırmak amacıyla kontrol yapısına integral etkinin dahil edildiği *integral geri adımlamalı* kontrolcüler, üstün referans takibi ve bozucu bastırma performansı göstermiştir [4, 5]. Ancak bu kontrolcülerin etkinliği, sistemdeki tüm belirsizlikleri ve dış bozucuları doğru bir şekilde kestirilmesine bağlıdır.

Endüstriyel uygulamalarda yük torkunun bir tork sensörü ile doğrudan ölçülmesi, maliyeti, sistemin hacmini ve mekanik karmaşıklığını artırdığı için pratik değildir. Bu sorunu aşmak için gözlemci tabanlı kestirim yöntemleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler arasında, Han tarafından önerilen Aktif Bozucu Bastırma Kontrolü (Active Disturbance Rejection Control, ADRC) tekniğinin temel taşı olan *Genişletilmiş Durum Gözlemcisi* (GDG, Extended State Observer - ESO), son yıllarda öne çıkmaktadır [6]. GDG, sistemin içsel belirsizliklerini ve dış bozucuları tek bir toplam bozucu olarak ele alır ve bu bozucu durumu gerçek zamanlı olarak kestirir [7]. Geri adımlamalı kontrolcülerin GDG [8] veya Genişletilmiş Kalman Filtresi (EKF) [9] gibi gözlemcilerle birleştirilmesi, hem hassas kontrolü hem de sensörsüz bozucu telafisini mümkün kılan güçlü yapılar ortaya koymaktadır.

Bu çalışma, İSMMSM sürücüler için birleşik bir kontrol-gözlemci çerçevesi sunmaktadır. Önerilen yapıda hız ve akım döngüleri *integral etkili geri adımlamalı* kontrolcü ile tasarlanırken, mekanik sistemdeki toplam bozucu *Doğrusal Olmayan Genişletilmiş Durum Gözlemcisi* (DO-GDG) ile kestirilmektedir. Bu çalışmanın temel katkıları şu şekilde özetlenebilir. (1) İntegral geri adımlamalı kontrol ile DO-GDG'yi birleştiren bütüncül bir kontrol mimarisi sunulmuştur. (2) Gözlemci hata dinamiği için Girdiden Duruma Kararlılık (Input-to-State Stability, ISS) tipi bir model kullanılarak, kapalı çevrim sisteminin kararlılığı *bileşik Lyapunov fonksiyonu* ile analiz edilmiştir. (3) Analiz sonucunda, sistemin *Üniform Olarak Nihai Sınırlı* (uniformly Ultimately Bounded, UUB) kararlı olduğu ispatlanmıştır ve nihai hata sınırının büyüklüğünün, gözlemci bant genişliğine ve tasarım parametrelerine doğrudan bağlı olduğu matematiksel olarak gösterilmiştir. Bu sonuç, gözlemciyi daha hızlı ayarlayarak hız hatasının sistematik olarak nasıl küçültülebileceğine dair net bir tasarım kılavuzu sunmaktadır. Önerilen kontrolcünün etkinliği hızlı değişen yük ve endüstriyel uygulamalara yakın koşullar altında benzetim çalışmaları ile doğrulanmıştır.

2. İSMMSM Modeli

İSMMSM, üç faz akımı ile sürülmektedir. Ancak üç alternatif akım sinyali regüle etmek yerine Clarke ve Park dönüşümleri ile iki fazda sabit gerilim uygulanabilmektedir. Bu dönüşüm sonucunda oluşan ve rotorla dönen dq eksenlerindeki dinamik model

$$\dot{i}_q = \frac{1}{L_q} [v_q - R_s i_q - \omega_e (L_d i_d + \lambda_{PM})] \quad (1)$$

$$\dot{i}_d = \frac{1}{L_d} [v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q] \quad (2)$$

$$\dot{\omega}_m = \frac{1}{J} [K_t i_q + K_r i_d i_q - b \omega_m - T_L] \quad (3)$$

şeklinde verilmektedir. Burada

$$K_t = \frac{3}{2} p \lambda_{PM} \quad (4)$$

$$K_r = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) \quad (5)$$

$$\omega_e = p \omega_m \quad (6)$$

olarak alınmaktadır. Modele ilişkin durum değişkenleri, girişler ve model parametreleri şu şekilde açıklanmaktadır [10]. Modeldeki durum değişkenleri; q -ekseni akımı i_q (A), d -ekseni akımı

i_d (A) ve rotorun mekanik açısal hızı ω_m (rad/s) olarak tanımlanmıştır. Sistemin kontrol girişleri q -ekseni gerilimi v_q (V) ve d -ekseni gerilimi v_d (V) olup, T_L (N·m) ise dışarıdan uygulanan yük torkunu temsil etmektedir. Modelde kullanılan parametreler ise şunlardır: R_s stator faz direncini (Ω); L_q ve L_d sırasıyla q ve d eksenli endüktanslarını (H); λ_{PM} kalıcı mıknatıs akı bağlanımını (Wb); J rotor atalet momentini ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$); b viskoz sürtünme katsayısını ($\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s}/\text{rad}$) ve p kutup çifti sayısını ifade etmektedir.

İSMMSM sürücülerde zamanla değişen yük torku kontrolü yük değerinin ölçülmesi durumunda çok maliyetli olabilmektedir. Ayrıca, bu değerin ölçülmesine ve diğer tüm parametrelerin bilinmesine rağmen sistemde hassas ve ileri seviyeli bir kontrol olmadığında performans düşüşleri ve kararlı hal hatası gibi problemler olabilmektedir. Bu çalışmada, hem yük torku maliyetinin ortadan kaldırarak yük torku gözlemcisi hem de performans düşüşü ve kararlı hal hatasını minimize eden integral etkili doğrusal olmayan geri adımlamalı kontrol önerilmektedir. Bir sonraki başlıklarda bu tasarımlar verilmektedir.

3. Yük Torku Gözlemleyicisi Tasarımı

Yüksek performanslı bir sürücü sisteminde, kontrolcünün yalnızca referans takibi yapması yeterli değildir; aynı zamanda yük torku gibi doğrudan ölçülmesi pratik olmayan veya maliyetli olan bozucuları da etkin bir şekilde regüle etmesi gerekir. Bu çalışmada mekanik dinamikler üzerine yerleştirilen DO-GDG tabanlı bir tork gözlemleyici tasarlanmaktadır. Mekanik dinamik (3) denkleminde hareketle

$$J \dot{\omega}_m = T_e - b \omega_m - T_L \quad (7)$$

denklemini yazılabilmektedir ve burada elektromanyetik tork

$$T_e = K_t i_q + K_r i_d i_q \quad (8)$$

şeklinde. i_d ve i_q ölçülebilir sinyaller olduğundan T_e de hesaplanabilmektedir. DO-GDG tasarımı

$$\begin{aligned} u &= T_e \\ b_0 &= \frac{1}{J} \\ f &= -\frac{b}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} \\ y &= \omega_m \end{aligned} \quad (9)$$

olarak tanımlar yapılmıştır. Bu tanımlar kullanılarak, motorun mekanik dinamiği (3), gözlemci tasarımı için daha standart bir forma getirilmektedir. Sistemin durumu $x_1 = \omega_m$ ve genişletilmiş durumu $x_2 = f$ olarak alındığında, dinamik denklem:

$$\dot{x}_1 = x_2 + b_0 u \quad (10)$$

halini alır. Burada $u = T_e$ kontrol girdisi ve $b_0 = 1/J$ bilinen sabittir. DO-GDG'nin amacı, sadece sistem çıkışı olan rotor hızını ($y = x_1 = \omega_m$) ölçerek, hem sistemin durumunu (x_1) hem de bu bilinmeyen toplam bozucuyu ($x_2 = f$) gerçek zamanlı olarak kestirmektir. Takip eden alt bölümde bu amaçla tasarlanan gözlemcinin yapısı verilmektedir.

3.1. fal Fonksiyonu ve Parametreleri

Han tarafından önerilen fal(\cdot) doğrusal olmayan fonksiyonu, hata büyükken yüksek, hata küçükken düşük etkin kazanç sağlayarak gürültüye karşı dayanıklılık sunmaktadır [6] ve bu fonksiyonun tanımı

$$\text{fal}(e, \alpha, \delta) = \begin{cases} |e|^\alpha \text{sgn}(e), & |e| > \delta, \\ \frac{e}{\delta^{1-\alpha}}, & |e| \leq \delta, \end{cases} \quad 0.5 \leq \alpha < 1, \delta > 0 \quad (11)$$

şeklindeir.

3.2. DO-GDG Denklemleri

Ölçüm $y = \omega_m$ ve hata $e = y - \hat{\omega}$ olmak üzere DO-GDG

$$\dot{\hat{\omega}} = \hat{a} + \beta_1 \text{fal}(e, \alpha, \delta), \quad (12)$$

$$\hat{a} = b_0 u + \hat{f} + \beta_2 \text{fal}(e, \alpha, \delta), \quad (13)$$

$$\hat{f} = \beta_3 \text{fal}(e, \alpha, \delta). \quad (14)$$

şeklinde verilmektedir. Burada $\hat{\omega}$ hız, \hat{a} ivme ve \hat{f} toplam bozucuya karşılık gelen genişletilmiş durumun tahmin sinyallerini, $\beta_1, \beta_2, \beta_3$ gözleyici kazançlarını ifade etmektedir [6, 7].

3.3. Yük Torku Kestirimi

DO-GDG, doğrudan yük torkunu değil, (9)'da tanımlanan f toplam bozucusunu kestirmektedir. Yük torku tahmini \hat{T}_L , bu kestirimden (\hat{f}) yola çıkarak elde edilmektedir. Toplam bozucu tanımı $\hat{f} \rightarrow f$ varsayımıyla T_L için yeniden düzenlendiğinde

$$\hat{T}_L = -J \hat{f} - b \omega_m \quad (15)$$

halini almaktadır.

4. İntegral Etkili Geri Adımlamalı Kontrol Tasarımı

Bu bölümde modeli (1)–(3)'te verilen İSMSM için hız ve akım döngülerine ait integral etkili geri adımlamalı kontrol yasaları Lyapunov yaklaşımı ile elde edilmektedir.

4.1. Hız Döngüsü

İlk adımda, rotorun açısız hızı referansını takip etmek için hız takip hatası ve integrali

$$e_\omega = \omega_m - \omega_m^* \quad (16)$$

$$z_\omega = \int_0^t e_\omega(\tau) d\tau \quad (17)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. (17)'de verilen terim, kontrol yasasında integral etkisi yaratacak ve hız takibini parametre belirsizliğine rağmen garanti edecektir. Hız takibini sağlamak için i_q akımı i_q^* referansını takip ederken v_q uygulanacaktır. i_q^* referansını elde etmek için ilk (16)'da verilen e_ω durumunun zamana bağlı türevi,

$$\begin{aligned} \dot{e}_\omega &= \dot{\omega}_m - \dot{\omega}_m^* \\ &= \frac{1}{J} (K_t i_q + K_r i_d - b \omega_m - T_L) - \dot{\omega}_m^* \end{aligned} \quad (18)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Hız döngüsünün kararlılığını analiz etmek için, aday Lyapunov fonksiyonu

$$V_1 = \frac{1}{2} e_\omega^2 + \frac{1}{2} k_{\omega i} z_\omega^2 \quad (19)$$

olarak seçilmektedir. $\dot{z}_\omega = e_\omega$ şeklinde alındığında, Lyapunov fonksiyonun zamana bağlı türevi

$$\dot{V}_1 = e_\omega \dot{e}_\omega + k_{\omega i} z_\omega \dot{z}_\omega \quad (20)$$

olarak bulunmaktadır. \dot{V}_1 'i negatif tanımlı yapmak için ve sonucunda hız döngüsünü kararlı kılmak için i_q^* akım referansı

$$i_q^* = \frac{J}{K_t} \left(\frac{b}{J} \omega_m + \frac{\hat{T}_L}{J} + \dot{\omega}_m^* - k_\omega e_\omega - k_{\omega i} z_\omega \right) \quad (21)$$

şeklinde tasarlanmıştır. Burada $k_\omega > 0$ ve $k_{\omega i} > 0$ olacak şekilde seçilmektedir. T_L belirsiz parametre olarak varsayıldığı için yerine \hat{T}_L kullanılmaktadır. i_q^* akım referansı (21) kullanıldığında (20) ifadesi

$$\dot{V}_1 = -k_\omega e_\omega^2 + e_\omega \left(\frac{K_t}{J} e_q + \frac{K_r}{J} e_d i_q \right) - \frac{1}{J} e_\omega \tilde{T}_L \quad (22)$$

biçimini almaktadır. Burada \tilde{T}_L yük torku kestirim hatası $T_L - \hat{T}_L$ şeklinde ifade etmektedir.

4.2. Akım Döngüsü

i_q^* akım referansı (21)'de tanımlandıktan sonra akım hataları

$$e_q = i_q - i_q^* \quad (23)$$

$$e_d = i_d - i_d^* \quad (24)$$

şeklinde tanımlanır. Rotor nominal açısız hızına kadar çalışma bölgesi varsayıldığından, d -eksen akım referansı $i_d^* = 0$ şeklinde seçilmekte ve dolayısıyla $e_d = i_d$ olarak alınmaktadır. İntegral etkisi için, akım hatalarının integral değişkenleri

$$z_q = \int_0^t e_q(\tau) d\tau, \quad z_d = \int_0^t e_d(\tau) d\tau \quad (25)$$

olarak tanımlanmaktadır. Hız döngüsü için (19)'da tanımlanan Lyapunov fonksiyonu genişletilerek

$$V_2 = V_1 + \frac{1}{2} e_q^2 + \frac{1}{2} k_{qi} z_q^2 + \frac{1}{2} e_d^2 + \frac{1}{2} k_{di} z_d^2 \quad (26)$$

olarak tanımlanmaktadır. Akım döngüsünün kararlılığını analiz etmek için Lyapunov fonksiyonun zamana bağlı türevi

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + e_q (\dot{e}_q + k_{qi} z_q) + e_d (\dot{e}_d + k_{di} z_d) \quad (27)$$

olarak hesaplanmaktadır. (1)–(2)'de verilen akım dinamikleri kullanılarak akım hata türevleri

$$\dot{e}_q = \frac{1}{L_q} [v_q - R_s i_q - \omega_e (L_d i_d + \lambda_{PM})] - \dot{i}_q^*, \quad (28)$$

$$\dot{e}_d = \frac{1}{L_d} [v_d - R_s i_d + \omega_e L_q i_q] \quad (29)$$

şeklinde elde edilir.

$$\Phi_q = R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \lambda_{PM}), \quad (30)$$

$$\Phi_d = R_s i_d - \omega_e L_q i_q \quad (31)$$

olarak alınırsa ve (28)–(29), (27)’de yerine konularak \dot{V}_2 ifadesi

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 = & -k_\omega e_\omega^2 + e_\omega \left(\frac{K_t}{J} e_q + \frac{K_r}{J} e_d i_q \right) - \frac{1}{J} e_\omega \tilde{T}_L \\ & + e_q \left[\frac{1}{L_q} (v_q - \Phi_q) - \dot{i}_q^* + k_{qi} z_q \right] \\ & + e_d \left[\frac{1}{L_d} (v_d - \Phi_d) + k_{di} z_d \right]\end{aligned}\quad (32)$$

olarak hesaplanabilmektedir. Böylece (32) denklemindeki e_q ve e_d ile çarpılan parantezler sırasıyla $-k_q e_q$ ve $-k_d e_d$ olacak şekilde seçilir

$$\frac{K_t}{J} e_\omega + \frac{1}{L_q} (v_q - \Phi_q) - \dot{i}_q^* + k_{qi} z_q = -k_q e_q \quad (33)$$

$$\frac{K_r}{J} e_\omega i_q + \frac{1}{L_d} (v_d - \Phi_d) + k_{di} z_d = -k_d e_d \quad (34)$$

ifadeleri yazılmaktadır ve gerilim kontrolcü sinyalleri

$$v_q = L_q \left(\dot{i}_q^* - \frac{K_t}{J} e_\omega - k_q e_q - k_{qi} z_q \right) + \Phi_q, \quad (35)$$

$$v_d = L_d \left(-\frac{K_r}{J} e_\omega i_q - k_d e_d - k_{di} z_d \right) + \Phi_d \quad (36)$$

şeklinde elde edilmektedir. Son olarak (35)–(36) denklemleri (32)’de yerine konularak

$$\dot{V}_2 = -k_\omega e_\omega^2 - k_q e_q^2 - k_d e_d^2 - \frac{1}{J} e_\omega \tilde{T}_L \quad (37)$$

şeklinde elde edilmektedir.

4.3. Girdi–Durum Kararlılık Analizi

DO-GDG bant genişliği (ω_c) ayarlandığında [6, 7, 11] tork kestirim hatası için

$$\dot{\tilde{T}}_L \leq -\lambda_T \tilde{T}_L + d(t), \quad |d(t)| \leq \bar{d}, \quad (38)$$

şeklinde Girdiden Duruma Kararlı tipte bir model alınmaktadır [13]. Burada $-\lambda_T \tilde{T}_L$ terimi kestirim hatasının üstel sönümünü temsil etmektedir. $\lambda_T > 0$ olmak ile birlikte DO-GDG kestirim dinamiğinin yakınsama hızını ifade etmektedir. DO-GDG’nin bant genişliği $\omega_c \simeq \lambda_T$ olarak alınmaktadır. (38)’de $\bar{d} > 0$ şeklinde tanımlanmaktadır. Gürültü girişi $d(t)$ için $|d(t)| \leq \bar{d}$ koşuluna göre tanımlanan üst sınırı ifade etmektedir. Girdiden Duruma Kararlılık analizi için bileşik Lyapunov fonksiyonu

$$V_c = V_2 + \frac{1}{2\gamma} \tilde{T}_L^2, \quad \gamma > 0, \quad (39)$$

olarak seçilir. (37)’deki yük torku kestirim hata terimi, Young eşitsizliği ile [12, 14] ile

$$-\frac{1}{J} e_\omega \tilde{T}_L \leq \frac{\varepsilon}{2} e_\omega^2 + \frac{1}{2\varepsilon J^2} \tilde{T}_L^2, \quad \varepsilon > 0, \quad (40)$$

şeklinde sınırlandırılır. (40) eşitsizliğine göre (37) eşitliği

$$\dot{V}_2 \leq -\left(k_\omega - \frac{\varepsilon}{2}\right) e_\omega^2 - k_q e_q^2 - k_d e_d^2 + \frac{1}{2\varepsilon J^2} \tilde{T}_L^2 \quad (41)$$

halini almaktadır. Ayrıca (38) kullanılarak

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2\gamma} \tilde{T}_L^2 \right) = \frac{1}{\gamma} \tilde{T}_L \dot{\tilde{T}}_L \leq -\frac{\lambda_T}{\gamma} \tilde{T}_L^2 + \frac{\bar{d}}{\gamma} |\tilde{T}_L|. \quad (42)$$

elde edilmektedir. Buradan hareketle (41) ve (42) birlikte alındığında bileşik Lyapunov fonksiyonu

$$\dot{V}_c \leq -\left(k_\omega - \frac{\varepsilon}{2}\right) e_\omega^2 - k_q e_q^2 - k_d e_d^2 - \left(\frac{\lambda_T}{\gamma} - \frac{1}{2\varepsilon J^2}\right) \tilde{T}_L^2 + \frac{\bar{d}}{\gamma} |\tilde{T}_L| \quad (43)$$

olarak hesaplanmaktadır. Aşağıdaki koşul sağlandığında

$$\frac{\lambda_T}{\gamma} > \frac{1}{2\varepsilon J^2} \quad (44)$$

ve $\varepsilon < k_\omega/2$ olarak seçildiğinde, (43)’da \tilde{T}_L^2 katsayısı negatiftir ve $d(t)$ ’ye bağlı kalan tek terim $(\bar{d}/\gamma)|\tilde{T}_L|$ ’dir. Bu terim tekrar Young eşitsizliği ile aşağıdaki gibi değerlendirildiğinde

$$\frac{\bar{d}}{\gamma} |\tilde{T}_L| \leq \frac{a}{2} \tilde{T}_L^2 + \frac{1}{2a} \frac{\bar{d}^2}{\gamma^2}, \quad a = \left(\frac{\lambda_T}{\gamma} - \frac{1}{2\varepsilon J^2}\right) > 0, \quad (45)$$

şeklinde sınırlandırılmaktadır. (45) ifadesi (43) içine konulduğunda

$$\dot{V}_c \leq -\left(k_\omega - \frac{\varepsilon}{2}\right) e_\omega^2 - k_q e_q^2 - k_d e_d^2 - \frac{a}{2} \tilde{T}_L^2 + \frac{1}{2a} \frac{\bar{d}^2}{\gamma^2} \quad (46)$$

elde edilir. $d(t) \equiv 0$ durumunda (43) doğrudan

$$\dot{V}_c \leq -\left(k_\omega - \frac{\varepsilon}{2}\right) e_\omega^2 - k_q e_q^2 - k_d e_d^2 - a \tilde{T}_L^2 \quad (47)$$

sonucunu verir ve kapalı çevrim sistemin asimptotik olarak kararlılığını göstermektedir. $|d(t)| \leq \bar{d}$ durumunda (46) ile V_c ’nin zamana göre türevi pozitif sabit ile negatif tanımlı biçimi alır. (46)’daki ilk dört terimin katsayılarını tek bir sabite indirgemek için

$$\|\chi\|^2 = e_\omega^2 + e_q^2 + e_d^2 + \tilde{T}_L^2 \quad (48)$$

$$\mu = \min \left\{ k_\omega - \frac{\varepsilon}{2}, k_q, k_d, \frac{a}{2} \right\} \quad (49)$$

tanımlamaları verilmektedir. Böylece

$$\left(k_\omega - \frac{\varepsilon}{2}\right) e_\omega^2 + k_q e_q^2 + k_d e_d^2 + \frac{a}{2} \tilde{T}_L^2 \geq \mu \|\chi\|^2 \quad (50)$$

ile sınırlandırılmakta ve Young’dan gelen bozucu üst-sınırı

$$c_d = \frac{1}{2a} \frac{\bar{d}^2}{\gamma^2} \quad (51)$$

şeklinde tanımlanabilmektedir. Böylece (46)

$$\dot{V}_c \leq -\mu \|\chi\|^2 + c_d \quad (52)$$

biçiminde tekrar yazılabilmektedir ve dolayısıyla kapalı çevrim düzgün olarak nihai sınırlıdır. Bu nedenle aşağıdaki bölge dışında türev negatiftir:

$$\|\chi\|^2 > \frac{c_d}{\mu} \Rightarrow \dot{V}_c < 0 \quad (53)$$

ve nihai sınır

$$B = \sqrt{\frac{c_d}{\mu}} \quad (54)$$

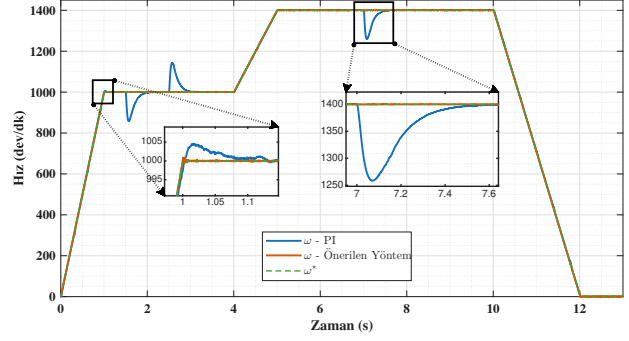
olarak verilmektedir. Tüm yörüngeler sonlu zamanda $\|\chi(t)\| \leq B$ bölgesine girmektedir ve burada kaldığı garanti edilmektedir.

4.4. Son Değerlendirme

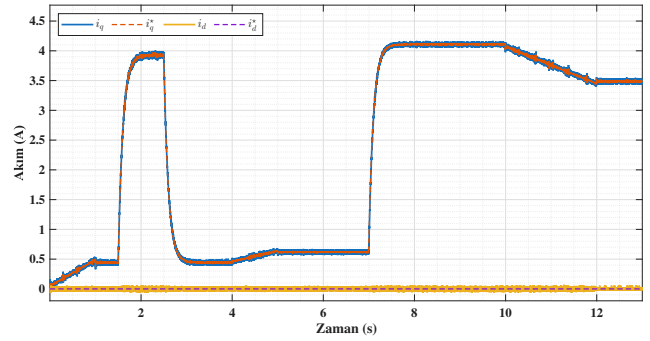
Gerçek zamanlı sürücü sistemlerinde yük torku ve ölçüm gürültüsü fiziksel olarak sınırlıdır. Bu nedenle (38)'deki $|d(t)| \leq \bar{d}$ varsayımı pratikle uyumludur. Han–Gao çizgisindeki ayar ile gözlemci bant genişliği ω_c arttıkça (dolayısıyla λ_T büyüdükçe) tahmin dinamiği hızlanmaktadır ve gürültü girişi $d(t)$ sınırlı kalmaktadır [6, 7, 11]. Kontrolcü kazançları tasarımı *pozitif* alınmıştır (hız döngüsü için k_ω ve $k_{\omega i}$; q -akımı için k_q ve k_{qi} ; d -akımı için k_d ve k_{di}). Bu seçim, (37) ve (46) denklemlerindeki hata dinamiğini oluşturan terimlerin katsayılarını pozitif kılarak, bileşik Lyapunov eşitsizliğinin türevinin negatif tanımlı olmasını garanti etmektedir. Bu koşullar altında (52) denklemi elde edilir ve $|d(t)| \leq \bar{d}$ için nihai sınır (54) denklemi ile verilmektedir. Gözlemci bant genişliği ω_c artırıldıkça λ_T ve dolayısıyla a büyümektedir. Bunun sonucunda bozucu üst-sınırı c_d küçülmektedir ve μ' büyümektedir. Sonuçta nihai sınır B küçülmektedir. Gürültüsüz veya bozucusuz durumda ($d(t) \equiv 0$) $c_d = 0$ ve (47) eşitsizliğine göre kapalı çevrim sistem asimptotik olarak kararlı olmaktadır [12, 13].

5. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde önerilen gözleyici tabanlı dayanıklı geri adımlı kontrolcü, endüstride kullanılan standart bir referans profiline [15] dayanarak MATLAB/SIMULINK benzetim ortamında değerlendirilmiştir. Benzetimde kontrolcünün emülatörü, sürekli zamanlı motor modeline uygulanmıştır. Hız ve akım döngülerinin örneklem frekansları sırasıyla 1 kHz ve 16 kHz olarak ayarlanmıştır. v_d ve v_q gerilim komutları üç faza dönüştürülmüş, uzay vektör darbe genişliği modülasyonu (Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM)) ile gerilim kaynağı evirici sürülerek motora üç faz gerilim uygulanmıştır. İSMMS'e uygulanabilecek maksimum gerilim, $V_{dc} = 325$ V DC bara gerilimi için $V_{dq,max} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \simeq 188$ yaklaşık olarak hesaplanmaktadır. Böylece benzetim ortamı gerçek zamanlı uygulama koşullarına olabildiğince yakınlştırılmıştır. Benzetim çalışmasının süresi $t \in [0, 13]$ s olarak alınmıştır. Benzetimlerde kullanılan motorun nominal gerçek parametreleri, stator faz direnci $R_s = 1.955 \Omega$, d -eksen endüktansı $L_d = 10.28$ mH, q -eksen endüktansı $L_q = 16.40$ mH, kalıcı mıknatıs akı bağlanımı $\lambda_{PM} = 0.121438$ Wb, kutup çifti sayısı $p = 4$, atalet momenti $J = 3.40 \times 10^{-4}$ kg m², viskoz sürtünme katsayısı $b = 0.003$ N m s/rad, nominal tork $T_n = 1.27$ N m ve nominal hız $n_n = 3000$ rpm olarak kabul edilmiştir. kontrolcü ve gözleyici kazançları, akım döngüsünün hız döngüsünden; gözlemcinin de hız döngüsünden belirgin biçimde daha hızlı çalıştığı bant genişliği hiyerarşisine göre seçilmektedir. Sayısal olarak $k_\omega = 10.8275$, $k_{\omega i} = 7.3618$, $k_d = 8.9474$, $k_{di} = 6.3054$, $k_q = 11.6596$, $k_{qi} = 12.2660$, $\beta_1 = 628.3$, $\beta_2 = 1256.6$ ve $\beta_3 = 1884.9$ şeklinde atanmıştır.



Şekil 1: Hız takibi



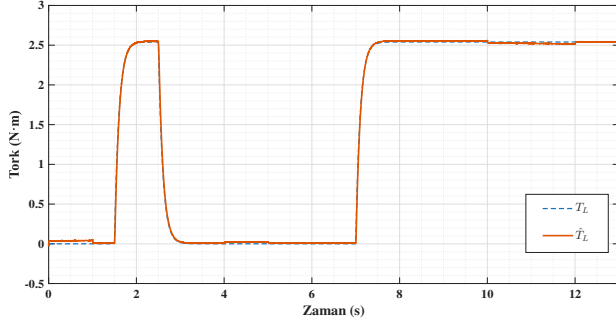
Şekil 2: i_q ve i_d akım takibi

Şekil 1'de rotor hızı ve referans yörüngesi verilmiştir. PI (mavi) aşma ve yük torku eklenince belirgin altsapma ve yavaş toparlanma sergilerken; önerilen yöntem, yüksek hassasiyetle takip etmektedir. Hız hatası, tüm çalışma boyunca yaklaşık ± 1 dev/dk'lık dar bir bantta kalmaktadır. Bu sonuç, integral etkili geri adımlı kontrolcünün kalıcı hatayı sıfırladığını ve DO-GDG'nin toplam bozucuyu etkin bir şekilde regüle ettiğini doğrulamaktadır. Bu davranış, geri adımlı hız döngüsünün integral etkisiyle kalıcı hatayı bastırdığını ve DO-GDG'nin toplam bozucuyu yeterli hızda telafi ettiğini göstermektedir.

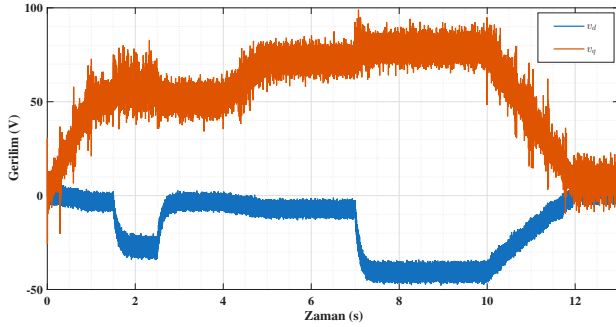
Akım döngülerinin performansı Şekil 2'de sunulmuştur. i_q akımı, geri adımlı kontrolcü tarafından üretilen referansı basamak ve rampa tipi değişimlerde bile takip etmektedir. Rotor hızının çok hassas takip edildiği göz önüne alındığında, bu istenen motor torkunun çok hassas bir şekilde üretildiğini göstermektedir. i_d akımı ise, istenen sıfır referansını ortalama başarılı bir şekilde takip etmektedir. Sinyal üzerindeki yüksek frekanslı salınımlar, eviricinin PWM anahtarlama karakteristiğinden kaynaklanan beklenen akım dalgalanmalarıdır. Kontrolcünün bu dalgalanmalara rağmen i_d akımını sıfırda regüle edebilmesi, tasarlanan kontrol yapısının etkinliğini kanıtlamaktadır.

Şekil 3'te, sisteme uygulanan tork sinyali ve DO-GDG tabanlı gözlemcinin yük torku kestirim sinyali sunulmaktadır. Kestirilen torkun (\hat{T}_L), gerçek torku (T_L) ile başarıyla gözlediği görülmektedir. Gözlemcinin ani yük değişimlerini çok küçük bir gecikmeyle ve yüksek doğrulukla yakalayabilmesi, kontrolcünün yükü etkin bir şekilde regüle etmesini sağlamaktadır.

Son olarak, Şekil 4'te, İSMMS sürücüsünde hassas akım ve hız kontrolünü sağlamak için kontrolcü tarafından üretilen v_d



Şekil 3: Yük torku kestirimi



Şekil 4: v_d ve v_q kontrol sinyalleri

ve v_q gerilim sinyalleri gösterilmektedir. Şekil 2’de, yük torku uygulanma ve çekilme anlarında i_d akım sinyalinin yükselmesi ve düşüşü görülmektedir. Bu değişimlerin varlığı kontrol sinyalinde değişimlerdir. Ayrıca, anlık yüksek gerilim oluşmadığı ve evirici gürültüsüne rağmen başarılı bir şekilde kontrol sinyallerinin üretildiği görülmektedir. Dahası, kontrol sinyallerinin sisteme uygulanabilecek maksimum gerilime takılmamaktadır.

6. Sonuçlar

İSMSG hız kontrolü için DO-GDG (NL-ESO) tabanlı yük torku gözleyicili integral etkili geri adımalmalı kontrol yapısı bu çalışmada gerçekleştirilmiştir ve bu önerilen kontrol yöntemi ile kapalı çevrim sistemde yük torku bozucularının sınırlı olduğu varsayımı altında *düzgün olarak nihai sınırlı kararlılığı* elde edilmiştir. Gözlemci ve kontrol kazançlarının sistematik ayarıyla, gözlemci bant genişliği arttıkça nihai hatanın küçüldüğü ve hız döngüsünün performansının artırılabilceği teorik olarak gösterilmiştir.

Önerilen kontrol yapısının etkinliği benzetim çalışmaları ile gösterilmiştir. Elde edilen optimal ayarlarla zamanla değişen hız referansları yüksek doğrulukla takip edilmiş, yük torkundaki ani değişimler DO-GDG tarafından kestirilmiştir. Benzetim sonuçlarından, akım (i_q, i_d) ve gerilim (v_q, v_d) büyüklüklerinin sürücü donanımı açısından uygulanabilir sınırlar içinde kaldığını doğrulayan sonuçlar elde edilmiştir. İlerleyen çalışmalarda farklı gözlemci yapılarının ve otomatik kazanç arama yöntemlerinin karşılaştırılması ve gerçek zamanlı donanım üzerinde deneysel doğrulama planlanmaktadır.

7. Kaynakça

- [1] M. N. Uddin and J. Lau, “Adaptive backstepping based nonlinear control of an IPMSM drive,” in *2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, 2004, pp. 3451–3457.
- [2] G. Foo and M. F. Rahman, “Direct torque and flux control of an IPM synchronous motor drive using a backstepping approach,” *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no. 5, pp. 413–421, 2009.
- [3] N. Salah, S. Benchabane, and S. Moreau, “Modified backstepping control of IPMSM: Experimental tests,” *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 236, no. 8, pp. 1590–1602, 2022.
- [4] M. Hoshyar and M. Mola, “Full Adaptive Integral Backstepping Controller for Interior Permanent Magnet Synchronous Motors,” *Asian Journal of Control*, vol. 20, no. 2, pp. 768–779, 2018.
- [5] M. A. Hamida, A. Glumineau, and J. de Leon, “Robust integral backstepping control for sensorless IPM synchronous motor controller,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 349, no. 5, pp. 1734–1757, 2012.
- [6] J. Q. Han, “From PID to Active Disturbance Rejection Control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 900–906, 2009.
- [7] Z. Gao, “Scaling and Bandwidth-Parameterization Based Controller Tuning,” in *Proc. of the American Control Conference (ACC)*, 2003, pp. 4989–4996.
- [8] C.-I. Nicola, M. Nicola, and D. Selişteanu, “Sensorless Control of PMSM Based on Backstepping-PSO-Type Controller and ESO-Type Observer Using Real-Time Hardware,” *Electronics*, vol. 10, no. 17, p. 2080, 2021.
- [9] C. Uyulan, “Backstepping Control Design in Conjunction with an EKF-based Sensorless Field-Oriented Control of an IPMSM,” *Qeios*, 2024. [Online]. Available: <https://doi.org/10.32388/ixusw5>
- [10] M. Vilathgamuwa, M. A. Rahman, and K. J. Tseng, “Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor,” in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference*, vol. 2, 2000, pp. 1115–1120.
- [11] Z. Gao, “Active Disturbance Rejection Control: A Paradigm Shift in Feedback Control System Design,” in *Proc. of the American Control Conference (ACC)*, 2006, pp. 2399–2405.
- [12] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [13] E. D. Sontag and Y. Wang, “On Characterizations of the Input-to-State Stability Property,” *Systems & Control Letters*, vol. 24, no. 5, pp. 351–359, 1995.
- [14] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Feron, and V. Balakrishnan, *Linear Matrix Inequalities in System and Control Theory*. Philadelphia, PA: SIAM, 1994.
- [15] A. Glumineau and J. de León Morales, *Sensorless AC Electric Motor Control: Robust Advanced Design Techniques and Applications*. London, UK: Springer, 2016.

Politika-Dışı Q-Öğrenme ile Veri Tabanlı LQR Aktif Süspansiyon Kontrolü ve Potansiyel Enerji Kazanımı Analizi

Active Suspension Control and Potential Recoverable Energy Analysis Using Data-Based LQR via Off-Policy Q-Learning

Ahmed BEYATLI¹, Bilal EROL² Volkan SEZER¹

¹Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
{beyatli23, sezerv}@itu.edu.tr

²Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
berol@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, çeyrek araç süspansiyon sistemi için politika-dışı veri tabanlı Q-öğrenme algoritması kullanılarak optimal aktif kontrol tasarımı sunulmaktadır. Sistem dinamiklerinin önceden bilinmediği durumda, kalıcı uyarıcı (PE) giriş sinyalleri kullanılarak toplanan verilerden optimal kontrol politikası öğrenilmekte ve sistem tanılama gereksinimi ortadan kaldırılmaktadır. Önerilen yöntem, iteratif politika iyileştirmesi yoluyla ayrık zamanlı Doğrusal Kuadratik Düzenleyici (LQR) problemini çözmekte ve 10 iterasyon içinde optimal kazanç matrisine yakınsamaktadır. Darbe-çukur ve stokastik yol profillerinde yapılan performans değerlendirmesi, veri tabanlı kontrolörün geleneksel model tabanlı LQR kontrolü ile karşılaştırılabilir sürüş konforu ve yol tutuşu performansı sağladığını göstermektedir. Ayrıca aktif süspansiyon sisteminin rejeneratif enerji üretim kapasitesi analiz edilmiştir.

Abstract

This paper presents an optimal active control design for quarter-car suspension systems using an off-policy data-driven Q-learning algorithm. Without prior knowledge of system dynamics, optimal control policies are learned from data collected using persistently exciting (PE) input signals, eliminating the need for explicit system identification. The proposed method solves the discrete-time Linear Quadratic Regulator (LQR) problem through iterative policy improvement, converging to the optimal gain matrix within 10 iterations. Performance evaluation on bump-and-dip and stochastic road profiles shows that the data-driven controller achieves comparable ride comfort and road handling performance to conventional model-based LQR control. Additionally, the regenerative energy generation capacity of the active suspension system is analyzed.

1. Giriş

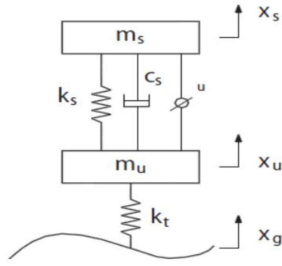
Araç süspansiyon sistemleri, araç ile yol yüzeyi arasındaki dinamik etkileşimi kontrol ederek sürüş konforunu, yol tutuşunu ve araç güvenliğini doğrudan etkileyen kritik alt sistemlerdir. pasif süspansiyon sistemleri, sabit yay ve damper karakteristikleri nedeniyle değişken yol koşullarına optimal uyum sağlayamamaktadır[1].

Bu sınırlamalar, aktif süspansiyon sistemlerinin geliştirilmesine yol açmış ve bu sistemler günümüzde akıllı kontrol yöntemleriyle entegre edilerek araç dinamiklerinde önemli performans iyileştirmeleri sağlamaktadır. Akıllı kontrol yöntemleri geniş bir alana sahiptir, örneğin [2], [3] çalışmalar yapay sınır ağları kullanarak kontrolcü geliştirdi. [4], [5] çalışmalarda Fuzzy mantığı kullanıldı.[6] bu çalışmada kullanılan derin pekiştirmeli öğrenme yönteminde pasif sisteme göre aracın gövde hızını ve ivmesini sırasıyla 20% ve %50 düşürmüştür. Başka bir çalışmada, aktör-kritik yaklaşımı kullanarak aktif süspansiyon sistemi için çevrimiçi pekiştirmeli öğrenme tabanlı kontrol geliştirmişler ve LQR kontrolöre kıyasla daha düşük aşım ve PID kontrolöre kıyasla daha iyi ivme azaltımı elde etmişlerdir[7]Diğer bir çalışma ise Proksimal Politika Optimizasyonu algoritmayı kullanarak pekiştirmeli öğrenme tabanlı kontrolcü tasarlandı ve benzetim sonuçlarında gövde ivmesinde 47% düşüş elde edildi. [8]İkiz Gecikmeli Derin Deterministik Politika Gradyanı, özellikle hidrolik ve pnömatik aktüatörlerde bulunan belirsiz zaman gecikmelerini ele alarak pratik uygulama için önemli bir gelişmeyi temsil etmektedir. TD3'ün pasif sistemlere kıyasla %30'dan fazla performans iyileştirmesi beraber ile deterministik, yarı düzenli ve belirsiz gecikme koşullarını başarıyla yönettiğini göstermiştir.[9]

2. Sistem Modeli

2.1. Çeyrek Taşıt Modeli

Araç süspansiyon sistemlerinin dinamik davranışını incelemek için yaygın olarak çeyrek araç modeli kullanılmaktadır. Bu model, aracın dört tekerlinden birini ve ona karşılık gelen gövde kısmını temsil etmektedir. Şekil 1'de gösterilen çeyrek araç modeli, yaylanan kütle (m_s), sallanmayan Kütle (m_u), süspansiyon yayın katsayısı (k_s), lastik yayın katsayısı (k_t), sönümleyici katsayısı (c_s) ve kontrol kuvveti (u) bileşenlerinden oluşmaktadır [10].



Şekil 1: Çeyrek Taşıt Aktif Süspansiyon Sistemin Yapısı

Sistemin matematiksel modeli Newton'un hareket yasaları kullanılarak elde edilebilir. Yaylanan kütle ve sallanmayan kütle için hareket denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$m_u \ddot{x}_u = k_t(x_g - x_u) - k_s(x_u - x_s) - c_s(\dot{x}_u - \dot{x}_s) - u \quad (1)$$

$$m_s \ddot{x}_s = k_s(x_u - x_s) + c_s(\dot{x}_u - \dot{x}_s) + u \quad (2)$$

Sistemi durum uzayda göstermek için durumlar yaylanan kütle için konumu ve hızı x_s, \dot{x}_s ve sallanmayan kütle için konumu ve hızı x_u, \dot{x}_u olarak seçilmiştir.

$$x = \begin{bmatrix} x_s \\ \dot{x}_s \\ x_u \\ \dot{x}_u \end{bmatrix} \quad (3)$$

Bu durumlara göre sistemi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\dot{x} = Ax + Bu + Fx_g \quad (4)$$

A, B ve F matrisleri sistem parametrelerine bağlı olarak (5) gibi tanımlanmaktadır:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_s}{m_s} & -\frac{c_s}{m_s} & \frac{k_s}{m_s} & \frac{c_s}{m_s} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ \frac{k_s}{m_u} & \frac{c_s}{m_u} & -\frac{k_s + k_t}{m_u} & -\frac{c_s}{m_u} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ -1 \\ m_u \end{bmatrix}, F = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ k_t \\ m_u \end{bmatrix} \quad (5)$$

Tablo 1, Benzetimde kullanılan sistem parametreleri binek otomobil çeyrek araç modeli temsil etmektedir[11]. Ayrıca, aktif süspansiyonu sağlayan eyleyicinin fiziksel limitleri göz önüne alınarak, benzetim modelinde maksimum kontrol kuvveti ± 2000 N olarak sınırlandırılmıştır.

Tablo 1: Çeyrek Araç Modelin Parametreleri

Parametre	Sembol	Değer	Birim
Yaylanan Kütle	m_s	375	kg
Sallanmayan Kütle	m_u	59	kg
Süspansiyon yay katsayısı	k_s	35000	N/m
Lastik yay katsayısı	k_t	190000	N/m
Sönümleme katsayısı	c_s	1000	N.s/m

2.2. Kontrol Hedefleri

Aktif süspansiyon sisteminin tasarımında temel amaç, sürüş konforu ve yol tutuşu arasındaki dengeyi optimize etmektir. Sürüş Konforu Araç gövdesinin dikey ivmesinin (\ddot{x}_s) minimizasyonu ile sağlanır. Bu parametre, yolcuların maruz kaldığı titreşim seviyesini doğrudan etkiler ve konfor algısının en önemli göstergesidir.

2.3. Harcanan Güç Hesaplaması

Aktif süspansiyon sistemleri, geleneksel sönümleyicilerde kaybedilen enerjinin bir kısmını geri kazanma potansiyeline sahiptir. Süspansiyondaki anlık güç, yaylanan ve sallanmayan kütle arasındaki göreceli hızın karesi ile sönümleyici katsayısı çarpımından hesaplanır[12]:

$$P = c_s(\dot{x}_s - \dot{x}_u)^2 \quad (6)$$

Geri kazanılabilecek enerji ise anlık gücün integralidir:

$$W = \int c_s (\dot{x}_s - \dot{x}_u)^2 dt \quad (7)$$

3. Kontrol Algoritması

Bu çalışmada, sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymayan, veri tabanlı bir yaklaşım benimsenmiştir. Kontrolör tasarımı, Lopez vd.[13] tarafından sunulan ve Q-öğrenme prensiplerini Willems'in Temel Lemması ile birleştiren off-policy (politika dışı) algoritmasına dayanmaktadır. Bu bölüm, algoritmanın teorik altyapısını ve uygulama adımlarını detaylandırmaktadır.

3.1. Teorik Altyapı

3.1.1. Willems Temel Lemması

Veri tabanlı kontrol tasarımının matematiksel temeli Willems'in Temel Lemması'na dayanır[13]. Bu teorem, doğrusal sistemlerin davranışının tamamen giriş-çıkış verisi kullanılarak temsil edilebileceğini gösterir.

Teoremin içeriği ise: Kontrol edilebilir ayrık zamanlı doğrusal sistem için, kalıcı uyarıcı giriş $\{u_k\}_{k=0}^{N-1}$ uygulandığında toplanan veri $\{x_k, u_k\}_{k=0}^{N-1}$ kullanılarak, sistemin herhangi bir trajektorisi $\{\tilde{u}_k, \tilde{x}_k\}_{k=0}^{L-1}$ aşağıdaki koşulu sağlayan $\alpha \in \mathbb{R}^{N-L+1}$ vektörü ile ifade edilebilir:

$$\begin{bmatrix} H_L(x_{[0,N-1]}) \\ H_L(u_{[0,N-1]}) \end{bmatrix} \alpha = \begin{bmatrix} \tilde{x} \\ \tilde{u} \end{bmatrix} \quad (8)$$

Burada $H_L(\cdot)$ L derinlikli Hankel matrisidir.

3.1.2. Kalıcı Uyarıcı Giriş Koşulu

Kalıcı uyarıcı giriş, sistemin tüm dinamik modlarını uyaran ve yeterli "zenginlikte" bilgi sağlayan sinyal demektir. Bir $\{u_k\}_{k=0}^{N-1}$ girişin L. mertebeden kalıcı uyarıcı sayılması için, Hankel matrisi $H_L(u_{[0,N-1]})$ tam ranklı olması gerekmektedir. Tam rank olması için $N \geq (m+1)L - 1$ şartı sağlanması gerekmektedir. Burda m sistemin giriş sayısıdır.

Bu çalışmada kullanılan sistemin durum sayısı 4 ve giriş sayısı 1 olduğundan

$$L = n + 1 = 5, N = 9 \quad (9)$$

3.1.3. LQR Tasarımı

Algoritmanın temel amacı, ayrık zamanlı Doğrusal Kuadratik Regülatör (LQR) problemini, sistemin durum (A) ve giriş (B) matrisleri bilinmeden çözmektir. LQR problemi, aşağıdaki maliyet fonksiyonunu minimize eden optimal bir $u_k = -K^* x_k$ kontrol politikasını bulmayı hedefler:

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} (x_k^T Q x_k + u_k^T R u_k) \quad (10)$$

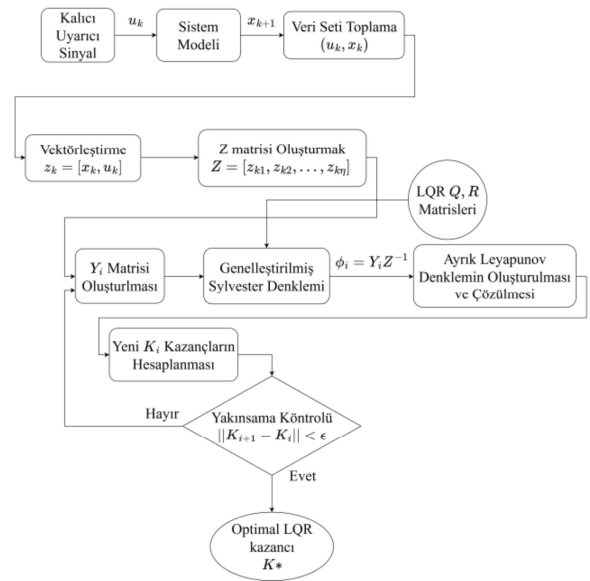
Geleneksel yöntemlerin aksine, uygulanan algoritma, bir politika (K) altındaki sistem maliyetini temsil eden Q-fonksiyonunu doğrudan veriden öğrenir. Doğrusal sistemler için Q-fonksiyonu, aşağıdaki kuadratik formda parametrelendirilebilir:

$$Q^K(x_k, u_k) = z_k^T \theta^K z_k \quad (11)$$

Burada $z_k = \begin{bmatrix} x_k \\ u_k \end{bmatrix}$ birleştirilmiş durum-giriş vektörü, θ^K öğrenilmesi gereken simetrik parametre matrisidir. Algoritma bu matrisi güncelleyerek optimal kontrol kazancına K^* yaklaşır.

3.2. Algoritma Uygulaması

Algoritmanın uygulanması üç temel aşamadan oluşur: (1) Sistemin dinamiklerini yeterince temsil eden bir veri seti toplamak, (2) toplanan veriden bir baz oluşturmak ve (3) bu veriyi kullanarak optimal politikayı iteratif olarak öğrenmek. Şekil 2 algoritmanın akışını göstermektedir

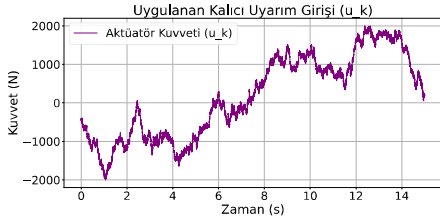


Şekil 2: Algoritma Şeması

3.2.1. Veri Toplama

Sistemin tüm dinamik modlarını içeren zengin bir veri seti toplamak amaçla, stokastik yapısı ve geniş frekans spektrumu ile PE koşulunu doğal olarak sağlayan, ISO 8608 standardına uygun bir yol profili sentetik olarak üretilmiştir. Benzetim ortamında, 'E' sınıfı (çok bozuk) bir yol profili 40 km/h araç

hızında oluşturulmuş ve bu profilin ürettiği sinyal, modele eyleyici kuvveti olarak uygulanmıştır.



Şekil 3: Kalıcı Uyarım Giriş Sinyali

Bu süreçte, yol bozuculuğu (x_g) sıfır olarak ayarlanarak sadece eyleyici girişinin sistem üzerindeki etkisi izole edilmiştir. 15 saniyelik bir benzetim boyunca 0.0005 saniye örnekleme zamanı ile toplam 30,000 adet durum (x_k) ve giriş (u_k) verisi toplanarak sonraki aşamalar için ham veri seti oluşturulmuştur.

3.2.2. Baz Vektörü Seçimi

Toplanan veri setinden, algoritmanın temelini oluşturan bir baz vektör seti seçilmesi gerekmektedir. Algoritmanın kararlı bir şekilde çalışabilmesi için, birleştirilmiş durum-giriş uzayını (z_k) gelecek $\eta = n + m = 4 + 1 = 5$ adet doğrusal bağımsız vektör bulunmalıdır. Bu işlem, toplanan z_k vektörleri üzerinde çalışan iteratif bir rank kontrol algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Algoritma, veri setindeki her bir z_k vektörünü potansiyel bir baz vektörü olarak ele alır. Aday vektörün, o ana kadar seçilmiş olan baz vektörleri ile oluşturduğu matrisin rankını artırıp artırmadığı kontrol edilir. Eğer rank artıyorsa, vektör lineer olarak bağımsız kabul edilir ve baz setine eklenir. Bu süreç, $\eta = 5$ adet lineer bağımsız vektör bulunana kadar devam eder. Sonuç olarak elde edilen ve z_{k_j} vektörlerinden oluşan $Z \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$ matrisi, sonraki adımda çözülecek olan matris denklemlerinde tersinirliği garanti eder.

3.2.3. Öğrenme Süreci

İlk aşamada toplanan tek veri seti üzerinden çevrimdışı olarak yapılır. Döngü, $K_0 = [0,0,0,0]$ başlangıç politikası ile başlatılır ve her bir i . iterasyonda aşağıdaki adımlar tekrarlanır:

Algoritma: Politika İterasyonu

Girdi: Veri seti $\{x_k, u_k\}_{k=0}^{N-1}$, baz matrisi Z , maliyet matrisleri Q, R

Çıktı: Optimal LQR kazançları K^*

- 1 Yakınsama toleransı $\epsilon = 10^{-8}$ ve başlangıç politikası $K^0 = 0_{1 \times 4}$ olarak ayarlanır. $\bar{Q} = \text{diag}(Q, R)$ oluşturulur.
- 2 for $i = 0$ to max_iterations do:

- 3 Baz vektörlerin indekslerine (k_j) karşılık gelen gelecek durum verisi x_{k_j+1} kullanılarak Y_i matrisi oluşturulur

$$\zeta_{i,k_j+1} = \begin{bmatrix} x_{k_j+1} \\ -K^i x_{k_j+1} \end{bmatrix}, Y_i = [\zeta_{i,k_1+1} \quad \dots \quad \zeta_{i,k_\eta+1}] \quad (12)$$

- 4 Genelleştirilmiş Sylvester denklemi,

$$Z^T \theta^{i+1} Z = Z^T \bar{Q} Z + Y_i^T \theta^{i+1} Y_i \quad (13)$$

$\Phi_i = Y_i Z^{-1}$ dönüşümü ile ayrıncı zamanlı Lyapunov denkleminde dönüştürülür ve θ^{i+1} çözülür

$$\theta^{i+1} = \bar{Q} + \Phi_i^T \theta^{i+1} \Phi_i \quad (14)$$

- 5 Yeni θ^{i+1} alt bloklarına ayrıştırılır

$$\theta^{i+1} = \begin{bmatrix} \theta_{xx}^{i+1} & (\theta_{xu}^{i+1})^T \\ \theta_{xu}^{i+1} & \theta_{uu}^{i+1} \end{bmatrix} \quad (15)$$

- 6 Yeni kazançlar hesaplanır

$$K^{i+1} = (\theta_{uu}^{i+1})^{-1} \theta_{xu}^{i+1} \quad (16)$$

- 7 if $\|K^{i+1} - K^i\|_2 < \epsilon$ then break

- 8 $K^i \leftarrow K^{i+1}$ (17)

- 9 end for

- 10 return $K^* = K^{i+1}$

4. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, tasarlanan kontrolcünün performansı, pasif süspansiyon sistemi ve klasik LQR kontrolcü ile karşılaştırılmıştır. Klasik LQR Ayrık Zamanlı Cebirsel Riccati Denklemi çözülerek elde edilmiştir.

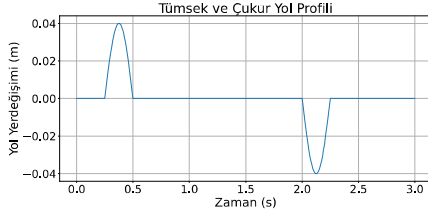
4.1. Benzetim Senaryoları

Kontrolcüler, sürüş konforunu (gövde hızı) önceliklendiren aşağıdaki LQR ağırlık matrisleri kullanılarak tasarlanmış ve test edilmiştir:

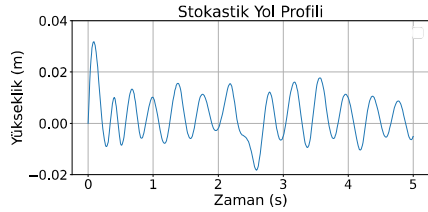
$$Q = \text{diag}([10, 5000, 10, 10]), \quad R = 1 \times 10^{-5} \quad (18)$$

Q Matrisi en yüksek ağırlık gövde hızına verilmiştir. Bu durumun ağır bir şekilde cezalandırılması, kontrolcünün gövde

salınımlarını en aza indirmeye odaklanmasını sağlar ve gövdenin ivmesini minimum tutarda tutmasını sağlar. Kontrolcülerin performansını farklı koşullar altında test etmek için iki farklı yol profili kullanılmıştır: Tümsek ve çukur profili (Şekil 3) ve stokastik profili (Şekil 4)[10]. Tümsek ve çukur yol profili sistemin ani ve tekil bozululara karşı geçici rejimi test etmek için kullanılmıştır. Stokastik profil ise sürekli ve rastgele değişen bir yol yüzeyini simüle eder.



Şekil 4: Tümsek ve çukur yol profili



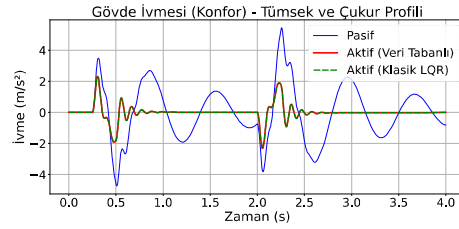
Şekil 5: Stokastik yol profili

4.2. Benzetim Sonuçları

Politika dışı Q-öğrenme algoritması, 10 iterasyon sonucunda yakınsayarak optimal LQR kazanç matrisini $K^* = [-471.17, 21214.95, -40321.29, 99.75]$ olarak başarıyla öğrenmiştir. Bu sonuç, veri toplama sürecinde **kullanılan Euler ayrıklaştırma yöntemiyle** elde edilen sistem modeli için klasik LQR formülasyonu ile hesaplanan teorik kazanç matrisi ile birebir örtüşmektedir.

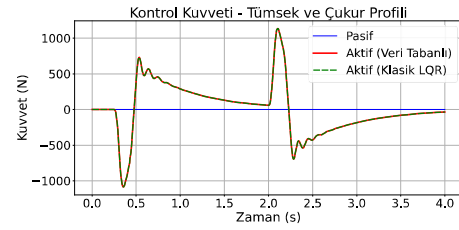
4.2.1. Tümsek ve Çukur Profili Performansı

Şekil 5'te görüldüğü gibi, hem veri tabanlı hem de klasik LQR aktif kontrolörleri, pasif süspansiyona kıyasla gövde ivmesini önemli ölçüde azaltmaktadır ve osilasyonu yok etmektedir. Pasif sistemde tümsek ve çukur geçişlerinde ivme $\pm 4 \text{ m/s}^2$ değerlerini aşarken, her iki aktif sistem de bu sınımları hızla sönümleyerek ivmeyi $\pm 2 \text{ m/s}^2$ bandının altında tutmayı başarmıştır. En önemlisi, tamamen veriden öğrenilen kontrolcü (kırmızı çizgi) ile klasik model tabanlı kontrolcünü (yeşil kesikli çizgi) performansının neredeyse birebir aynı olması, veri tabanlı yaklaşımın optimal politikayı başarıyla öğrendiğini göstermektedir.

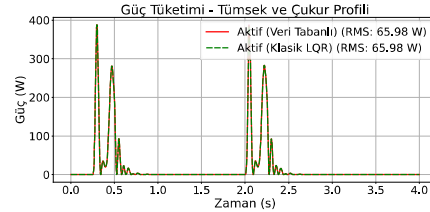


Şekil 6: Tümsek ve çukur profilinde gövde ivmesi

Kontrol kuvveti ve güç tüketimi grafikleri (Şekil 5 ve 6), iki aktif kontrolcünün de benzer bir çaba ve enerji harcadığını doğrulamaktadır. İki kontrolcü **65.98 W RMS** güç harcamıştır ve eyleyici fiziksel limitine ulaşmamıştır. Bu eşit değerler, veri tabanlı yöntemin sadece performans olarak değil, aynı zamanda verimlilik olarak da klasikle aynı bir çözüm ürettiğini kanıtlamaktadır.



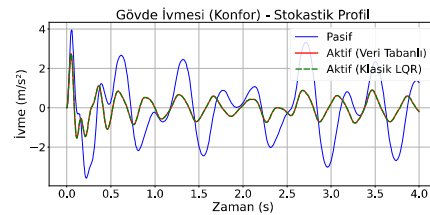
Şekil 7: Tümsek ve çukur profilinde kontrol sinyali



Şekil 8: Tümsek ve çukur profilinde güç tüketimi

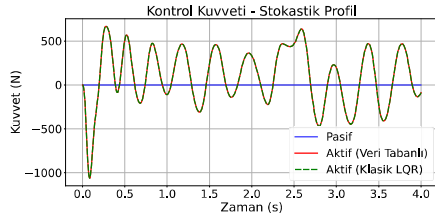
4.2.2. Stokastik Profili Performansı

Stokastik yol profilinde de benzer sonuçlar gözlemlenmiştir. Şekil 8, pasif sistemin sürekli salınımlar yaparak konforsuz bir sürüş sergilediğini, aktif sistemlerin ise bu salınımları etkin bir şekilde filtreleyerek gövde ivmesini çok daha düşük seviyelerde tuttuğunu göstermektedir. Yine, tasarlanan kontrolcünün performansı, klasik LQR kontrolcünün performansı ile büyük bir uyum içindedir.

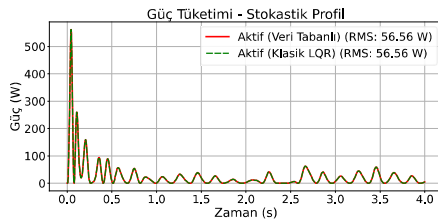


Şekil 9: Stokastik Profilde gövde ivmesi

Bu zorlu senaryodaki kontrol sinyali ve güç tüketimine bakarsak (Şekil 9 ve 10), iki kontrolcü içinde **56.56 W RMS** olarak ölçülmüştür. Bu sonuçlar, algoritmanın farklı yol koşullarında tutarlı ve verimli bir kontrol politikası öğrendiğini bir kez daha teyit etmektedir.



Şekil 10: Stokastik profilinde kontrol sinyali



Şekil 11: Stokastik profilinde güç tüketimi

5. Sonuç

Bu çalışmada, bir çeyrek araç aktif süspansiyon sistemi için, sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duyulmaksızın, veri tabanlı bir optimal kontrolcü başarıyla tasarlanmış ve doğrulanmıştır. Politika dışı Q-öğrenme algoritması kullanılarak, yalnızca kalıcı uyarıcı bir giriş sinyali ile toplanan tek bir veri seti üzerinden optimal LQR kazanç matrisi etkin bir şekilde öğrenilmiştir. Benzetim sonuçları, önerilen veri tabanlı kontrolcünün performansının, klasik LQR kontrolcünün performansıyla birebir aynı olduğunu açıkça göstermiştir. Bu yüksek performans seviyesi, hem ani ve tekil bozucuları temsil eden tümsek ve çukur profilinde hem de sürekli ve gerçekçi yol koşullarını simüle eden stokastik profile tutarlı bir şekilde elde edilmiştir. Gelecekteki çalışmalar, bu çalışmada kullanılan politika dışı yöntemin performansını, politika içi Q-öğrenme ve derin pekiştirmeli öğrenme gibi alternatif algoritmalar ile karşılaştırmalı olarak analiz etmeye odaklanacaktır.

Teşekkür

Bu çalışma, TÜBİTAK 1001 Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Projelerini Destekleme Programı kapsamında 124E224 numaralı proje ile desteklenmiş olup, yazarlar bu destek için TÜBİTAK'a teşekkür eder.

Kaynakça

[1] I. Dridi, A. Hamza, and N. Ben Yahia, "A new approach to controlling an active suspension system based on reinforcement learning," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 15, no. 6, Jun. 2023, doi: 10.1177/16878132231180480/ASSET/D4D961C0-BF72-4DFC-B72E-

AD365083C70C/ASSETS/IMAGES/10.1177_16878132231180480-IMG8.PNG.

[2] A. Hamza and N. Ben Yahia, "Heavy trucks with intelligent control of active suspension based on artificial neural networks," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers. Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 235, no. 6, pp. 952–969, Jul. 2021, doi: 10.1177/0959651820958516;WGROU:STRING:PU Blication.

[3] Y. Li, T. Wang, W. Liu, and S. Tong, "Neural Network Adaptive Output-Feedback Optimal Control for Active Suspension Systems," *IEEE Trans Syst Man Cybern Syst*, vol. 52, no. 6, pp. 4021–4032, Jun. 2022, doi: 10.1109/TSMC.2021.3089768.

[4] Abdussalam Ali Ahmed, "Quarter car model optimization of active suspension system using fuzzy PID and linear quadratic regulator controllers," *Global Journal of Engineering and Technology Advances*, vol. 6, no. 3, pp. 088–097, Mar. 2021, doi: 10.30574/gjeta.2021.6.3.0041.

[5] A. Abougarair, A. Oun, and A. Emhemmed, "Intelligent Control Design for Linear Model of Active Suspension System," *Proceedings of the International Conference on Microelectronics, ICM*, vol. 2018-December, pp. 17–20, Jul. 2018, doi: 10.1109/ICM.2018.8703995.

[6] A. N. Nhu, N.-A. Le, S. Li, and T. D. V. Truong, "Physics-Guided Reinforcement Learning System for Realistic Vehicle Active Suspension Control," Aug. 2024, doi: 10.1109/ICMLA58977.2023.00065.

[7] A. Fares and A. B. Younes, "Online Reinforcement Learning-Based Control of an Active Suspension System Using the Actor Critic Approach," *Applied Sciences 2020, Vol. 10, Page 8060*, vol. 10, no. 22, p. 8060, Nov. 2020, doi: 10.3390/APP10228060.

[8] S. Y. Han and T. Liang, "Reinforcement-Learning-Based Vibration Control for a Vehicle Semi-Active Suspension System via the PPO Approach," *Applied Sciences 2022, Vol. 12, Page 3078*, vol. 12, no. 6, p. 3078, Mar. 2022, doi: 10.3390/APP12063078.

[9] Y. Wang, C. Wang, S. Zhao, and K. Guo, "Research on Deep Reinforcement Learning Control Algorithm for Active Suspension Considering Uncertain Time Delay," *Sensors 2023, Vol. 23, Page 7827*, vol. 23, no. 18, p. 7827, Sep. 2023, doi: 10.3390/S23187827.

[10] B. Erol and A. Delibaşı, "Proportional–integral–derivative type H_∞ controller for quarter car active suspension system," *JVC/Journal of Vibration and Control*, vol. 24, no. 10, pp. 1951–1966, May 2018, doi: 10.1177/1077546316672974.

[11] S. R. Mudduluru and M. Chizari, "Quarter and Full Car Models Optimisation of Passive and Active Suspension System Using Genetic Algorithm."

[12] B. Erol, "Araç Süspansiyon Sistemleri İçin Kontrolcü Altında Potansiyel Enerji Kazanımı Analizi," *İstanbul Ticaret Üniversitesi Fen Bilimleri Dergisi*, vol. 23, no. 45, pp. 184–198, Jun. 2024, doi: 10.55071/ticaretfd.1481959.

[13] V. G. Lopez, M. Alsalti, and M. A. Muller, "Efficient Off-Policy Q-Learning for Data-Based Discrete-Time LQR Problems," *IEEE Trans Automat Contr*, vol. 68, no. 5, pp. 2922–2933, May 2023, doi: 10.1109/TAC.2023.3235967.

Batarya Yönetim Sistemi Tasarımı ve Şarj Kestirim Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Battery Management System Design and Comparison of Charge Estimation Methods

Uğur Baysal¹, Orçun Tuna²

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, Ankara
ubaysal@hacettepe.edu.tr

²Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Hacettepe Üniversitesi, Ankara
otuna@aselsan.com.tr

Özetçe

Elektrikli araçların günden güne yaygınlaşmasıyla bu araçlarda kullanılan pillerin kontrollü şarj edilmesi, akım-gerilim ve sıcaklık değerlerinin izlenmesi ve koruma önlemlerinin alınması gerekleri ortaya çıkmıştır. İzlenilebilirliğin ve koruma fonksiyonlarının sağlanmaması patlama, yanma, gaz çıkarma gibi insanlara ve çevreye büyük zarar verecek durumlara yol açabilir. Bu bildiride altı hücreli bir pil paketi üzerinde üç baskı devre kartı ve farklı deneylerle çıkartılan veri tabloları kullanılarak batarya paketinin şarj durumunu keskin bir şekilde tahmin eden bir sistem tasarımı yapılmıştır. Sistemin ana fonksiyonu şarj kestirimi olsa da diğer bütün batarya yönetim sistemi fonksiyonlarını gerçekleştirebilmektedir. Donanım her bir hücrenin akım-gerilim ve sıcaklık değerini izler, elde edilen veri tablolarından edinilen bilgileri kullanarak, koruma ve kestirim fonksiyonlarını sağlar. Şarj kestiriminde kullanılan 2 ana algoritma tek tek uygulanarak sunulan metot ile karşılaştırılması yapılmış ve iyileşme oranları gösterilmiştir. Kullanıcıya bir arayüz oluşturmak için bütün hücre verileri LCD ekran üzerinden gösterilmiştir.

Abstract

With the increasing popularity of electric vehicles, the need for controlled charging of batteries, monitoring of current-voltage and temperature values, and taking protective measures has emerged. Failure to ensure monitoring and protection functions can lead to situations such as explosions, fires, and gas leaks that can cause great harm to people and the environment. In this paper, a system that accurately predicts the state of charge of a six-cell battery pack has been developed using three printed circuit and look-up tables were created from various experiments. Although the main function of the system is state of charge estimation, system can perform all other battery management system functions. The hardware monitors the current, voltage and temperature values of each cell and provides protection and estimation functions using the

data obtained from the look-up tables. The two main algorithms used in charge estimation were applied individually and compared with the presented method, and the improvement rates were shown. All cell data was displayed on an LCD screen to create a user interface.

1. Giriş

Elektrikli araçlar ve enerji depolama sistemlerinde temel amaç elektrik enerjisini bir yerde toplamak ve gerektiğinde bu enerjiyi kullanabilmektir. Bu amaç için günümüzün en çok kullanılan depolama teknolojileri lityum iyon bataryalara çıkmaktadır. Lityum iyon bataryalar şarj döngü sayıları, yüksek şarj vedeşarj akım değerleriyle diğer bataryalara kıyasla avantajlı yapılardır [1]. Kimyalarına göre farklı özellikleri olan bu bataryalar kullanım amaçlarına göre seçilir, NMC ve NCA tip piller yüksekdeşarj akımlarıyla öne çıkarlar ve performans araçlarında kullanımları yaygındır. Demir fosfat kimyali lityum bataryalar ise yüksek şarj döngü sayıları ve düşük maliyetleriyle ön plana çıkarlar ve şehir içi kullanıma uygun araçlarda ya da enerji depolama sistemlerinde kullanılırlar [2]. Bataryaların kontrollü bir şekilde kullanılması, sistemin sürekli olarak izlenmesi ve hata durumlarında gerekli önlemlerin alınması için kullanılan yapılara batarya yönetim sistemi (BYS) ismi verilir [3]. Batarya yönetim sistemlerinin temel fonksiyonlarından bazıları: seri bağlı hücreler arası gerilimleri eşitlemek, diğer bir adıyla hücre dengeleme yapmak [4], hücre ya da paket sıcaklığını ölçmek, batarya paketinin şarj vedeşarj akımını ölçmek, hücre gerilimlerini ölçerek eşik değerlerin üstüne çıktığı ya da altına indiği durumlarda şarj-deşarj işlemini durdurmak olarak sıralanabilir. Batarya paketinin maksimum gerilim değerinin üstüne çıkması; yanma ve patlama gibi büyük problemlere yol açabilir [5].

Literatürde yapılan çalışmalarda [6]'da şarj durumu kestirimi için kullanılan metotların genel bir özeti verilmiş, yöntemlerin birbirleri ile karşılaştırması ve eksik yanlarına değinilmiştir. [7]'de yapılan çalışmada CAN-Bus kullanılarak bir batarya yönetim sistemi tasarımı yapılmış ve bu haberleşme

yönteminin kablo sayısını azaltması ve güvenilirliği üzerine bilgiler verilmiştir. [8]'de yapılan çalışmada lityum iyon bataryaların şarj ya da deşarjdan sonra terminal gerilimlerinin stabil hale gelmesi için gereken süre hakkında çalışmalar yapılmıştır ve bu sürenin şarj kestirimi yöntemleri üzerine etkilerinden bahsedilmiştir.

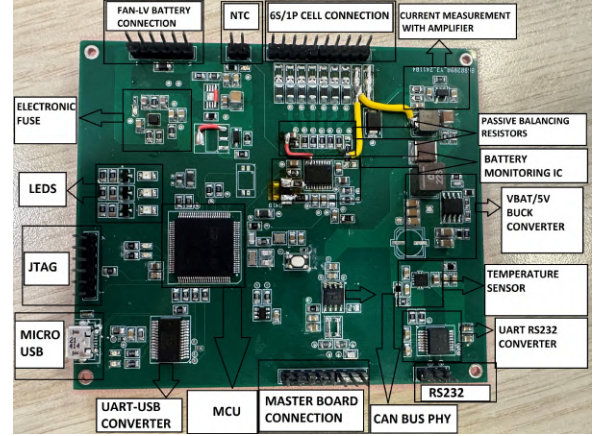
Bu çalışma kapsamında elektrikli araçlara uyumlanabilir yapıda 6 NMC kimyali lityum iyon hücre paketi kullanılarak, ana kontrol kartı, yardımcı kontrol kartı ve şarj-deşarj kartından oluşan batarya yönetim sistemi yapısı tasarlanmıştır. CAN-BUS ya da opsiyon olarak RS232 haberleşmesi ile 2 bys kartının birbirinden verileri almasına olanak tanınmıştır. Modüler topoloji kullanılarak yardımcı kontrol kartı sayısının artırılmasına imkân tanıyan bir sistem tasarlanmıştır. Sistem her bir hücrenin anlık gerilimini okur, batarya paketinin şarj ve deşarj akımlarını izler. Yapılan deneylerle çıkartılan veri tablolarını kullanarak şarj yüzdesi kestirimini, hücre korumasını ve hücre dengelemeyi yapar. Detaylı hücre ve hücre paketi bilgilerini kullanıcı arayüzü oluşturma amacıyla gürültülü ortamlarda kullanıma uygun olan LVDS arayüzlü LCD'de gösterir. Batarya yönetim sistemleri özelinde kullanılan iki ana yöntem olan açık devre gerilimi yöntemi ve akım sayma yöntemleri ayrı ayrı uygulanmıştır. Geliştirilen yöntemle sağlanan iyileşmeler ve bu iki yöntemle karşılaştırılması yapılmıştır.

2. Sistem Tasarımı

Sistem kapsamında 3 kart tasarlanmıştır. Kartların isimleri ana kontrol kartı, yardımcı kontrol kartı ve şarj-deşarj kartıdır.

2.1. Yardımcı Kontrol Kartı

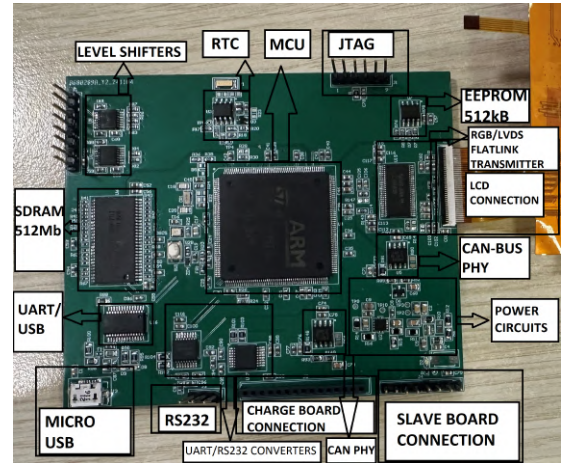
Sistem için tasarlanan 2 karttan yardımcı kontrol kartının görevi pil, pil paketi ve ortam sıcaklığı gibi verileri okumak, bu verileri işleyip ana kontrol kartına göndermektir. Bu amaçla kart üzerinde bataryaların gerilimlerini okuma amaçlı kullanılan bir batarya görüntüleme entegresi, batarya paketinin sıcaklığını okumak için pakete bağlanan bir NTC termistör ve pil paketinin şarj-deşarj akımlarını ölçmek için yükseltici devresi bulunmaktadır. Hücreler arası dengeleme seri bağlı dirençler ile yapılmaktadır. Yüksek gerilim, alçak gerilim, anlık akım ve kısa devre koruması amacıyla elektronik sigorta bulunmaktadır. Yüksek pil sıcaklığı durumunda çalışan bir fan ve elektrikli araçlarda da bulunan düşük gerilim aküyü de simule etme amaçlı 12V batarya girişi bulunmaktadır. Ortam sıcaklığını ölçmek için bir sıcaklık sensörü yerleştirilmiştir. Kart üzerinde şarj-deşarj ve arıza durumlarını gösteren 3 farklı renkte yanan ledler bulunmaktadır. Veri transferi amacıyla bilgisayardan pil verilerini görmek için USB arayüzü kullanılmıştır. Yardımcı kartın verilerini algoritmaların işleneceği kart olan ana karta göndermek için ise CAN-BUS arayüzü kullanılmıştır, burada bir hata durumunda haberleşmenin devam edebilmesi için opsiyon olarak RS232 haberleşmesi de eklenmiştir. Yardımcı kontrol kartı ve üzerindeki elektronik devre elemanları Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1: Yardımcı kontrol kartı.

2.2. Ana Kontrol Kartı

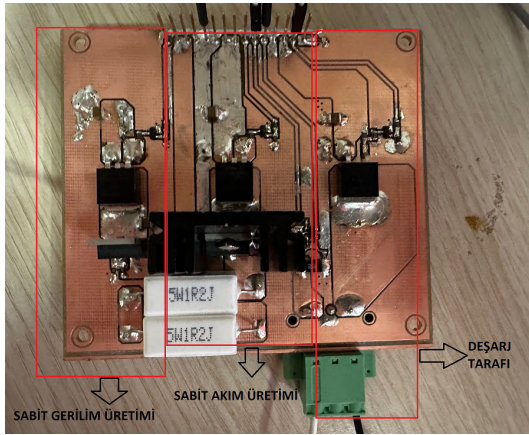
Ana kontrol kartının görevi; yardımcı kontrol kartından aldığı verileri kullanarak şarj kestirimi yapmaktır. Bu amaçla yardımcı kontrol kartından verileri almak için CAN-BUS ve RS232 haberleşme arayüzleri kullanılmaktadır, gerçek zamanlı saat yardımıyla şarj-deşarj süreleri sayılır ve algoritmada kullanılmak için kaydedilir. Eeprom ve sdram kartta verilerin depolanması ve algoritmalarda kullanılması için eklenmiştir. Kullanıcıyla bir arayüz oluşturabilmek için CAN-BUS gibi araçlarda sıklıkla kullanılan ve gürültülü ortamlarda karşı diferansiyel yapıyla dayanıklı bir arayüz olan LVDS (low voltage differential signaling) tabanlı bir LCD kullanılmıştır. Bu kartın diğer bir görevi de elektrikli araçlarda sıklıkla kullanılan ve batarya şarj durumunda optimal bir şarj yöntemi olan sabit akım- sabit gerilim yöntemini uygulamaya olanak tanıyan şarj-deşarj kartının kontrolüdür. Şarj kestirimi sonrası şarj değeri %80'in altında olduğu durumlarda sabit akım ile şarj sinyalini sürer, %80 pil değerinin üzerinde ise sabit gerilimle şarj sinyalini sürer. Ana kontrol kartının yapısı Şekil 2'de gösterilmiştir.



Şekil 2: Ana kontrol kartı.

2.3. Şarj-Deşarj Kartı

Şarj deşarj kartı üzerine şarj soketi takıldığında pull-down konumuna geçerek ana karta bağlantının olduğunu belirtir, ana kart şarj yüzdesi değerine göre sabit gerilim ya da sabit akım pinlerinden birini sürer. Kart üzerinde güç mosfetlerini kontrol etmek amacıyla logic seviye mosfetler bulunmaktadır, gelen sinyallerle bu mosfetler açılır ya da kapanır ve güç mosfetleri üzerinden şarj ve deşarj işlemleri başlatılır, ayrıca bu kart üzerinde de deşarj akımını ölçmek için bir current sense amplifier devresi bulunmaktadır. Devrenin çıkışı ana kartın analog dijital çeviricisine gönderilir. Sabit akım modunda çift dirençli yapıda 0.52A, tek dirençli yapıda 1.04A sabit akım ile pil paketini şarj eder. Sabit gerilim modunda ise 25.2V sabit gerilim ile pil paketini şarj etmektedir. Şarj-deşarj kartı Şekil 3'te gösterilmiştir.



Şekil 3: Şarj-deşarj kartı.

3. Deneyler ve Test Düzenneği

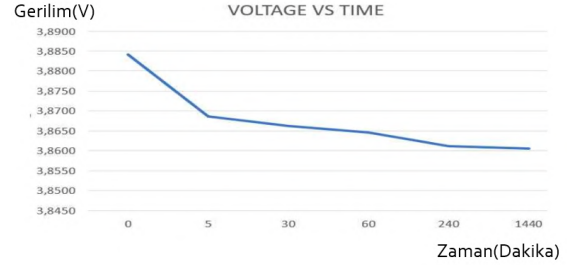
Çalışma kapsamında Murata firmasının NMC tipli lityum iyon hücresi kullanılmıştır. Hücre özellikleri Tablo 1'de gösterilmiştir.

Tablo 1: Murata hücre verileri

Parametre	Değeri
Nominal gerilim	3,6V
Maksimum şarj gerilimi	4,25V
Minimum alt eşik değeri	2,5V
Maksimum şarj akımı	4A
Maksimum deşarj akımı	30A
Nominal kapasite	2100mAh
Kimya	NMC
Şarj sıcaklık aralığı	0°C- 45°C
Deşarj sıcaklık aralığı	-20°C- 60°C

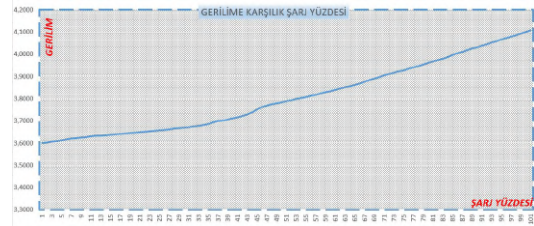
Bu çalışmada kullanılan veri seti [9]'da yapılan çalışmadan alınmıştır. Lityum iyon bataryaların farklı durumlara tepkilerini görmek ve şarj kestiriminde kullanmak üzere alınan veriler:

- NMC811 kimyasında bir lityum iyon pilin şarj ya da deşarj işlemi sonrası terminal geriliminin stabil hale gelmesi için 4 saat süre geçmesi gerekmektedir. Şekil 4'te şarj sonrası yavaşça düşen ve 4 saatlik eşik değeri sonrası stabil duruma gelen pil gerilimi gösterilmektedir.



Şekil 4: Deşarj sonrası lityum pillerin stabil hale gelmesi için gereken süre testi.

- Daha güvenli bir aralık olan 3.6V ve 4.1V pil eşik değerleri arasında kullanılan pilin kapasitesi 2.1Ah değerinden 1.305Ah değerine düşmüştür.
- Bu aralıkta pillere yapılan şarj etme, dinlendirme ve şarj yüzdesine karşılık gelen açık devre gerilimini ölçme testi sonrası Şekil 5'te gösterilen açık devre gerilimlerine karşılık gelen şarj yüzdesi değerleri verisi elde edilmiştir. Bu veri şarj kestirimi algoritmasında kullanılacaktır.



Şekil 5: Stabil durumdaki hücreler için terminal gerilimine bağlı şarj yüzdesi tablosu.

- Lityum hücrelerin farklı sıcaklıklarda kapasitelerini anlama amacıyla iklim odası, termokupllar ve elektronik yük kullanılarak test gerçekleştirilmiştir. Test düzenneği Şekil 6'da gösterilmektedir.



Şekil 6: Düşük sıcaklıkta pil kapasitesi ölçüm düzenneği.

Sıcaklığa göre lityum pillerin ölçülen kapasiteleri ve kapasite kayıpları Tablo 2'de gösterilmiştir.

Tablo 2: Sıcaklık, ölçülen kapasite ve kapasite kaybı verileri

Sıcaklık	Ölçülen Kapasite	Kapasite Kaybı
-10 °C	%81	%19
-5 °C	%87	%13
0 °C	%91	%9
50 °C	%99,6	%0,4
25 °C	%99,8	%0,2

Bu deneysel çalışmaların yapılmasındaki amaç kullanılacak şarj kestirim algoritmasını ortaya çıkarmaktır. Başlangıçta şarj durumu Q0(mAh) olan batarya şarj ya da deşarj işlemi sonrası Q(mAh) kadar şarj ya da deşarj edilirse kalan batarya kapasitesi formülü aşağıdaki gibi olur.

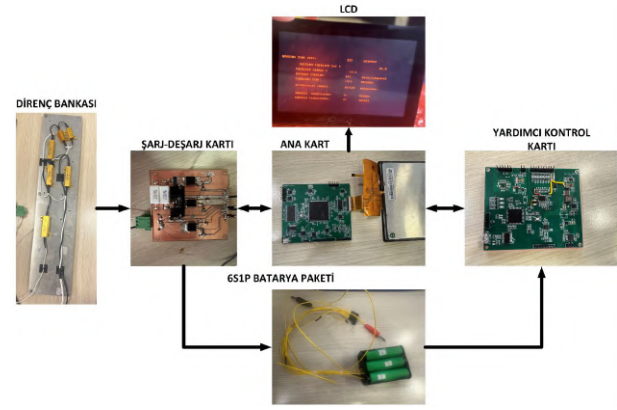
$$\text{Batarya Kapasitesi}(\%) = (100 \times (Q + Q_0)) \div Q_{\max} \quad (1)$$

Dinlenmiş halde olan lityum hücrelerin şarj değeri direkt olarak gerilimlerinden hesaplanabilir, ancak hücreler yük altında ya da yük durumunda olduklarında terminal gerilimlerinde çok büyük sapmalar olur ve bu durum da şarj kestirimini yalnızca gerilime bağlı olarak kestirmeyi imkânsız hale getirir. Şarj-deşarj esnasında kullanılacak olan yöntem ise akım sayma yöntemidir, bilinen kapasiteyi zamana ve şarj-deşarj akımlarına göre integral alarak, indüklenen amper saat cinsinden kapasiteyi bulmayı sağlar. Akım sayma yönteminin tek başına kullanılmasındaki en büyük handikap ise akım ölçümünde yapılan hataların kümülatif olarak artması ve bir kalibrasyon olmadığında bataryalara zarar verecek kadar yanlış sonuçlar elde edilmesidir. Diğer bir handikap ise lityum bataryalarda gerçekleşen kendi kendine deşarj durumudur. Günümüz yöntemlerinin bir diğer dezavantajı da düşük sıcaklık değerinde değişen hücre kapasitesini hesaba katmamasıdır, bu durum da şarj kestiriminde hatalara yol açmaktadır. Deneysel veriler ve titizlikle tasarlanan güçlü bir donanım yardımıyla kullanılacak şarj kestirimi metodunun uygulanması bir akış şeması biçiminde Şekil 7'de verilmiştir. Bu metot akım sayma ve açık devre gerilimi yöntemlerinin dezavantajlarından arınmış bir yöntemdir ve sıcaklığa bağlı düzeltme yapmaktadır.

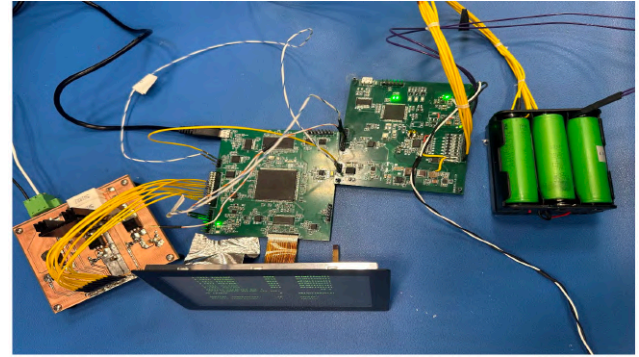


Şekil 7: Şarj kestirim yöntemi akış şeması.

Algoritmanın uygulanacağı test ortamının bağlantı yapısı ve düzeni Şekil 8'de gösterilmiştir.



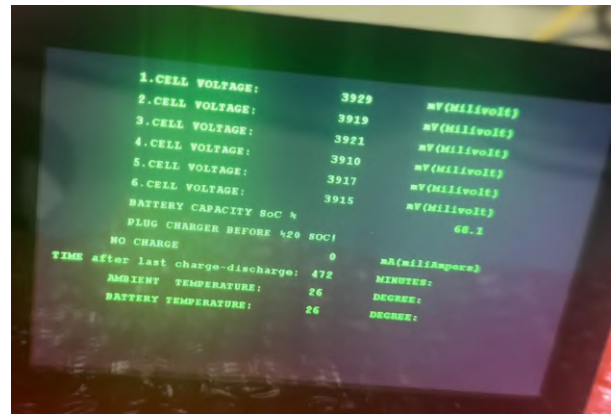
Şekil 8-a: Test ortamının bağlantı yapısı.



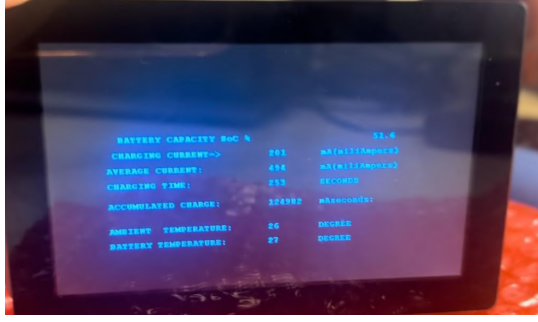
Şekil 8-b: Test düzeniği.

4. Uygulama ve Sonuçlar

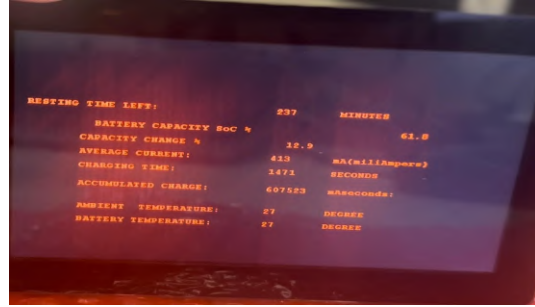
Dinlenme, şarj ve şarj sonrası için LCD üzerinde gerilim, akım, sıcaklık ve şarj yüzdesi verileri Şekil 9'da gösterilmiştir.



Şekil 9-a: Dinlenme durumu gerilimlere bağlı şarj kestirimi.



Şekil 9-b: Şarj esnasında akım sayma ile şarj kestirimi.



Şekil 9-c: Şarj sonrası akım sayma ile şarj kestirimi.

Oda sıcaklığında akım sayma metodunu, açık devre gerilim metodunu ve çıkartılan yeni şarj kestirim metodunun performans karşılaştırmasını yapabilmek için şarj, deşarj ve bekleme durumunda ölçümler yapılmıştır. Tablo 3'te sapma sonuçları gösterilmiştir.

Tablo 3: Yöntemlerin sapmaları veri tablosu

TEST	Akım sayma metodu sapma	Gerilim ölçme metodu sapma	Tasarlanan kestirim yöntemi sapma
Şarj 1	%1,1	%17,1	%0,1
Şarj 2	%1,4	%21,8	%0,2
Şarj 3	%2,1	%18,5	%0,3
Şarj 4	%2,7	%16,7	%0,2
Deşarj 1	%1,5	%14,3	%0,3
Deşarj 2	%1,9	%17,2	%0,4
Deşarj 3	%3,1	%23,5	%0,2
Deşarj 4	%2,3	%30,7	%0,3
Dinlenme 1	%2,5	%0,1	%0,1
Dinlenme 2	%1,9	%0,2	%0,2
Dinlenme 3	%2,6	%0,4	%0,4
Dinlenme 4	%2,5	%0,3	%0,3

Sonuçların hesaplanmasında sapmayı bulabilmek için şarj ya da deşarj işlemi durdurulmuş, son veriler kayıt altına alınarak pil paketi 4 saat boyunca dinlendirilmiştir. Ardından stabil hale

gelen terminal voltajı ölçülerek veri tablosundan karşılık gelen şarj yüzdesi değeriyle aradaki sapma hesaplanmıştır.

Şarj ve deşarj testlerinden görüleceği üzere gerilim ölçme metodu çok büyük hatalara sebep olmaktadır ve sistem yüküne bağlı olduğunda ya da yük durumunda olduğunda kullanılması tamamen anlamsızdır. Bunun nedeni de yük altında iç direncin üzerinde oluşan gerilim ile birlikte şarj esnasında olduğundan fazla gerilim görmek ve deşarj esnasında da olması gerekenden çok daha az gerilim görmekle açıklanmaktadır. Akım sayma metodunu uygularken sapmalar daha düşük çıkmıştır bu da beklenen bir durumdur, bu yöntemde hata kümülatif olarak birikmektedir. Döngü sayısı artırılarak yapılan 3. deşarj testinde sapmanın artması da bu durumu ortaya çıkarmaktadır. Deneylerle desteklenerek oluşturulan algoritma ile oluşturulan yeni kestirim metodu ise şarj-deşarj ve dinlenme durumlarında gerçek bir elektrikli araçta kullanılabilecek seviyede bir kestirim yapmıştır. Burada dinlenme durumlarında direkt olarak gerilim ölçme metodunu kullandığı için bu kısımlarda iki yöntem aynı sapmayı göstermiştir. Şarj ve deşarj esnasında ise akım sayma metoduyla aynı prensipte çalışmasına rağmen daha iyi kestirim yapması ise başlangıç durumunda gerilim ölçme metoduyla yaptığı düzeltmeden kaynaklıdır, bu düzeltmeyle kendi kendine deşarj ve geçmiş akım ölçüm hatalarından arınmaktadır.

Diğer bir test ise -10°C değerinde yapılmıştır, burada ise lityum birikmesi durumuna yol açmamak için yalnızca deşarj testi yapılmıştır ve çıktılar Tablo 4'te gösterilmiştir.

Tablo 4: Düşük sıcaklık deşarj testi

TEST	Akım sayma metodu sapma	Gerilim ölçme metodu sapma	Tasarlanan kestirim yöntemi sapma
Deşarj -10 °C	%15,8	%26,1	%0,8

Düşük sıcaklık deşarj testlerinden de görüleceği üzere sıcaklığa bağlı düzeltme yapılmamış bir akım sayma metodunda ölçüm hatası çok fazladır, bunun nedeni akım sayma metodu pil kapasitesini hala nominal değerde olarak algılamasıdır, açık devre gerilim metodunda ise deşarj esnasında hataların yüksek olması zaten önceki testten de beklenecek bir sonuçtur. Yeni şarj kestirim metodu ise düşük sıcaklıkta da başarılı bir şarj durumu kestirimi yapmaktadır.

5. Gelecek Çalışmalar

Gelecek çalışmalarda şarj kestirimi dışında hücrelerin sağlık kestiriminin de yapılması hedeflenmektedir. Sağlığını kaybeden bir hücre artık eski kapasitesinde olmayacaktır, bu durum da şarj kestirim hesaplarında kaymaya yol açacaktır. Gelecekte tasarlanan sistemde yardımcı kontrol kartı sayısının artırılması ile daha büyük bir batarya paketi oluşturulması da hedeflenmektedir.

Teşekkür

Yazarlar çalışmaya olan katkısından ötürü Aselsan A.Ş.'ye teşekkür eder.

Kaynakça

- [1] K.E. Aifantis, S.A. Hackney, and R.V. Kumar, "High Energy Density Lithium Batteries, Materials, Engineering, Applications," Wiley-Vch Verlag GmbH & Co. KGaA, Weinheim, 2010
- [2] Z.-W. Gao, T. Lan, H. Yin, and Y. Liu, "Development and commercial application of lithium-ion batteries in electric vehicles: A review," *Processes*, vol. 13, no. 3, p. 756, 2025.
- [3] B. Devi and V. S. Kumar, "Lithium-ion Battery Management System: A review," *2022 International Conference on Power, Energy, Control and Transmission Systems (ICPECTS)*, Chennai, India, pp. 1-6, 2022.
- [4] Z. B. Omariba, L. Zhang and D. Sun, "Review of Battery Cell Balancing Methodologies for Optimizing Battery Pack Performance in Electric Vehicles," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 129335-129352, 2019.
- [5] D. Guo, L. Sun, X. Zhang, P. Xiao, Y. Liu and F. Tao, "The Causes of Fire and Explosion of Lithium Ion Battery for Energy Storage," *2018 2nd IEEE Conference on Energy Internet and Energy System Integration (EI2)*, pp. 1-5, 2018.
- [6] S. Shete, P. Jog, R. K. Kumawat and D. K. Palwalia, "Battery Management System for SOC Estimation of Lithium-Ion Battery in Electric Vehicle: A Review," *2021 6th IEEE International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE)*, Kedah, Malaysia, 2021, pp. 1-4,
- [7] Minxin Zheng, Bojin Qi and Hongjie Wu, "A Li-ion battery management system based on CAN-bus for electric vehicle," *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, Singapore, 2008, pp. 1180-1184
- [8] D. Theuerkauf and L. Swan, "Characteristics of open circuit voltage relaxation in lithium-ion batteries for the purpose of state of charge and state of health analysis," *Batteries*, vol. 8, no. 8, p. 77, Aug. 2022,
- [9] O. Tuna, U. Baysal," Hybrid Method for State of Charge Estimation: An Experimental Study," unpublished.

Artık Robot Kollarının Eşzamanlı Öğrenme Tabanlı Uyarlamalı Kinematik Kontrolü

Concurrent Learning Based Adaptive Kinematic Control of Redundant Robot Manipulators

Armin Razmgiri¹, Zeki Gül¹, Enver Tatlıcıoğlu¹, Erkan Zergeroğlu², Serhat Obuz³, Erman Selim^{1,4}

¹Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi, İzmir

91240000100@ogrenci.ege.edu.tr, 91240000649@ogrenci.ege.edu.tr

enver.tatlicioglu@ege.edu.tr

erman.selim@ege.edu.tr

²Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Gebze Teknik Üniversitesi, Kocaeli

e.zerger@gtu.edu.tr

³Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü
Tarsus Üniversitesi, Mersin

serhat.obuz@tarsus.edu.tr

⁴Mekanik ve Mekatronik Mühendisliği Bölümü
Waterloo Üniversitesi, Waterloo

erman.selim@uwaterloo.ca

Özetçe

Kinematik belirsizlikler altında, artık serbestlik derecesine sahip robot manipülatörlerde yörünge takibi, hem kontrol hem modelleme açısından zorlu bir problemidir. Bu çalışmada, üç serbestlik dereceli artık yapılı bir robot manipülatör için, hız seviyesinde çalışan eşzamanlı öğrenme tabanlı uyarlanabilir bir kinematik denetleyici önerilmiştir. Yöntem, sistemin hem görev uzayında uç efektör yörünge takibini hem belirsizliklerin kestirimini aynı anda gerçekleştirmektedir. Denetleyici, dinamik model bilgisine veya sürekli uyarım (ing. persistent excitation - PE) koşuluna ihtiyaç duymadan, Lyapunov tabanlı analizle izleme ve parametre kestirim hataları için üstel yakınsamayı garanti etmektedir. Çok kanallı regresör yapısı, tekil değer maksimizasyonu ile seçilen geçmiş verileri ve çevrim içi ölçümleri birleştirerek parametre tahmin doğruluğunu artırmaktadır. Psödo-ters Jacobian tabanlı kinematik formülasyon ile yüksek hassasiyetli yörünge takibi benzetimleri sağlanmıştır. Sonuçlar, önerilen yaklaşımın üstel yakınsama başarımını doğrulamaktadır.

Abstract

Trajectory tracking of redundant robot manipulators under kinematic uncertainties is a challenging problem in terms of both control and modeling. In this study, a velocity-level concurrent learning-based adaptive kinematic controller is proposed for a three-degree-of-freedom redundant robot manipulator. The method simultaneously achieves end-effector trajectory tracking in the task space and estimation of uncertainties. Without requiring dynamic model information or the persistent excitation (PE) condition, the controller guarantees exponential convergence of tracking and parameter estimation errors through Lyapunov-based analysis. A multi-channel regressor structure improves estimated parameters accuracy by combining the most informative historical data, selected via singular value maximization, with real-time measurements. High-precision trajectory tracking is achieved in simulations using a pseudo-inverse Jacobian-based kinematic formulation. The results verify the exponential convergence performance of the proposed approach.

1. Giriş

Robotik sistemlerde temel amaç, uç efektörün görev uzayında istenen yörüngeyi takip etmesidir ve sistem dinamikleri kontrol girdileri bakımından doğal olarak eklem uzayında tanımlanır. Bu nedenle, görev uzayı izleme problemi eklem uzayına dönüştürülmekte ve her adımda ters kinematik çözümü gerekmektedir. Bu durum, pozisyon seviyesinde yapılan ters kinematik hesaplamaları ise sayısal kararsızlık, tekillikler ve yüksek hesaplama maliyeti gibi zorluklar doğurmaktadır.

Kinematik olarak artık serbestlik derecesine sahip manipülatörlerde, örneğin 3 serbestlik derecesine sahip bir manipülatörün 2 boyutlu bir görev uzayında çalışması durumunda, ek bir karmaşıklık ortaya çıkar: Belirli bir uç efektör konumu veya pozu için birden fazla, hatta sonsuz sayıda ters kinematik çözüm mevcuttur [1]. Artıklık, kontrol tasarımını zorlaştırır da sisteme ek bir esneklik avantajı kazandırmaktadır. Jacobian matrisinin boş uzayında kalan eklem hareketleri, ikincil hedeflerin gerçekleştirilmesinde kullanılabilir. Bu hedefler arasında manipülatör manevra kabiliyetinin artırılması, eklem limitlerinin veya engellerin aşılması, darbe kuvvetlerinin azaltılması ve potansiyel enerjinin minimize edilmesi yer almaktadır.

Artık serbestlik dereceli sistemlerde yapılan [2] ve [3] çalışmalarında, genişletilmiş görev uzayı formülasyonu ile uç efektör hareketinin kontrolü yapılmaktadır. [4] çoklu görevleri farklı öncelikler ile yerine getirebilen artıklık çözümlemesine dayalı bir kinematik denetleyici sunar, [5] eklem pozisyon kısıtlarını sağlayacak denetleyici kullanmaktadır. [6] tekillik etkilerini azaltmak amacıyla filtrelenmiş ters Jacobian yaklaşımını önermektedir. Ancak bu çalışmaların çoğu, robotun kinematik parametrelerinin tam olarak bilindiği varsayımına dayanmaktadır. Gerçekçi uygulamalarda ise model belirsizlikleri ve gerçek zamanlı hesaplama gereksinimleri bu varsayımı geçersiz kılmaktadır.

Uygulama açısından, kinematik ve dinamik modellerdeki parametrik belirsizlikler, kontrol performansını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu sorunları aşmak amacıyla, belirsizliği azaltmayı, hesaplama karmaşıklığını düşürmeyi ve tekillikler yakınında sağlamlığı artırmayı hedefleyen çeşitli yöntemler geliştirilmiştir [7, 8]. Uyarlamalı kontrol yaklaşımları, model belirsizliklerini telafi ederek hassas yörünge takibi sağlamak için yaygın şekilde kullanılmaktadır [9]. Bununla birlikte, birçok robotik görevde hassas yörünge takibi hala doğru hesaplanmış bir psödo-ters Jacobian matrisine bağlıdır [10]. Dolayısıyla yalnızca belirsizlikleri telafi etmek yeterli olmayıp, bu belirsizliklerin doğru biçimde belirlenmesi ve tahmin edilmesi kritik önem taşımaktadır.

Klasik uyarlamalı denetleyiciler, anlık verilere dayalı tek kanallı regresörler kullanır ve sürekli uyarım koşulunu gerektirir [11]. Eşzamanlı öğrenme [12, 13, 14] ve bileşik öğrenme [15] gibi güncel yaklaşımlar çok kanallı regresörlerden yararlanarak, PE koşulunu sınırlı aralıkta uyarım koşulu olarak uygulayabilmektedir. Geçmiş verilerin uyarlama yasasına eş zamanlı dahil edilmesi, para-

metre kestirimini iyileştirir, yakınsama hızını artırır ve izleme performansını geliştirir [16]. [17] çalışması, giriş-çıkış verilerinin kayıt altına alınarak güncelleme kuralına entegre edildiği integral eşzamanlı öğrenme çerçevesini tanıtmış ve uyarım gereksinimlerini daha da azaltmıştır. Tork seviyesinde ise, [18] bilinen kinematik varsayımı altında, kalıcı uyarıma gerek duymadan görev uzayında yörünge takibini garanti eden ve dinamik belirsizlikleri tahmin eden eşzamanlı öğrenme tabanlı bir denetleyici önermektedir. [13] tork filtreleme destekli eşzamanlı öğrenme yöntemiyle n-eklemlı robot manipülatörlerde hem takip problemini çözmekte hem belirsizlikleri kestirmektedir. [14] ise az eyleycili robotik sistemler için sınırlı bölgede üstel kararlı eşzamanlı öğrenme tabanlı bir denetleyici tasarlamaktadır.

Bu çalışmada, artık serbestlik derecesine sahip ve 3 eklemlı bir robot manipülatör için hız seviyesinde çalışan yeni bir integral eşzamanlı öğrenme tabanlı uyarlanabilir kinematik denetleyici geliştirilmiştir. Önerilen denetleyici uç efektörün yörüngesini hassas biçimde takip etmesini sağlamaktadır ve kinematik belirsizlikleri aynı anda tahmin etmektedir. Bununla birlikte, artıklığı etkin biçimde kullanarak birincil hedef olan yörünge takibinin yanı sıra ikincil hedefleri (eklem limitleri, engel önleme vb.) gerçekleştirebilmektedir. Denetleyici, Lyapunov temelli kararlılık analizi ile hem görev uzayı izleme hatasının hem parametre kestirim hatasının üstel yakınsamasını garanti eder. Buna ek olarak, dinamik model bilgisi veya PE koşuluna ihtiyaç duymamaktadır. Çok kanallı regresörler, geçmiş ve çevrim içi en bilgilendirici verileri entegre ederek parametre kestirimini güçlendirmektedir. Bu amaç için geçmiş veriler, tekil değer maksimizasyonuna dayalı olarak seçilmektedir. Dolayısıyla önerilen yöntem, kinematik kontrol formülasyonlarında yaygın olarak kullanılan psödo-ters Jacobian matris hesaplamalarını da kapsayacak biçimde yörünge takibini yüksek doğrulukla gerçekleştirmektedir. Benzetim sonuçları, yöntemin üstel yakınsama sağladığını doğrulamaktadır.

2. Problem Formülasyonu

2.1. Kinematik Model

Görev uzayındaki uç efektörün konumu ve yönelimi, $x(t) \in \mathbb{R}^m$ ile gösterilmek üzere, ileri kinematik bağıntısı şu şekilde tanımlanır:

$$x = f(q), \quad (1)$$

burada $f(q) \in \mathbb{R}^m$ ileri kinematik fonksiyonunu, $q(t) \in \mathbb{R}^n$ ise eklem konum vektörünü ifade eder. Bu formülasyona dayanarak, görev uzayı değişkenleri ile eklem uzayı değişkenleri arasındaki diferansiyel ilişki şu şekilde ifade edilebilir:

$$\dot{x} = J(q)\dot{q}, \quad (2)$$

burada $\dot{q}(t)$ eklem hızını göstermektedir. $J(q) \in \mathbb{R}^{m \times n}$ ise manipülatör Jacobian matrisidir ve şu şekilde tanımlanır:

$$J(q) = \frac{\partial f(q)}{\partial q}. \quad (3)$$

Kontrol tasarımı amacıyla, Moore–Penrose koşullarını sağladığımız varsaydığımız Jacobian matrisinin psödotesi, $J^+(q) \in \mathbb{R}^{n \times m}$ ile gösterilmek üzere, şu şekilde verilir:

$$J^+ = J^T(JJ^T)^{-1}, \quad (4)$$

ve $JJ^+ = I_m$ özdeşliğini sağlar, burada $I_m \in \mathbb{R}^{m \times m}$ birim matrisini ifade eder.

Özellik 1 : *Jacobian matrisi doğrusal bir parametreyleştirirmeye sahiptir ve şu şekilde ifade edilebilir:*

$$J(q)\zeta = W(q, \zeta)\phi, \quad (5)$$

burada $W : \mathbb{R}^m \times \mathbb{R}^m \rightarrow \mathbb{R}^{m \times p}$, bilinen veya ölçülebilen büyüklüklerden oluşan regresör matrisini, $\phi \in \mathbb{R}^p$ ise bağlantı uzunlukları, burulma açıları ve eklem ofsetleri gibi sabit kinematik parametrelerden oluşan vektörü ifade eder [19].

Varsayım 1: Tüm kinematik tekilliklerin önceden ortadan kaldırıldığı varsayılmaktadır. Başka bir deyişle, tüm izin verilen eklem konfigürasyonları q için Jacobian matrisi $J(q)$ 'nin terslenebilir olduğu kabul edilmektedir [20].

Varsayım 2: Eklem konum vektörü q sınırlı kaldığı sürece, ileri kinematik eşleme $f(q)$ ve Jacobian matrisi $J(q)$ 'nin sınırlı kalacağı varsayılmaktadır [19].

2.2. Kontrol Geliştirme

Amaç, (5) denklemindeki kinematik parametre vektörü ϕ 'deki belirsizliklere rağmen, uç efektör konumu x 'in istenen $x_d : [t_0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^m$ yörüngesini takip etmesini sağlayacak bir kinematik denetleyici geliştirmektir. Eklem hızı $\tau(t) \triangleq \dot{q} \in \mathbb{R}^n$ kontrol girdisi olarak ele alınır ve hem yörünge takibini hem parametre kestirimini sağlamak için uyarlamalı bir strateji kullanılır. Parametre belirsizliği altında ileri kinematik denklemi (1) uygulanamadığından, q ve x 'in erişilebilir olduğu, x 'in ise alternatif algılama yöntemleri ile elde edildiği varsayılmaktadır. İstenen yörünge $x_d(t)$ 'nin düzgün olduğu, x_d ve \dot{x}_d 'nin sınırlı olduğu kabul edilir.

Kontrol tasarımına başlamak için, görev uzayı konum hatası şu şekilde tanımlanır:

$$e(t) = x_d(t) - x(t), \quad (6)$$

$\tau = \dot{q}$ ifadesi (2) denklemine yerine konulduğunda, denklem (6)'nın zamana göre türevi şu şekilde elde edilir:

$$\dot{e} = \dot{x}_d - J\tau. \quad (7)$$

Takip eden kararlılık analizine uygun olarak, kontrol girdisi şu şekilde formüle edilir:

$$\tau = \hat{J}^+ (\dot{x}_d + \kappa_e e) + (I_n - \hat{J}^+ \hat{J})g, \quad (8)$$

burada \hat{J} kestirilmiş Jacobian matrisini, κ_e pozitif bir kontrol kazancı, $I_n \in \mathbb{R}^{n \times n}$ ise birim matrisini ifade eder. $g(t) \in \mathbb{R}^n$ ise artık serbeslik derecesini kontrol etmek için için tasarlanmış yardımcı bir sinyaldir. Özellikle 1'den yararlanılarak ve kestirilmiş kinematik parametreler Jacobian matrisine yerleştirilerek şu ifade elde edilir:

$$\hat{J}(q)\tau = J(q)\tau|_{\phi=\hat{\phi}} = W(q, \tau)\hat{\phi}, \quad (9)$$

burada $\hat{\phi} : [t_0, \infty) \rightarrow \mathbb{R}^p$ kestirilmiş belirsiz parametreler vektörünü, $W(q, \tau)$ ise denklem (5)'te tanımlanan regresör matrisini ifade eder.

Denklem (7)'e $\hat{J}\tau$ eklenip çıkarıldığında ve denklem (8) kullanılarak güncellendiğinde, kapalı çevrim hata dinamikleri şu şekilde elde edilir:

$$\dot{e} = -\kappa_e e - \tilde{J}(q)\tau, \quad (10)$$

burada $\tilde{J}(q) \triangleq J(q) - \hat{J}(q) \in \mathbb{R}^{m \times n}$ Jacobian kestirim hatasını ifade eder. Bu terim şu ilişkiyi sağlar:

$$\tilde{J}(q)\tau = W(q, \tau)\tilde{\phi}, \quad (11)$$

burada $\tilde{\phi}(t) \in \mathbb{R}^p$ parametre kestirim hatasını ifade eder ve şu şekilde tanımlanır:

$$\tilde{\phi} \triangleq \phi - \hat{\phi}. \quad (12)$$

Kestirim hatasının yakınsamasını sağlamak amacıyla, $\hat{\phi}$ için uyarlamalı güncelleme yasası şu şekilde tasarlanır:

$$\dot{\hat{\phi}} = -\Gamma W^\top e - \kappa_{cl} \Gamma \sum_{i=1}^N W_i^\top (X_i - W_i \hat{\phi}), \quad (13)$$

Burada $\Gamma \in \mathbb{R}^{p \times p}$ sabit, diyagonal, ayarlanabilir ve pozitif tanımlı uyarlama kazanç matrisini; $N \in \mathbb{Z}_{>0}$ ise bellekte saklanan geçmiş veri noktalarının sayısını ifade eder. Denklem (13)'te $X_i \triangleq X(t_i) \in \mathbb{R}^m$ ve $W_i \triangleq W(t_i) \in \mathbb{R}^{m \times p}$, $t_i \in [t_0, t]$ anlarında örneklenen aşağıdaki zaman-integrallli sinyallerin değerlerini ifade eder:

$$\mathcal{X} \triangleq \int_{\max(t-\Delta t, 0)}^t \dot{x}(\sigma) d\sigma, \quad (14)$$

$$\mathcal{W} \triangleq \int_{\max(t-\Delta t, 0)}^t W(q(\sigma), \tau(\sigma)) d\sigma, \quad (15)$$

burada $\Delta t \in \mathbb{R}$, integrasyon penceresinin genişliğini tanımlayan sabit bir zaman aralığıdır.

Denklem (14) ve (15)'daki tanımlar kullanılarak, denklem (13)'daki uyarlamalı güncelleme yasası şu şekilde yeniden yazılabilir:

$$\dot{\hat{\phi}} = -\Gamma W^\top e - \kappa_{cl} \Gamma \sum_{i=1}^N W_i^\top W_i \tilde{\phi}, \quad (16)$$

Bu ifade, parametre yakınsamasını geliştirmek amacıyla hem anlık hem saklanan veri katkılarını içermektedir.

2.3. Kararlılık Analizi

Teorem 1 : (8) denetleyici ile (13) uyarlama kuralının birlikte uygulanması, uç efektör izleme hatası ile parametre kestirimini hatalarının küresel üstel kararlılığını sağlar (GES). Bu durumda

$$\|s(t)\| \leq \sqrt{\frac{\bar{\lambda}_V}{\underline{\lambda}_V}} \|s(T)\| \exp\left(-\frac{\alpha}{2\bar{\lambda}_V}(t-T)\right), \quad (17)$$

tüm $t \geq T$ için geçerlidir. Burada $s(t) = [e^T \ \tilde{\phi}^T]^T \in \mathbb{R}^{m+p}$ ve $\bar{\lambda}_V, \underline{\lambda}_V, \alpha > 0$ sabitlerdir.

İspat 1 Orijini içeren bir bölge olan $\mathcal{D} \subset \mathbb{R}^{m+p}$ tanımlansın. Bu bölge üzerinde aşağıdaki Lyapunov fonksiyonu adayı düşünülür:

$$V(s) = \frac{1}{2}e^T e + \frac{1}{2}\tilde{\phi}^T \Gamma^{-1} \tilde{\phi}, \quad (18)$$

ki bu fonksiyon pozitif tanımlı, sürekli türevlenebilir ve radyal olarak sınırsızdır. Ayrıca

$$\lambda_V \|s\|^2 \leq V(s) \leq \bar{\lambda}_V \|s\|^2, \quad (19)$$

eşitsizliği her zaman sağlanır; burada

$$\lambda_V = \frac{1}{2} \min\{1, \lambda_\Gamma\}, \quad \bar{\lambda}_V = \frac{1}{2} \max\{1, \bar{\lambda}_\Gamma\}.$$

V fonksiyonunun zamana göre türevi alınırsa:

$$\dot{V} = e^T \dot{e} + \tilde{\phi}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{\phi}}. \quad (20)$$

Hata dinamikleri e için (7) ve parametre kestirim hatası $\tilde{\phi}$ için (16) ile birlikte (12)'in zamana göre türevi yerine konularak ve ardından Özellik 1 uygulanıp temel cebirsel sadeleştirmeler yapıldığında, aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$\dot{V} = -e^T \kappa_e e - \kappa_{cl} \tilde{\phi}^T \left(\sum_{i=1}^N \mathcal{W}_i^T \mathcal{W}_i \right) \tilde{\phi}. \quad (21)$$

Başlangıçta, $t \in [t_0, T)$ aralığında birikmiş veri (ing. history stack) yeterince zengin olmadığı için $\sum_i \mathcal{W}_i^T \mathcal{W}_i$ ifadesi sadece pozitif yarı tanımlıdır. Dolayısıyla:

$$\dot{V} \leq -e^T \kappa_e e \leq -\lambda_{\kappa_e} \|e\|^2, \quad (22)$$

olarak üstten sınırlanabilir. Bu durumda

$$\dot{V} \leq -\gamma(s), \quad \gamma(s) = \lambda_{\kappa_e} \|e\|^2,$$

olmak üzere $\dot{V} \leq -\gamma(s)$ tüm $t \in [t_0, T)$ için geçerlidir. Teorem 8.4 [21] bu eşitsizlikten $V(s)$ 'nin ve böylece $s(t)$ 'nin uniform olarak sınırlı kalacağı sonucunu çıkarır. Dolayısıyla diğer tüm kapalı çevrim sinyalleri sınırlıdır ve sistemin sonlu zamanda sınırsızlaşması (ing. finite escape) önlenmiştir. Barbalat'ın Varsayımını kullanarak izleme hatasının $e(t)$ 'nin asimptotik kararlı olduğu görülebilir. $t \geq T$ durumunda birikmiş veri yeterli çeşitlilik kazandığında:

$$\lambda_{\min} \left\{ \sum_i \mathcal{W}_i^T \mathcal{W}_i \right\} \geq \lambda_W > 0,$$

koşuluyla

$$\dot{V} \leq -\lambda_{\kappa_e} \|e\|^2 - \kappa_{cl} \lambda_W \|\tilde{\phi}\|^2. \quad (23)$$

(19) kullanılarak da

$$\dot{V} \leq -\frac{\alpha}{\lambda_V} V, \quad \alpha = \min\{\lambda_{\kappa_e}, \kappa_{cl} \lambda_W\}$$

elde edilir. Bu doğrusal eşitsizliğin çözümü:

$$V(t) \leq V(T) \exp\left(-\frac{\alpha}{\lambda_V} (t - T)\right), \quad t \geq T,$$

ve (19) ile birlikte (17)'de verilen üstel çöküş sınırına ulaşılır.

3. Sayısal Benzetimler

Düzlemsel, üç bağlantılı ve dönel eklemlerden oluşan bir robotik manipülatör için, (6)'da verilen kinematik denetleyici ile (11)'de sunulan integral eşzamanlı öğrenme güncelleme yasasının etkinliğini değerlendirmek amacıyla sayısal bir benzetim gerçekleştirilmiştir. Üç dönel eklemlili düzlemsel seri bir manipülatörün ileri kinematik formülasyonu şu şekilde ifade edilmektedir:

$$f(q) = \begin{bmatrix} L_1 c_1 + L_2 c_{12} + L_3 c_{123} \\ L_1 s_1 + L_2 s_{12} + L_3 s_{123} \end{bmatrix}.$$

$L_1, L_2, L_3 \in \mathbb{R}$ ifadeleri bağlantı uzunluklarını, $c_1 \triangleq \cos(q_1)$, $s_1 \triangleq \sin(q_1)$, $c_{12} \triangleq \cos(q_1 + q_2)$, $s_{12} \triangleq \sin(q_1 + q_2)$, $c_{123} \triangleq \cos(q_1 + q_2 + q_3)$ ve $s_{123} \triangleq \sin(q_1 + q_2 + q_3)$ temsil etmektedir. $L_1 = 0.6$ m, $L_2 = 0.4$ m ve $L_3 = 0.3$ m bağlantı uzunlukları ile yapılandırılmıştır.

Bu konfigürasyon altında, ileri kinematik fonksiyonu $f(q)$ üzerinden $J = \frac{\partial f(q)}{\partial q} \in \mathbb{R}^{2 \times 3}$ elde edilmektedir.

$$J(q) = \begin{bmatrix} -L_1 s_1 - L_2 s_{12} - L_3 s_{123} & -L_2 s_{12} - L_3 s_{123} & -L_3 s_{123} \\ L_1 c_1 + L_2 c_{12} + L_3 c_{123} & L_2 c_{12} + L_3 c_{123} & L_3 c_{123} \end{bmatrix}$$

$J(q) \tau$ terimi, doğrusal olarak parametreleştirilmiş bir formda şu şekilde ifade edilebilir:

$$J(q) \tau = W(q, \tau) \phi,$$

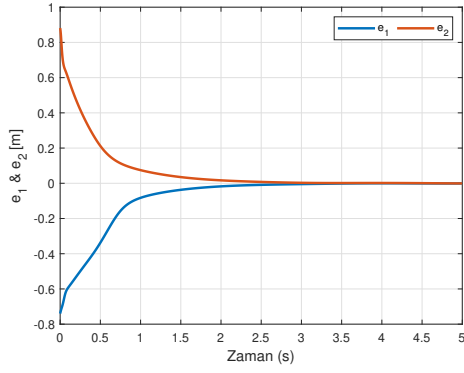
burada $\phi = [L_1 \ L_2 \ L_3]^T \in \mathbb{R}^3$ bağlantı uzunluklarından oluşan vektördür ve $W(q, \tau) \in \mathbb{R}^{2 \times 3}$ regresyon matrisi aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$W(q, \tau) = \begin{bmatrix} -s_1 \tau_1 & -s_{12}(\tau_1 + \tau_2) & -s_{123}(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) \\ c_1 \tau_1 & c_{12}(\tau_1 + \tau_2) & c_{123}(\tau_1 + \tau_2 + \tau_3) \end{bmatrix}.$$

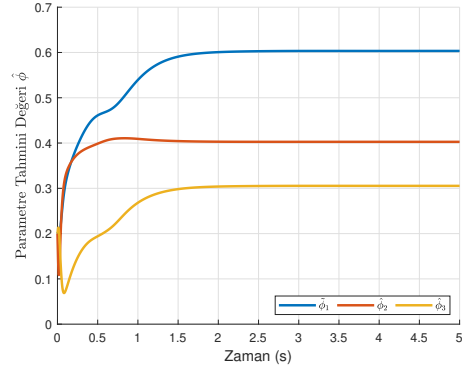
Çalışmada, hedef görev uzayı yörüngesi aşağıdaki şekilde tanımlanmıştır:

$$x_d(t) = \begin{bmatrix} 0.45 + 0.1 \left(1 - e^{-0.5t}\right) \cos(\pi t) \\ 0.45 + 0.1 \left(1 - e^{-0.5t}\right) \sin(\pi t) \end{bmatrix} \text{ [m]}. \quad (24)$$

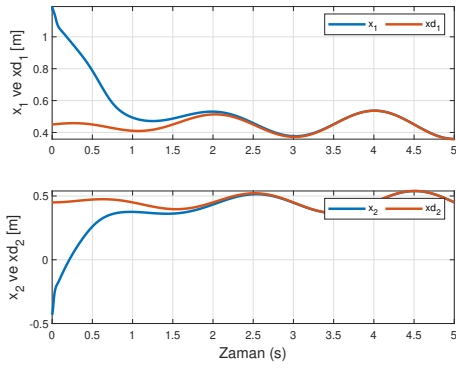
Başlangıç eklem konumları $q(0) = [-0.5; 0.5; -0.5]$ [rad] olarak seçilmiş ve bu durumda başlangıç görev uzayı konumu $x(0) = [0.9265 \quad -0.2877]^T$ [m] elde edilmiştir. Kestirilmiş parametreler için başlangıç değerleri $\hat{\phi}(0) = [0.2 \ 0.2 \ 0.2]^T$ olarak atanmıştır. Kontrol kazanç matrisi $\kappa_e = \text{diag}\{1.5, 1.5\}$, adaptasyon kazanç matrisi ise $\Gamma = \text{diag}\{0.5, 0.5, 0.5\}$ olarak ayarlanmıştır. Öğrenme kazancı $\kappa_{cl} = 1 \times 10^4$ olarak belirlenmiş, bellekte tutulan geçmiş veri sayısı ise $N = 30$ olarak seçilmiştir. İkincil hedef denetleyicisi hareket kabiliyetinin en üst düzeye çıkarılması ve optimum eklem yapılandırmasının sağlanması amacıyla $g = -2(q_3 - q_2 - 0.5q_1)[1; -1; 1]$ olarak seçilmiştir [22]. Şekil 1, görev uzayı takip hatası $e(t)$ 'yi göstermektedir. Şekil 2 uç noktanın düzlemsel hedef yörüngeye yakınsama başarısını ortaya koymaktadır. Sonuçlar, önerilen eşzamanlı öğrenme tabanlı uyarlamalı kinematik denetleyicinin, kinematik parametre belirsizlikleri mevcut olsa bile üstel yakınsama sağladığını doğrulamaktadır. Şekil 3, tasarlanan kontrol girdisini, Şekil 3 ise kinematik model parametre kestirimlerini sunmaktadır. Ayrıca Şekil 4, parametre kestirim hatalarını $\hat{\phi}(t)$ şeklinde



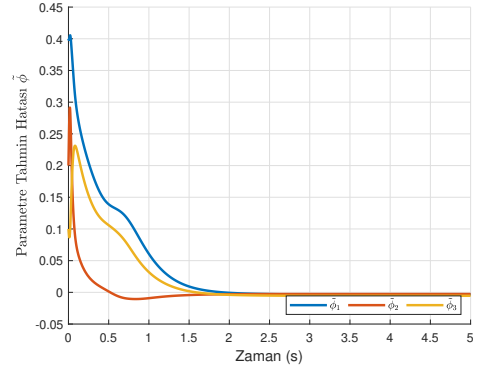
Şekil 1: Görev uzayı takip hatası



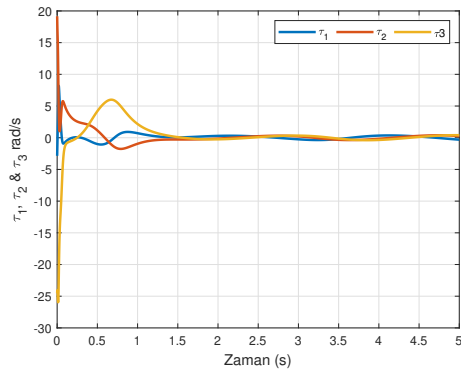
Şekil 4: Kinematik model parametre kestirimleri $\hat{\phi}$



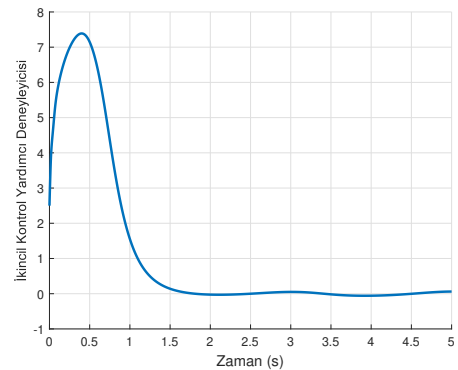
Şekil 2: Düzlemsel hedef takip başarısı



Şekil 5: Parametre kestirim hataları $\tilde{\phi}$



Şekil 3: Kontrol girdisi $\tau(t)$



Şekil 6: İkincil Kontrol Denetleyicisi

göstermekte ve bu hataların zamanla gerçek değerlerine yakınsadığını göstermektedir. İkincil hedef denetleyicisinin zaman içerisinde değerinin ± 0.06 arasında sınırlandığı Şekil 6'da paylaşılmıştır.

4. Sonuç

Üç serbestlik dereceli artık robot manipülatör için geliştirilen hız seviyesinde çalışan eşzamanlı öğrenme tabanlı uyarlanabilir kinematik denetleyici tasarlanmıştır.

Önerilen denetleyici kinematik belirsizlikler altında görev uzayında yüksek doğrulukta yörünge takibi sağlamıştır. Denetleyici, dinamik model bilgisine veya sürekli uyarım koşuluna ihtiyaç duymadan, hem izleme hatası hem parametre kestirim hatası için Lyapunov analizlerinde üstel yakınsamayı garanti etmiştir. Çok kanallı regresör yapısı, tekil değer maksimizasyonu ile seçilen geçmiş veriler ve çevrim içi ölçümler ile parametre kestirim doğruluğu artırılmıştır. Ayrıca, kontrol girdisinde ikincil hedefler için tanımlanan yardımcı sinyalin zamanla küçük değerlerde sı-

nırlandırıldığı gözlemlenmiştir. İlerleyen çalışmalarda deneysel çalışmalar hedeflenmektedir.

5. Kaynakça

- [1] Yoshihiko Nakamura, *Advanced robotics: redundancy and optimization*, Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1990.
- [2] H. Seraji, "Configuration control of redundant manipulators: Theory and implementation," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 5, no. 4, pp. 472–490, Aug 1989.
- [3] X. Peng and N. Adachi, "Compliant motion control of kinematically redundant manipulators," *IEEE Transactions on Robotics and Automation*, vol. 9, no. 6, pp. 831–837, Dec 1993.
- [4] Tadej Petrič and Leon Žlajpah, "Smooth continuous transition between tasks on a kinematic control level: Obstacle avoidance as a control problem," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 61, no. 9, pp. 948–959, 2013.
- [5] Abdelrahem Atawnih, Dimitrios Papageorgiou, and Zoe Doulgeri, "Kinematic control of redundant robots with guaranteed joint limit avoidance," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 79, pp. 122–131, 2016.
- [6] Lucas V Vargas, Antonio C Leite, and Ramon R Costa, "Overcoming kinematic singularities with the filtered inverse approach," *IFAC Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 8496–8502, 2014.
- [7] O. Khatib, "Dynamic control of manipulators in operational space," in *IFTToMM Congress on Theory of Machines and Mechanisms*, New Delhi, India, 1983, pp. 1–10.
- [8] C. C. Cheah, K. Lee, S. Kawamura, and S. Arimoto, "Asymptotic stability of robot control with approximate jacobian matrix and its application to visual servoing," in *Proceedings of the IEEE International Conference on Decision and Control*, Sydney, Australia, 2000, pp. 3939–3944.
- [9] H. Wang, "Adaptive control of robot manipulators with uncertain kinematics and dynamics," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 61, no. 2, pp. 419–425, 2016.
- [10] Ning Tan, Mingwei Huang, Peng Yu, and Tao Wang, "Neural-dynamics-enabled jacobian inversion for model-based kinematic control of multi-section continuum manipulators," *Applied Soft Computing*, vol. 103, pp. 107114, 2021.
- [11] J.J. Slotine and W. Li, "Composite adaptive control of robot manipulators," *Automatica*, vol. 25, no. 4, pp. 509–519, 1989.
- [12] Girish Chowdhary and Eric Johnson, "Concurrent learning for convergence in adaptive control without persistency of excitation," in *Proceedings of the 49th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*, 2010, pp. 3674–3679.
- [13] Cong Li, Fangzhou Liu, Yongchao Wang, and Martin Buss, "Concurrent learning-based adaptive control of an uncertain robot manipulator with guaranteed safety and performance," *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics: Systems*, vol. 52, no. 5, pp. 3299–3313, 2022.
- [14] Tong Yang, Ning Sun, Zhuoqing Liu, and Yongchun Fang, "Concurrent learning-based adaptive control of underactuated robotic systems with guaranteed transient performance for both actuated and unactuated motions," *IEEE Transactions on Neural Networks and Learning Systems*, vol. 35, no. 12, pp. 18133–18144, 2024.
- [15] Y. Pan, X. Li, and H. Yu, "Least-squares learning control with guaranteed parameter convergence," in *IEEE International Conference on Automation and Computing*, 2016, pp. 132–137.
- [16] Kai Guo and Yongping Pan, "Composite adaptation and learning for robot control: A survey," *Annual Reviews in Control*, vol. 55, pp. 279–290, 2023.
- [17] A. Parikh, R. Kamalapurkar, and W.E. Dixon, "Integral concurrent learning: Adaptive control with parameter convergence using finite excitation," *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 33, no. 12, pp. 1775–1787, 2019.
- [18] S. Obuz, E. Tatlicioglu, and E. Zergeroglu, "Adaptive cartesian space control of robotic manipulators: A concurrent learning based approach," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 361, no. 5, pp. 106701, 2024.
- [19] Lorenzo Sciavicco and Bruno Siciliano, *Robotics: Modelling, Planning and Control*, Springer Science & Business Media, London, UK, 2010.
- [20] Lorenzo Sciavicco, Bruno Siciliano, Lorenzo Sciavicco, and Bruno Siciliano, "Kinematics," *Modeling and Control of Robot Manipulators*, pp. 21–77, 2000.
- [21] H. K. Khalil, *Nonlinear systems*, 3rd ed., Prentice-Hall, 2002.
- [22] E. Zergeroglu, D.M. Dawson, I. Walker, and A. Behal, "Nonlinear tracking control of kinematically redundant robot manipulators," in *Proceedings of the 2000 American Control Conference. ACC (IEEE Cat. No.00CH36334)*, 2000, vol. 4, pp. 2513–2517 vol.4.

eVTOL Kentsel Hava Hareketliliği Sistemlerinde Kontrol ve Güç Kaynağı Perspektifinden Gelişmeler, Zorluklar ve Yeni Nesil Çözümler

Advancements and Challenges in eVTOL UAMs from Control and Power Perspectives and Emerging Solutions

Eiad SAİF¹, Mehmet S. ÇELİK², Burcu KESKİN², İlyas EMİNOĞLU²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Samsun Üniversitesi, Samsun

eiad.saif@samsun.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun

mehmetserdar.celik@omu.edu.tr, burcu.keskin@omu.edu.tr, ilyase@omu.edu.tr

Özetçe

Dikey İniş-Kalkış Elektrikli Hava Araçları (eDİK), kentsel ulaşım sorunlarına dönüştürücü bir çözüm sunarak Kentsel Hava Hareketliliği (KHH)'nin temel teknolojilerinden biri olarak öne çıkmaktadır. Bununla birlikte, eDİK sistemlerinin sorunsuz entegrasyonu ve ölçeklenebilir şekilde yaygınlaştırılması, özellikle kontrol sistemlerinin sağlamlığı ve enerji kaynaklarının verimliliği konularında önemli teknik engellerle karşılaşmaktadır. Bu çalışma, söz konusu alanlardaki kritik zorlukları incelemekte ve eDİK platformlarının güvenli, güvenilir ve ekonomik açıdan uygulanabilir işletimini sağlamak için çözülmesi gereken temel araştırma boşluklarını tespit etmektedir. Ayrıca, bu boşlukları kapatmaya yönelik hedefli araştırma yönleri ve uygulanabilir öneriler sunarken, alandaki yeni teknolojik çözümleri değerlendirmekte ve gelecek eğilimleri öngörmektedir.

Abstract

Electric Vertical Takeoff and Landing (eVTOL) aircraft have emerged as a pivotal technology in Urban Air Mobility (UAM), presenting a transformative solution to contemporary urban transportation challenges. However, the seamless integration and scalable deployment of eVTOL systems face substantial technical barriers, primarily related to control system robustness and energy source efficiency. This study examines the critical challenges in these domains, identifying key research gaps that must be addressed to ensure the safe, reliable, and economically feasible operation of eVTOL platforms. Furthermore, the paper proposes targeted research directions and actionable recommendations to bridge these gaps, while evaluating emerging technological solutions and forecasting future trends in the field.

1. Giriş

Dünya genelinde pek çok hükümet, özel sektör aktörü ve araştırmacı, ticari kargo ve yolcu taşımacılığına yönelik dikey iniş-kalkış (DİK) araçlarının geliştirilmesi ve operasyonel hale getirilmesi için yoğun çaba sarf etmektedir. Kentsel hava hareketliliği (KHH) sistemleri, havacılık endüstrisinin gelecek vizyonunu şekillendiren kritik bir alan olarak öne çıkarken, aynı zamanda yükselen bir yatırım odağı ve akademik çalışmalar için disiplinlerarası bir araştırma sahası sunmaktadır. Küresel ölçekte ileri hava mobilitesi pazarının büyüklüğü 2024 yılı itibarıyla 11,5 milyar ABD doları olarak tahmin edilmekte olup, 2025-2034 döneminde %20,6 bileşik yıllık büyüme oranı (CAGR) ile genişlemesi beklenmektedir [1].

2025 yılı sonuna kadar küresel ölçekte 3.000'den fazla uçan taksi veya yolcu drone'un kullanımda olacağı tahmin edilmektedir. Daha sürdürülebilir çok modlu mobilite ağlarının hayata geçirilmesi sonucunda bu sayının 2050 yılına kadar 100.000'in üzerine çıkması beklenmektedir [2].

KHH, Federal Havacılık İdaresi'ne (FAA) göre düşük irtifalarda kentsel ve banliyö alanlarında yolcu veya kargo işleten ve taşıyan yüksek düzeyde otomatikleştirilmiş hava araçları kullanan verimli ve güvenli bir hava taşımacılığı sistemidir [3]. KHH, Ulusal Havacılık ve Uzay İdaresi (NASA) çiziminde (Şekil 1) görülebilen Gelişmiş Hava Hareketliliğinin (AAM) bir alt kümesidir.

eDİK, havacılık endüstrisindeki en son yeniliklerden biridir [4]. DİK yetenekleri, benzer uçuş performansının elde edilmesi koşuluyla hem İHA'lar hem de İnsanlı Hava Araçları (MAV'ler) için gerekli özelliklerdir [5].

DİK araçlar, tamamen elektrikli veya hibrit bir sistemle çalışır. Pilotlu, otonom veya uzaktan pilotlu olabilirler. Son



Şekil 1. NASA tarafından tasavvur edilen Gelişmiş Hava Hareketliliği [6].

yıllarda, eDİK uçakları, hava hareketliliği hizmetlerinin gelişimine etkin katkıları nedeniyle son yıllarda artan bir ilgi görmüştür. eDİK (Elektrikli DİK'ler), bir pist kullanmak yerine dikey kalkış ve inişin avantajlarını bir araya getirir ve çok yönlü büyük pervanelere sahip olması, onu herhangi bir yönde hareket ettirebilir. Ayrıca, hava taşımacılığı hizmetlerine artan ihtiyacı ve kentsel alanlardaki trafik sıkışıklığını azaltma olasılığı sağlar. Ayrıca eDİK araçları, acil sağlık hizmetleri ve kargo taşımacılığı gibi diğer çeşitli görevler için de rahatlıkla kullanılabilir.

2. eDİK Konfigürasyonları ve Özellikleri

Çoğu eDİK hava aracı, çok rotorlu (multi-rotor), kaldırma+seyir (lift+cruise) ve vektörlenmiş itki (vectored thrust) olmak üzere üç ana türe ayrılabilir; rotorcraft ve tail-sitter gibi diğer tipler de mevcuttur. Genel uçak tasarımı için bu konfigürasyonların benzersiz özelliklerinin anlaşılması kritik öneme sahiptir [11] (Şekil 2).

Daha önceki çalışmalarda da gösterildiği üzere [12], [19], [21], kanatsız çok rotorlu konfigürasyonlar, üstün sabit duruş (hovering) kabiliyetleri ve manevra yetenekleri nedeniyle kısa menzilli kentsel görevler için ideal bir çözüm sunmaktadır. Buna karşılık, kanatlı konfigürasyonlar daha yüksek seyir verimliliği sağlayarak uzun menzilli uçuşlar için daha uygundur. Tiltrotor (Eğimli Rotor) tasarımları, hem havada asılı kalma hem de seyir modu için tek bir itki sistemi kullanarak çok yönlülük sunmakta, ancak sistem karmaşıklığını artırmaktadır. Hibrit (kaldırma + seyir) konfigürasyonları ise yüksek verimlilik sağlamakla birlikte, rotorların neden olduğu sürüklenme kaybı sebebiyle diğer kanatlı tasarımlara kıyasla daha düşük seyir performansı sergilemektedir [23].

3. eDİK KHH Araçları Üzerine Kapsamlı Bir Analiz

DİK araçları, tamamen elektrikli veya hibrit bir sistemle çalışır. Pilotlu, otonom veya uzaktan pilotlu olabilirler.

Elektrikle çalışan DİK (eDİK) sektörünün gelişmesine rağmen, uçuş süresi ve uçuş süresi kısıtlamaları gibi büyük zorluklarla karşı karşıyadır. eDİK araçlarında ana teknolojik dezavantaj, sınırlı uçuş süresi kapasitesine neden olan bataryaların çok düşük enerji yoğunluğudur. Örneğin, elektrikli (bataryala çalışan) bir eDİK maksimum 20-30 dakika uçabilir. Ayrıca, sınırlı taşıma kapasitesi, eDİK uygulamalarının hava taşımacılığı ve hava ambulansı gibi yakın gelecekte gelecek vaat eden hizmetlerde yaygınlaşmasını engellemiştir.

Bataryaların sınırlı enerji yoğunluğu, eDİK için zorluklar yaratır. Ana ikilem, eDİK 'un birincil enerji kaynağı olarak bataryalara bağımlı olmasıdır [13]. Bunu aşmak için kalkış/iniş sırasında araç dikey olarak hareket ederken yüksek enerji, faydalı bir süre havada kalabilmek için yüksek enerji yoğunluğu sağlanmalıdır [14]. Önümüzdeki yıllarda, KHH'nin karşı karşıya olduğu iki zorluk sertifikasyon ve enerji yoğunluğunda yatmaktadır [15]. Batarya gücü yoğunluğu için ümit verici teknik çözümler, uzun süredir araştırma ve geliştirme aşamasındadır ve günümüze kadar devam etmektedir. Yükseltilmiş yeni nesil pillerin 350 ile 400 Wh/kg enerji yoğunluklarına ulaşması ve maliyetleri 50 US\$/kWh'ye düşürmesi bekleniyor [14]. Bataryaların gelişimi özgül enerjideki artışa bağlıdır.

4. eDİK Araçlarının Karşılaştığı Teknik Zorluklar

eDİK'in karşılaştığı zorluklar, tasarım, kontrol sistemleri, enerji kaynakları ve elektrikli tahrik sistemi gibi çeşitli alanlarda çeşitlilik göstermektedir (Şekil 3).



(a) Ehang 216



(b) Pegasus (PAV)

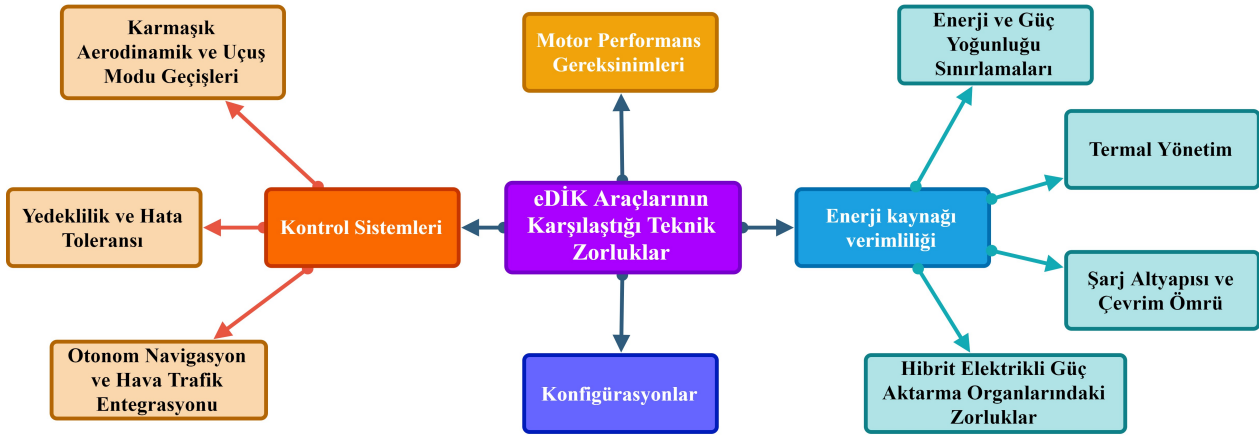


(c) Airbus Vahana A3



(d) Archer Maker

Şekil 2. Farklı eDİK konfigürasyonları: (a) Çok Rotorlu [7]; (b) Kaldırma+Sevir [8]; (c) Eğimli Kanat [9]; (d) Eğimli Rotor [10].



Şekil 3. eDİK Araçlarının Karşılaştığı Teknik Zorluklar.

4.1. Konfigürasyonlarda Karşılaşılan Zorluklar

Genel olarak, DİK sınıflandırması sabit kanatlı ve kanatsızları içerir. Kanatsız tasarımlar, Şekil 4'te olduğu gibi en az karmaşık konfigürasyonlar olan rotorlarda hem dikey kaldırma hem de ileri uçuş için kaldırma kuvveti oluşturmaya dayanır.

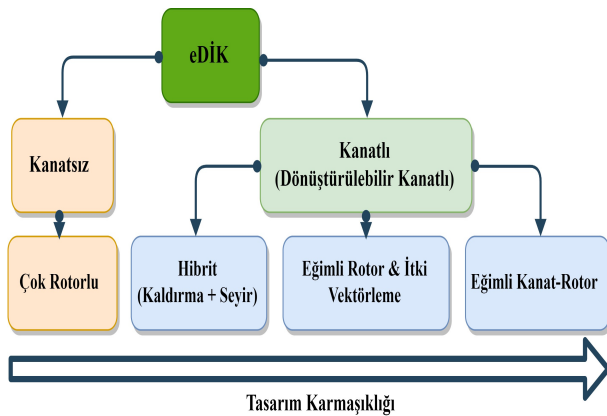
4.2. Kontrol Sistemi ve Tasarım Zorlukları

Kontrol sistemi, eDİK'lerin uçuş performansını ve güvenilirliğini doğrudan etkileyen en kritik bileşenlerden biridir [11]. Bir eDİK kontrol sisteminin tasarımı; dikey kalkış, geçiş, seyir ve iniş gibi tüm uçuş evrelerinde güvenilirlik, hassas kontrol ve kararlı uçuş sağlamayı hedefler [11].

eDİK hava araçları, kontrol sistemi tasarımı açısından benzersiz zorluklar ortaya koymaktadır. Bu zorluklar:

- Karmaşık aerodinamik yapı,
- Çoklu uçuş modları (dikey kalkış/inış, geçiş ve kanatlı uçuş),
- Yoğun kentsel hava sahasında otonom veya yüksek derecede otomatik operasyon gereksinimi

4.2.1. Karmaşık Aerodinamik ve Uçuş Modu Geçişleri



Şekil 4. eDİK tasarımlarının karmaşıklık karşılaştırmalı konfigürasyonları ([16]'den alınmıştır).

- **Sistem Karmaşıklığı:** Rotor tabanlı eVTOL'ler, doğası gereği çok girişli-çıkışlı, doğrusal olmayan, güçlü şekilde bağlaşımlı ve eksik eylemlendirmeli sistemlerdir [17]. Geleneksel hava araçlarının aksine, eVTOL'ler genellikle çoklu pervaneli veya rotorlu yapılar (örn. çok rotorlu, kaldırma+seyir kombine, eğimli rotor konfigürasyonları) içermekte olup, bu durum yüksek derecede karmaşık ve doğrusal olmayan aerodinamik etkileşimlere yol açmaktadır. Farklı uçuş fazlarında bu etkileşimlerin yönetilmesi önemli bir kontrol problemidir [18].
- **Modelleme Doğruluğu:** eVTOL'ler için kesin matematiksel modeller oluşturmak, motor montaj hataları, asimetrik eksenler, yüksek hızlı dönüş sırasındaki titreşimler gibi yapısal sorunlar ve eVTOL üzerindeki kuvvetleri etkileyen hava akışı değişimleri gibi dış faktörler nedeniyle zordur [17].
- **Dikey İniş-Kalkış (VTOL):** Bu aşama, genellikle pervane hızı ve eğim mekanizmalarına büyük ölçüde bağımlı olan hassas itki vektörleme ve stabilite kontrolü gerektirir. Kalkış ve iniş sırasında zemine yakınlık, ayrıca zemin etkisi fenomenlerini ortaya çıkarır; bu etkiler, kontrol sistemi tarafından doğru şekilde modellenip kompanse edilmezse hava aracının kararsızlaşmasına neden olabilir.
- **Geçiş Uçuşu:** Dikey kaldırma modundan yatay ileri uçuşa geçiş, tartışmasız en zorlu aşamadır. Bu süreç, genellikle konvansiyonel aerodinamik kontrol yüzeylerinin daha az etkili olduğu düşük hava hızlarında, kaldırma kuvveti, itiş gücü ve aerodinamik yüzeylerin karmaşık koordinasyonunu gerektirir. Kesintisiz ve kararlı geçişler, yolcu konforu ve güvenliği açısından kritik öneme sahiptir.
- **Kanatlı Uçuş:** Verimlilik potansiyeli yüksek olmakla birlikte, kanatlı uçuş konfigürasyonları - özellikle bina etkileri ve meteorolojik koşulların yarattığı türbülansın hakim olduğu kentsel hava ortamlarında-sağlam bir kontrol sistematiği gerektirmektedir.

4.2.2. Yedeklilik ve Hata Toleransı

KHH uygulamalarında, motor veya batarya kaynaklı sistem arızaları gibi durumlarda bile operasyonel güvenliğin garanti

altına alınması hayati önem taşımaktadır [11]. eVTOL araçlarının yolcu taşıyıcı özelliği ve yoğun nüfuslu bölgelerde konuşlandırılma gerekliliği, kontrol sistemlerinde sıfır hataya yakın güvenilirlik ve kapsamlı hata yönetimi gereksinimini doğurmaktadır. Sistem mimarisindeki herhangi bir tek nokta arızası, geri dönülemez sonuçlar doğurabilecek operasyonel riskler oluşturmaktadır.

- **Donanımsal Fazlalık:** Kritik bileşenlerin (uçuş bilgisayarları, sensörler, aktüatörler gibi) çoğaltılmasını içeren bu yöntem, arıza durumunda operasyonel süreklilik sağlar. Fazlalık sistemlerin uygulanması; karmaşıklık, ağırlık ve maliyet artışına yol açar.
- **Yazılımsal Fazlalık ve Çeşitlilik:** Donanımın ötesinde, kontrol algoritmaları; sensör arızalarını, aktüatör hatalarını ve hatta yazılımsal kusurları tespit edip telafi edecek kadar sağlam olmalıdır. "N-versiyon programlama" (aynı görevi gerçekleştiren bağımsız yazılım versiyonları kullanımı) gibi teknikler güvenilirliği artırabilir ancak kaynak tüketimi yüksektir.
- **Acil Durum Operasyonları:** Kontrol sistemleri, bileşen arızaları oluşa bile güvenli acil iniş veya üsse dönüş operasyonlarına izin verecek şekilde bozulmuş uçuş modlarını yönetebilmelidir.

4.2.3. Otonom Navigasyon ve Hava Trafik Entegrasyonu

KHH vizyonu, dinamik ve yoğun kentsel hava sahasında seyrüsefer için gelişmiş kontrol sistemleri gerektiren otonom veya yüksek derecede otomatikleştirilmiş operasyonlara büyük ölçüde bağlıdır.

- **Algıla ve Kaçın (SAA - Sense-and-Avoid):** eVTOL'lerin diğer hava araçlarını, dronları, binaları ve beklenmedik engelleri (örneğin kuşlar) tespit edip bunlardan kaçınmak için sağlam SAA kabiliyetlerine ihtiyacı vardır. Bu, kontrol sisteminde radar, lidar, kameralar gibi gelişmiş sensör füzyonu ve gerçek zamanlı karar alma mekanizmaları gerektirmektedir.
- **Kentsel Hava Trafik Yönetimi (UATM) Entegrasyonu:** Kontrol sistemleri, güvenli ve verimli hava sahası kullanımını sağlamak için uçuş koridorlarına, irtifa kısıtlamalarına ve dinamik yeniden yönlendirme talimatlarına uyum sağlayacak şekilde geleceğin UATM sistemleriyle kusursuz bir şekilde bütünleşmelidir.
- **Siber Güvenlik:** Yüksek derecede bağlantılı ve otomatik sistemler olarak eVTOL kontrol sistemleri siber saldırılara karşı savunmasızdır. KHH platformlarının olası hackleme girişimlerinden korunması hayati önem taşımaktadır [15]. Siber güvenlik tehditleri arasında:
 - **Jamileme :** İletişim sinyallerine müdahale etme
 - **Dinleme :** İletilen verilerin ele geçirilmesi
 - **Hizmet Reddi (DoS) saldırıları:** Kontrolörü aşırı yükleyerek bağlantıyı kesme [2] bulunmaktadır.

Uçuş operasyonlarının yetkisiz erişim, manipülasyon veya kesintiye uğramasını önlemek

için güçlü siber güvenlik önlemlerinin alınması zorunludur [10].

4.3. Enerji Kaynakları Verimliliğindeki Zorluklar

eVTOL ifadesindeki "elektrikli" vurgusu, başta bataryalar ve hibrit-elektrik sistemleri olmak üzere güç kaynaklarının merkezi rolünü öne çıkarmaktadır. eVTOL'ler için etkili bir güç kaynağı geliştirilmesi, kalkış ve iniş sırasındaki aşırı güç gereksinimleri nedeniyle önemli zorluklar barındırmaktadır [19]. Bu sistemler, KHH görevlerinin talep ettiği yüksek güç, enerji, ağırlık ve güvenlik gereksinimlerini karşılamada ciddi engellerle karşılaşmaktadır.

4.3.1. Enerji ve Güç Yoğunluğu Sınırlamaları

Dikey kalkış ve iniş (VTOL) kabiliyetine sahip elektrikli hava araçları (eVTOL'lar), dikey kalkış ve iniş için yüksek güç, uzun menzil için ise yeterli enerji gerektirir. Mevcut batarya teknolojisi, aşırı ağırlık olmadan bu ikisini aynı anda sağlamakta zorlanmaktadır. Bu kısma ilişkin detaylı bilgi, [20] numaralı kaynaktan mevcuttur.

- **Batarya Enerji Yoğunluğu:** Kısa mesafelerin ötesindeki görevler için mevcut lityum-iyon bataryaların enerji yoğunluğu (Wh/kg) genellikle yetersiz kalmakta, bu da sınırlı menzil ve yük kapasitesine yol açmaktadır. Birim kütle başına daha fazla enerji depolayabilen batarya kimyasallarının geliştirilmesi kritik bir araştırma alanıdır [21].
- **Batarya Güç Yoğunluğu:** VTOL fazları sırasında bataryalar çok yüksek güç (W/kg) sağlamalıdır. Modern bataryalar yüksek güç sağlayabilse de, bunu önemli bir voltaj düşüşü veya aşırı ısınma olmadan sürdürmek bir zorluk teşkil etmektedir.
- **Ağırlık Dezavantajı:** Daha yüksek enerji ve güç yoğunluklu bataryalar bile önemli ölçüde ağırlık eklemekte ve bu durum doğrudan yük kapasitesini, menzili ve genel uçak performansını etkilemektedir. "Güç-ağırlık" ve "enerji-ağırlık" oranları, eVTOL'ların uygulanabilirliğinin temel belirleyicileridir.

4.3.2. Termal Yönetim

Kalkış ve iniş sırasındaki yüksek güç talepleri ile batarya sistemlerinde enerji depolama süreçleri, önemli miktarda ısı üretimine neden olmaktadır. Etkin bir termal yönetim sistemi, bataryaların performansı, ömrü ve güvenliği açısından kritik öneme sahiptir.

- **Aşırı Isınma Riski:** Aşırı ısı, batarya degradasyonunu hızlandırabilir, performansı düşürebilir ve aşırı durumlarda termal kaçak (thermal runaway) ve yangın riskine yol açabilir.
- **Soğutma Sistemi Karmaşıklığı:** Batarya paketleri için hafif ve verimli soğutma sistemleri tasarlamak karmaşık bir mühendislik problemidir. Bu sistemler ağırlık artışına neden olmakta, güç tüketmekte ve geniş bir çevresel sıcaklık aralığında güvenilir şekilde çalışmak zorundadır.

4.3.3. Şarj Altyapısı ve Döngü Ömrü

KHH'nin operasyonel modeli, hızlı dönüş süreleri gerektirdiğinden yüksek hızlı şarj kabiliyetlerini zorunlu kılmaktadır. Ancak sık yapılan hızlı şarj işlemleri pil ömründe bozulmalara yol açabilmektedir.

- **Hızlı Şarjın Etkileri:** Aşırı hızlı şarj uygulamaları, pil hücreleri üzerinde ciddi stres oluşturarak hızlandırılmış yaşlanma, döngü ömründe azalma ve güvenlik endişelerine yol açabilmektedir. Hızlı şarj ile pil ömrü arasında optimal bir denge sağlanmalıdır.
- **Şarj Altyapısı:** Kentsel ortamlarda sağlam ve ölçeklenebilir bir şarj altyapısı konuşlandırılması; şebeke kapasitesi, vertiportlar için arazi temini ve şarj protokollerinin standardizasyonu gibi önemli zorluklar barındırmaktadır.
- **Batarya Bozulması:** eVTOL operasyonlarının karakteristik yüksek güç döngüleri (uçuş sırasında deşarj, yerdeyken şarj), pil performansında zamanla bozulmaya yol açmakta ve sık yapılan değişimler nedeniyle operasyonel maliyetleri artırmaktadır. Yüksek deşarj oranlarında havada asılı kalma sırasında pil verimliliği %60'a kadar düşebilmektedir [19].
- **Azalan Ömür:** Yüksek deşarj oranlarına tekrarlı maruz kalma, ciddi pil hücresi arızalarına yol açabilmekte ve pil ömrü ile performansını önemli ölçüde azaltabilmektedir [19], [22], [23].

4.4. Hibrit Elektrikli Güç Aktarma Organlarında Karşılaşılan Zorluklar

Tamamen batarya elektrikli sistemlerin sınırlamalarının üstesinden gelmek için hibrit-elektrikli güç aktarma organları (yakıt hücreleri veya içten yanmalı motorlarla bataryaların kombine edilmesi) giderek daha fazla ilgi görmektedir. Ancak bu sistemler kendi karmaşıklıklarını beraberinde getirmektedir.

- **Entegrasyon Zorlukları:** Farklı güç kaynaklarının (örn. batarya, yakıt hücresi ve içten yanmalı motor) entegrasyonu, değişken uçuş koşullarında verimliliği ve güç dağılımını optimize etmek için sofistike güç yönetim sistemleri gerektirmektedir. Bu süreç, çoklu kaynaklardan gelen güç akışının yönetimi, voltaj regülasyonu ve termal yüklerin kontrolünü kapsamaktadır.
- **Yakıt Hücresi Sınırlamaları:** Yüksek enerji yoğunluğu sunmalarına rağmen, mevcut hidrojen bazlı yakıt hücreleri; hidrojen depolama (ağırlık, hacim, güvenlik), yakıt ikmal altyapısı ve sistem verimliliği gibi zorluklarla karşılaşmaktadır [21].

4.5. Motor Performans Gereksinimleri

Elektrik Motorunun (EM) maksimum torku, uçağın toplam ağırlığı, dönel eylemsizliği ve istenen manevra kabiliyeti tarafından belirlenen kritik bir tasarım parametresidir [11].

5. Yeni Gelişen Çözüm Trendleri

Kusursuz Kent İçi Hava Mobilitesi operasyonları için eVTOL mimarisinde daha fazla teknolojik ilerlemeye ihtiyaç duyulmaktadır. Yüksek kapasiteli enerji bataryalarının kullanımı, gerçekleştirilmesi gereken önemli gelişmeler arasında yer almaktadır. Günümüzde eVTOL'larda kullanılan bataryalar, yalnızca havaalanından şehir merkezlerine gibi kısa mesafeli uçuşları destekleyebilecek kapasiteye sahiptir.

[2] numaralı kaynağa göre, sürdürülebilir mobilite için şu gibi yeni çözümler ortaya çıkmaktadır:

- **Enerji Depolama Gelişimi:** Operasyonel esnekliği artırmak (örneğin şarj gerektirmeyen gidiş-dönüş uçuşları veya şehirlerarası uçuşlar gibi) için enerji depolama sistemlerinde ileri düzey geliştirmelere ihtiyaç bulunmaktadır.
- **Yüksek Hızlı Ağ Altyapısı:** Uçuş trajektorisine ilişkin kritik görev bilgilerinin kesintisiz iletimini garanti edebilmek için yüksek hızlı, düşük gecikmeli ağ bağlantılarının uygulanması gereken bir yeniliktir.
- **Yapay Zeka Entegrasyonu:** Farklı uçuş planı anlama ve çakışma tespiti kısıtlarını yönetmek için yapay zeka gibi ileri teknolojilerin kullanımı gerekebilir.
- **Veri Yönetimi Zorlukları:** Aktarılan büyük veri miktarları, uçuş yönetiminde yer alan farklı tarafların koordinasyonu konusunda endişeler doğurmaktadır.

Sonuç olarak, eVTOL KHH sistemlerinin tam potansiyeline ulaşabilmesi; araştırma kurumları, endüstri paydaşları ve politika yapıcılarının koordineli ve işbirlikçi çabalarını gerektirmektedir [17], [24]. Havacılık sektörü, kapsamlı test protokollerini önceliklendirerek, siber güvenliğe yatırım yaparak, birlikte çalışabilirlik standartları geliştirerek, çevresel etkileri ele alarak, ekonomik uygulanabilirliği sağlayarak ve insan kaynağı gelişimini destekleyerek; güvenli, verimli, adil ve sürdürülebilir bir kentsel hava mobilitesi geleceğinin yolunu açabilir.

6. Gelecek Araştırma Yönleri

- Hafif ağırlıklı, yüksek kapasiteli batarya sistemleri ve hibrit enerji sistemlerinin geliştirilmesi
- Değişen görev profillerine uyum sağlayabilen akıllı kontrol mimarileri
- Hibrit-elektrik sistemler için hata toleranslı, gerçek zamanlı enerji yönetim sistemleri (EMS)
- Ölçeklenebilir yazılım-benzetimli (SIL) ve donanım-benzetimli (HIL) doğrulama araçları
- Kentsel hava sahası trafik entegrasyonu ve işbirlikli kontrol stratejileri

6. Sonuç

eVTOL Kentsel Hava Hareketliliği'nin (KHH) ana akım bir ulaşım çözümü olarak hayata geçirilmesi, öncelikle kontrol sistemleri ve güç kaynakları alanlarındaki önemli zorlukların aşılmasına bağlıdır. Kontrol sistemleri; çok modlu karmaşık aerodinamik koşulların yönetimi, benzeri görülmemiş seviyelerde artıklık (redundancy) ve hata toleransı sağlanması ile karmaşık kentsel hava sahasında güvenli otonom navigasyonun mümkün kılınması doğrultusunda

geliştirilmelidir. Eş zamanlı olarak, başlıca bataryalar ve hibrit konfigürasyonlardan oluşan güç kaynaklarının; enerji ve güç yoğunluğu, termal yönetim ve çevrim ömrü parametrelerinde kayda değer iyileştirmeler sağlayarak katı performans ve operasyonel gereksinimleri karşılaması gerekmektedir. eVTOL KHH'nin dönüştürücü potansiyelini ortaya çıkarabilmek için bu zorlu problemlerin çözümünde disiplinlerarası araştırmaların sürdürülmesi, yenilikçi mühendislik çözümleri geliştirilmesi ve akademi, endüstri ile düzenleyici kurumlar arasında iş birliklerinin tesis edilmesi kritik önem taşımaktadır.

Kaynakça

- [1] G. M. I. Inc. *Advanced Air Mobility Market Size*. Accessed: 12 Aug., 2025. [Online]. Available: <https://www.gminsights.com/industry-analysis/advanced-air-mobility-market/>
- [2] Crouzet. *4 key challenges in implementing urban air mobility*. Accessed: 2025. [Online]. Available: <https://www.crouzet.com/aerospace/4-key-challenges-in-implementing-urban-air-mobility/>
- [3] FAA. *Urban Air Mobility and Advanced Air Mobility*. Accessed: May 03, 2023. [Online]. Available: https://www.faa.gov/uas/advanced_operations/urban_air_mobility/
- [4] Spartan. *What Is eVTOL?: Electric Vertical Take-off and Landing*. Accessed: 08 May 2023. [Online]. Available: <https://www.spartan.edu/news/what-is-evtol/>
- [5] Y. Zhou, H. Zhao, and Y. Liu, "An evaluative review of the VTOL technologies for unmanned and manned aerial vehicles," *Computer Communications*, vol. 149, pp. 356-369, 2020, doi: 10.1016/j.comcom.2019.10.016.
- [6] NASA. *One Word Change Expands NASA's Vision for Future Airspace Mobility*. Accessed: May 03, 2023. [Online]. Available: <https://www.nasa.gov/aeroresearch/one-word-change-expands-nasas-vision-for-future-airspace/>
- [7] Ehang. *EHang Announces Progress in EH216-S Type Certification Process as It Enters into More In-Depth Review Phase*. Accessed: Apr. 15, 2023. [Online]. Available: <https://www.ehang.com/article/p/1.html/>
- [8] Boeingfutureofflight. *Passenger Air Vehicle (PAV)*. Accessed: Apr. 15, 2023. [Online]. Available: <https://www.boeingfutureofflight.com/pav/>
- [9] *A³ by Airbus Vahana*. Accessed: Mar. 26, 2024. [Online]. Available: <https://urban-air-taxi.com/project/a3-by-airbus-vahana/>
- [10] EVTOL. *Archer Maker (technology demonstrator)*. Accessed: Apr. 15, 2023. [Online]. Available: <https://evtol.news/archer-maker/>
- [11] J. Su, H. Huang, H. Zhang, Y. Wang, and F.-Y. Wang, "eVTOL performance analysis: A review from control perspectives," *IEEE Transactions on Intelligent Vehicles*, vol. 9, no. 5, pp. 4877-4889, 2024.
- [12] E. Saif and İ. Eminoğlu, "Modelling of Quad-Rotor Dynamics and Hardware-in-the-Loop Simulation," *The Journal of Engineering*, 2022, doi: 10.1049/tje2.12152.
- [13] David G. Ullman, Vincent Homer, and P. Horgan, "Comparing Electric Sky Taxi Visions," June, 2017. [Online]. Available: <https://doi.org/10.13140/RG.2.2.14819.50729>.
- [14] *Electric Flying Cars May Be Possible With New Batteries*. Accessed: Mar. 13, 2024. [Online]. Available: <https://spectrum.ieee.org/evtol-battery/>
- [15] M. A. Rendón, C. D. Sánchez R, J. Gallo M, and A. H. J. J. o. C. Anzai, Automation, "Aircraft hybrid-electric propulsion: Development trends, challenges and opportunities," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 32, no. 5, pp. 1244-1268, June 2021, doi: 10.1007/s40313-021-00740-x.
- [16] D. R. Vieira, D. Silva, and A. Bravo, "Electric VTOL aircraft: the future of urban air mobility (background, advantages and challenges)," *International Journal of Sustainable Aviation*, vol. 5, no. 2, pp. 101-118, Aug. 2019, doi: 10.1504/IJSA.2019.101746.
- [17] S. Xiang, A. Xie, M. Ye, X. Yan, X. Han, H. Niu, Q. Li, and H. Huang, "Autonomous eVTOL: A summary of researches and challenges," *Green Energy Intelligent Transportation*, vol. 3, no. 1, p. 100140, 2024.
- [18] G. Palaia, K. Abu Salem, V. Cipolla, V. Binante, and D. Zanetti, "A conceptual design methodology for e-VTOL aircraft for urban air mobility," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 22, p. 10815, 2021.
- [19] A. Alenezi, P. Huang, and P. Enjeti, "A Hybrid Energy Storage System for eVTOL Unmanned Aerial Vehicles Using Supercapacitors," *2025 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1217-1223, 2025: IEEE.
- [20] E. Saif, M. S. Çelik, B. Keskin, and E. İ., "Hybrid Power Units (HPUs) for eVTOL Urban Air Mobility (UAM) Vehicles: A Conceptual Analysis and Future Research Directions," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1-1, 2025, doi: 10.1109/TTE.2025.3601382.
- [21] E. Saif and İ. Eminoğlu, "Hybrid Power Systems in Multi-Rotor UAVs: A Scientific Research and Industrial Production Perspective," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 438-458, Jan. 2023, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3232958.
- [22] M. Dehghani, M. Baei, M. Khazaei, F. Zahedifar, and A. Khoee, "Sizing of power storage and conversion components in a hybrid electric propulsion system for advanced air mobility," *Journal of Power Sources*, vol. 640, p. 236681, 2025.
- [23] T. Imanov, "Urban Air Mobility (UAM) Network. Case Study: Baku Metropolitan Area," *International Journal of Aviation Science Technology*, vol. 5, no. 01, pp. 53-74, 2024.
- [24] G. Wild, "Urban aviation: The future aerospace transportation system for intercity and intracity mobility," *Urban Science*, vol. 8, no. 4, p. 218, 2024.

DCI-VTON Tabanlı Sanal Giyim Sistemlerinde El Bölgesi Görsel Kalitesinin LoRA ile Artırılması

Enhancing Hand Region Visual Quality in DCI-VTON Based Virtual Try-On Systems Using LoRA

Beyza Nur Özben¹, Elif Altunsu², Oğuz Emre Kural³

Bilgisayar Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun

¹nur.ozben@bil.omu.edu.tr, ²elif.altunsu@bil.omu.edu.tr, ³oguz.kural@bil.omu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışma, moda teknolojileri alanında giderek yaygınlaşan Sanal Deneme (Virtual Try-On, VTON) sistemlerinde yüksek kaliteli görseller üretme potansiyeliyle dikkat çeken difüzyon tabanlı bir model üzerine inşa edilmiştir. Model çıktılarında özellikle el bölgelerinde gözlemlenen deformasyonlar hedef alınarak, bu bölgelerdeki görünümün daha doğal ve gerçekçi hale getirilmesi amaçlanmıştır. Deneyler sınırlı verilerle gerçekleştirilmiştir. Modelin tamamını yeniden eğitmek yerine, Düşük Sıralamalı Adaptasyon (Low-Rank Adaptation, LoRA) yalnızca dikkat mekanizmalarına entegre edilmiştir, görsel kalitede önemli iyileştirmeler sağlanmıştır. Bu entegrasyon, VTON sistemlerinin daha gerçekçi ve kullanıcı dostu hale getirilmesine katkı sunmaktadır.

Abstract

This study is built upon a diffusion-based model, which has attracted attention for its potential to generate high-quality images in Virtual Try-On (VTON) systems, a technology that is becoming increasingly prevalent in the field of fashion technologies. It specifically targets the deformations observed in the hand regions of the model outputs, aiming to make these areas appear more natural and realistic. The experiments were conducted with limited data. Instead of retraining the entire model, Low-Rank Adaptation (LoRA) was integrated solely into the attention mechanisms, leading to significant improvements in visual quality. This integration contributes to making VTON systems more realistic and user-friendly.

1. Giriş

Günümüzde tekstil sektörü, büyük ölçüde çevrimiçi alışveriş sitelerinden satışa yönelmiştir. Ancak tüketicilerin kıyafetleri uygun manken, ürün ve kalıpla deneyememesi zaman, maliyet ve kullanıcı deneyimi açısından önemli kayıplara yol açabilmektedir. Bahsi geçen tüm kayıpları en aza indirmek adına VTON teknolojisi geliştirilmiştir.

VTON sistemleri; derin öğrenme, bilgisayarlı görü, Artırılmış Gerçeklik (Augmented Reality, AR) dahil olmak üzere birçok teknolojiyi bir araya getirmektedir. Bu sayede kullanıcılar, kıyafet, makyaj malzemesi, aksesuar veya mobilya gibi ürünleri fiziksel deneme yapmadan dijital ortamda üzerlerinde veya kullanılabilecek ortamda nasıl bir görünüme sahip olacağına dair fikir edinebilmektedir. Gerçeğe yakın temsiller hem üreticiler hem de tüketiciler açısından daha bilinçli alışveriş kararları alınmasına katkı sağlamaktadır.

Kullanıcılar fiziksel olarak mağazaya gitmeden ürünleri dijital manken üzerinde deneyimleyerek zamandan tasarruf etmektedir. Bunun yanı sıra tüketicilerin çevrimiçi alışverişte karar verme sürecini kolaylaştırır ve iade oranlarını azaltarak e-ticaret sistemlerinin verimliliğine katkı sağlar. Küresel ölçekte farklı kullanıcı profillerine uygulanabilirlik sunan bu yöntem, ürün üretim ve iade süreçlerini azaltarak karbon ayak izini düşürür. Günümüzde VTON teknolojisi için birçok çalışma mevcuttur. Bu çalışmalarda, görsel üretimi amacıyla genellikle iki tür yapay sinir ağı tercih edilmektedir: Çekişmeli Üretici Ağlar (Generative Adversarial Networks, GANs) ve Difüzyon Modelleri [1], [2]. VTON alanında görsel üretim süreçlerinde difüzyon modelleri, GAN'lara kıyasla daha çeşitli ve yüksek kaliteli çıktılar ürettikleri için giderek daha fazla tercih edilmektedir.

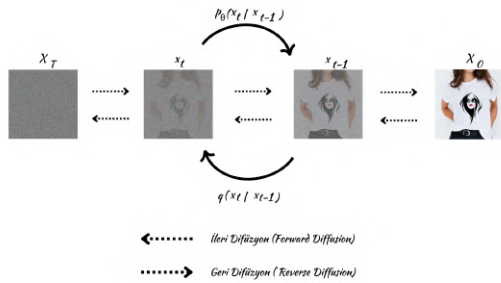
Sanal Deneme alanında GAN ve difüzyon modellerinin kullanıldığı çalışmalar karşılaştırıldığında, difüzyon temelli yaklaşımların GAN tabanlı modellere kıyasla daha etkili ve işlevsel sonuçlar ürettiği gözlemlenmiştir. GAN'ların büyük ölçekli veri üretiminde karşılaştığı sınırlı çeşitlilik ve düşük doğruluk gibi sorunlara, difüzyon modelleri daha başarılı çözümler sunmuştur. Üretim süreci daha maliyetli olsa da, difüzyon modelleri daha kararlıdır ve GAN'lara kıyasla eğitilmeleri daha az kaynak gerektirmektedir. Kıyafet hizalamasında yüksek doğruluk sunan ve açık kaynak olarak erişilebilen ilgili proje, bu çalışmanın temelini oluşturmuştur. Bu doğrultuda, Sanal Kıyafet Denemesi için Koşullu Difüzyon Tabanlı Onarma (Diffusion-based Conditional Inpainting for Virtual Try-On, DCI-VTON) modeli tercih edilmiştir [3].

2. Yöntem

DCI-VTON, yüksek kaliteli sanal giydirmeye çıktılar üretmek amacıyla geliştirilen difüzyon tabanlı bir görüntü tamamlama (inpainting) modelidir. Model; kullanıcı görüntüsü, hedef kıyafet, poz bilgisi gibi çoklu koşullara bağlı olarak çalışmakta ve görünüm aktarımında doğal, yüksek çözünürlüklü sonuçlar üretmektedir. Bununla birlikte, model özellikle el gibi ince detaylara sahip bölgelerde deformasyonlar oluşturmakta ve bu durum genel görsel kaliteyi düşürmektedir. Bu sorunun giderilmesi amacıyla, son yıllarda yaygın olarak kullanılan LoRA (Low-Rank Adaptation) tekniği çözüm olarak önerilmiştir [4].

2.1. Difüzyon Modeli

Görüntü üretim modelleri, son yıllarda hızla gelişen bir araştırma alanı hâline gelmiştir. Otokodlayıcı (AutoEncoder), Varyasyonel Otokodlayıcı (Variational Autoencoder, VAE) ve GAN gibi yöntemler aracılığıyla rastgele gürültüden gerçekçi görseller üretmek mümkün olmuştur. Modeller genellikle tek adımlı dönüşüm gerçekleştirdiğinden, üretim sürecindeki küçük hatalar doğrudan nihai çıktıya yansımakta ve görsellerde yapaylık ya da yapısal bozulmalara yol açabilmektedir. Bu yöntemler ile yüksek kaliteli görüntüler üretilebilse de, görselin tek bir adımda oluşturulması yerine çok aşamalı bir üretim sürecinin tercih edilmesi daha sağlam sonuçlar doğurabilmektedir. Böylelikle, üretim sürecinde oluşan hatalar modelin sonraki aşamalarında telafi edilebilmekte ve çıktı kalitesi artırılabilir. Bu yaklaşıma dayalı olarak geliştirilen difüzyon modelleri, çok aşamalı üretim süreci sayesinde daha kararlı ve gerçekçi görseller sunmaktadır. Her adımda bir öncekinin sonucu iyileştirilir ve geliştirilir. Bu sayede süreç boyunca ortaya çıkan hatalar gittikçe düzeltilebilir.



Şekil 1: Difüzyonun Genel Çalışma Mantığı

Modelin ana fikri görsele eklenen gürültüyü adım adım azaltmak ve sonucunda tamamen yok etmektir (denoising). Gürültü görüntüsü (noise image), birçok adımda hedef resme eklenen bozulma (örneğin, Gauss gürültüsü) olarak tanımlanabilir. Modelin amacı, gürültünün dağılımını öğrenerek gürültüyü etkili bir şekilde azaltmaktır. Her bir adımın çıktısı bir sonraki adımın girdisi olarak kullanılır ve son aşamada yüksek kaliteli görsel elde edilene kadar gürültü azaltma işlemi sürdürülür. Bu modellerinin eğitimi İleri difüzyon (forward diffusion) ve geri difüzyon (reverse diffusion) olmak üzere iki temel aşamayı içermektedir. İleri difüzyon aşamasında, gerçek bir görsele adım

adım gürültü eklenerek tamamen bozulmuş, rastgele bir görüntü elde edilir. Bu süreçte adım sayısı, eklenecek gürültü miktarı, gürültü türü ve dağılım parametreleri gibi faktörler önceden belirlenir. Geri difüzyon aşamasında ise model, bu gürültülü görüntüyü analiz ederek orijinal görüntüyü yeniden tahmin etmeyi öğrenir. Hedef, rastgele gürültüyle başlanan süreci tersine çevirerek gerçekçi ve yüksek çözünürlüklü bir görsel üretmektir. Adım adım uygulaması Şekil 1'de verilmiştir.

2.1.1. U-Net

Difüzyon modellerinin temel bileşenlerinden birisi U-net mimarisidir. U-Net, ilk olarak "U-Net: Biyomedikal Görüntülerin Bölümlendirilmesi için Evrimsel Ağlar" başlıklı çalışmada tanıtılan ve yaygın olarak kullanılan bir derin öğrenme mimarisidir [5]. Bu ağ, yüksek hız ve doğruluk sağlarken, veriyi daha etkili kullanacak şekilde tasarlanmıştır. Daralan yol-genişleyen yol (encoder-decoder) tipinde mimarisi olan Evrimsel Sinir Ağı (Convolutional Neural Network, CNN) çeşidi olarak sınıflandırılır.

"U" şeklindeki mimarisinden kaynaklı U-Net olarak adlandırılmıştır. Modelin sol tarafında yer alan encoder bileşeni, giriş görüntüsünden hiyerarşik özellikleri çıkarmakla görevlidir. Sağ tarafta yer alan decoder ise, kodlanmış veriyi çözer ve daralan yoldan gelen bilgileri atlama bağlantıları (skip connections) aracılığıyla segmentasyon haritası oluşturur. Her encoder katmanından elde edilen çıktı, ilgili decoder katmanına doğrudan aktarılır ve böylece detay kaybı azaltılır. Bu mimari, özellikle sınırlı veri kümeleriyle çalışırken dahi detaylı uzamsal bilgileri koruyarak daha başarılı segmentasyon sonuçları elde etmeye olanak tanımaktadır.

2.2. VTON Çeşitleri

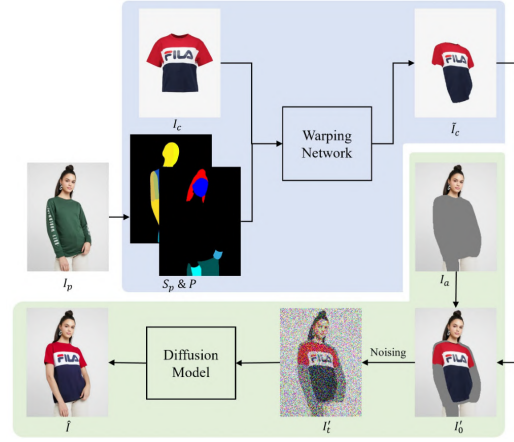
Görüntü tabanlı VTON, uzun süredir araştırmacıların ilgi odağında olan, yüksek potansiyele sahip ancak gerçekleştirilmesi karmaşık bir süreçtir. Difüzyon tabanlı sanal deneme çalışmalarından DCI-VTON, bükme (warping) işlemine ihtiyaç duyar. Gizli Difüzyon Metinsel-Tersine Çevrim ile Geliştirilmiş Sanal Kıyafet Deneme (Latent Diffusion Textual-Inversion Enhanced Virtual Try-On, LaDI-VTON) metin tersine çevirme (textual inversion) yöntemiyle geliştirilmiş ilk sanal deneme modelidir [6]. Gizli Difüzyon Modeli (Latent Diffusion Model, LDM) ve bükülmüş girişi koşullandırmak için, LaDI-VTON giysinin görsel özelliklerini Karşıt Dil-Görüntü Ön Eğitimi (Contrastive Language-Image Pre-training, CLIP) belirteç (token) gömme alanına aktarmak üzere özellikle metinsel tersine çevirme yöntemini kullanmıştır [7]. DCI-VTON, bükme modülünden (warping module) yararlanarak yayılma modelinin gelişimini verimli bir şekilde yönlendiren, örnek tabanlı (exemplar-based) bir tamamlama yöntemi önermiştir [3]. Bu yöntem, yayılma modelinin gücünden etkili bir şekilde yararlanır ve warping module'ün eklenmesi, gerçekçi ve üstün sanal giydirmeye sonuçlarının elde edilmesine katkı sağlar. StableVTON, önceden eğitilmiş modelin güçlü üretim yeteneklerinden yararlanırken giysi detaylarını korumak amacıyla sıfır çapraz dikkat blokları (zero cross-attention blocks) kullanmaktadır [8].

Geçmiş çalışmaları iyileştirmek ve ilerletmek amacıyla, yakın zamanda pek çok difüzyon tabanlı proje geliştirilmiştir. Kontrollü Sanal Kıyafet Deneme için Kıyafet Birleştirme Tabanlı Gizli Difüzyon (Outfitting Fusion based Latent Diffusion for Controllable Virtual Try-On, OOTDiffusion), giysi özelliklerini detaylı öğrenebilmesi adına önceden eğitilmiş (pre-trained) LDM yetilerini kuvvetlendirerek bir giydirmе UNet'i (outfitting UNet) tasarlamıştır [9]. Çoklu Görünümlü Sanal Deneme (Multi-View Virtual Try-On, MV-VTON), ön ve arka giysi görünümünü dikkate alarak, difüzyon tabanlı üretici modeller aracılığıyla yüksek kaliteli görüntü üretimi gerçekleştirir [10]. Yöntem, küresel ve yerel giysi özelliklerini sırasıyla zorlu (hard) ve kolay (soft) seçim mekanizmalarıyla analiz ederken, giysi ve vücut özelliklerini hizalamak için ortak dikkat blokları (co-attention blocks) kullanır. Ayrıca, Çok Görünümlü Giysi (Multi-View Garment, MVG) adlı yeni bir veri setiyle eğitilmiştir. Doğal Ortamda Gerçek Sanal Deneme İçin Difüzyon Modellerinin Geliştirilmesi (Improving Diffusion Models for Authentic Virtual Try-On in the Wild, IDM-VTON) temiz ve kontrollü verilerle sınırlı önceki yöntemlerin aksine, gerçek dünyada çekilmiş karmaşık görüntülerde daha otantik sonuçlar üretebilen difüzyon tabanlı bir VTON modeli sunar [11]. CatVTON, geleneksel difüzyon tabanlı yöntemlerin aksine, karmaşık ön işleme adımlarını (örneğin poz tahmini, insan segmentasyonu veya metin açıklamaları) tamamen ortadan kaldırarak yalnızca kişi ve kıyafet görüntülerinin uzamsal olarak birleştirilmesi (concatenation) yoluyla modellemeyi mümkün kılar [12]. Model, yalnızca 49.57M eğitilebilir parametre ile çalışmasına rağmen, hem niteliksel hem de niceliksel olarak güçlü sonuçlar elde etmiştir.

2.3. DCI-VTON

DCI-VTON, warping module'ünü temel olarak difüzyon sürecini örnek temelli (exemplar-based) bilgiler doğrultusunda yönlendiren etkili bir tamamlama yöntemi geliştirmiştir. Bu yaklaşım, difüzyon modelinin üretim gücünden etkili biçimde yararlanmakta ve fazladan entegre edilen warping module, gerçekçi ve yüksek kaliteli sanal giydirmе sonuçlarının elde edilmesine önemli katkı sağlamaktadır. Her ne kadar modelin difüzyon mimarisi yüksek kaliteli görüntü üretiminde başarılı bir yapı sunsa da görseldeki kıyafeti koşul olarak verip görüntü tamamlama (inpainting) yöntemi ile eğitmek, kıyafetin detaylarının korunması açısından yetersiz kalabilmektedir. Bu sorunun üstesinden gelebilmek amacıyla DCI-VTON, exemplar-based görüntü tamamlama yaklaşımı önermektedir [3].

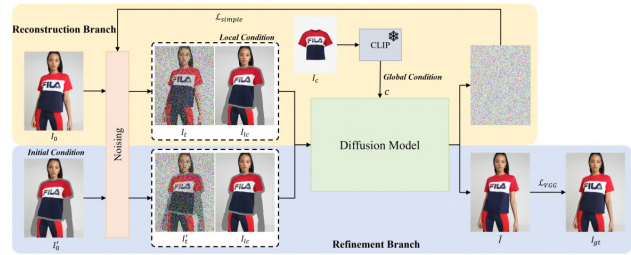
Exemplar-based yöntem, warping module artırarak difüzyon modeline daha etkili görsel üretme için rehberlik eder. Warping module, kıyafetlerde içsel bir işlem yaparak kıyafetin yerel detaylarını algılamayı sağlamaktadır. Bir sonraki aşamada, bükülen kıyafetler ile kıyafet-agnostik (clothes-agnostic) kişi görseli eşlenir ve üzerine difüzyon modeli girdisi olarak gürültü eklenmektedir. Buna ek olarak bükülmüş kıyafetler her denoising adımı için yerel koşul (local condition) olarak kullanılmaktadır. Öte yandan, kıyafet görseli ile mankenin vücut görseli doğru şekilde birleştirilirken, bu iki görüntü arasındaki uyumu ve hizayı kurmak için dikkat (attention) mekanizmaları kullanılmaktadır. Söz konusu mekanizmalar, kıyafet bileşenlerinin hedef vücut bölgeleriyle konumsal olarak



Şekil 2: DCI-VTON Mimarisi

eşleştirilmesini sağlayan yapısal hizalama bilgisini öğrenmeyi amaçlamaktadır. Böylelikle, sonuç çıktısının olabildiğince detay taşıdığından emin olunmaktadır. Tüm bu süreçler Şekil 2'de görselleştirilmiştir [3].

DCI-VTON, efektif şekilde difüzyon modelinin gücünden faydalanır ve warping module'ün birleşimi, kaliteli ve detaylı çıktı üretimine yardımcı olur. Özetle DCI-VTON'un temel yeniliği, kıyafetin kullanıcı üzerine giydirilmesini bir görüntü tamamlama problemi olarak ele alması ve bu işlemi bir difüzyon süreci aracılığıyla kademeli olarak gerçekleştirmesidir. Özellikle kıyafetin vücuda doğal bir şekilde yerleşmesini sağlayan görünüm akışı (appearance flow) mekanizması ile önceki yöntemlere kıyasla daha gerçekçi ve kesintisiz görseller elde edilmiştir. Şekil 3, DCI-VTON'un çalışma prensibini özetlemektedir: kıyafet hedef kişiye hizalanmakta, gürültü enjeksiyonu uygulanmakta ve bu girdiler difüzyon modelinde işlenerek hizalı çıktılar yeniden üretilmektedir [3].

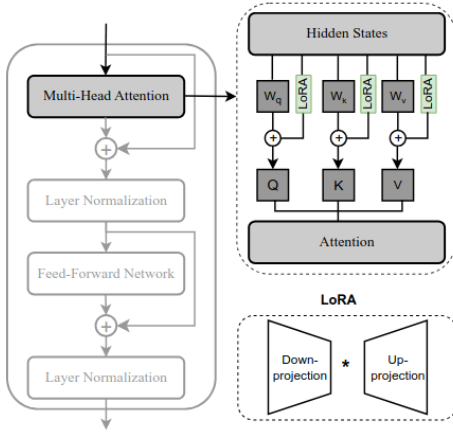


Şekil 3: DCI-VTON Çalışma Şekli

2.4. LoRA

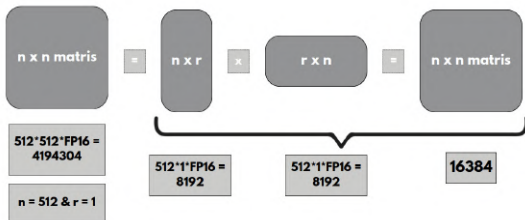
Parametre Verimli İnce Ayar (Parameter-Efficient Fine-Tuning, PEFT), kullanılan parametre sayısını azaltarak ön eğitilmiş modeli hafifleten destekleyici yaklaşımdır [13]. Var olan model parametrelerinin tamamının güncellenmesi gerekmez. Bu da bir modelin parametre güncellenmesi ve yeniden eğitimi açısın-

dan değerlendirildiğinde, zamandan önemli ölçüde tasarruf sağlanır. Büyük Dil Modelleri'nin (Large Language Models, LLM) yeniden eğitime kolaylaştırıcı bir destek olarak ortaya çıkan PEFT'in onlarca geliştirilmiş yöntemi mevcuttur. LoRA, PEFT'in en yaygın yaklaşımlarındandır. Şekil 4'de gösterildiği gibi model eğitiminde veriler, normalleştirme katmanına girmeden çoklu dikkat katmanına girer [14]. Buradaki gizli katmandan çıkan verilere LoRA entegre edilir ve güncellenen model parametrelerinden çıkan veriler dikkat katmanına iletilir.



Şekil 4: LoRA Mimarisi

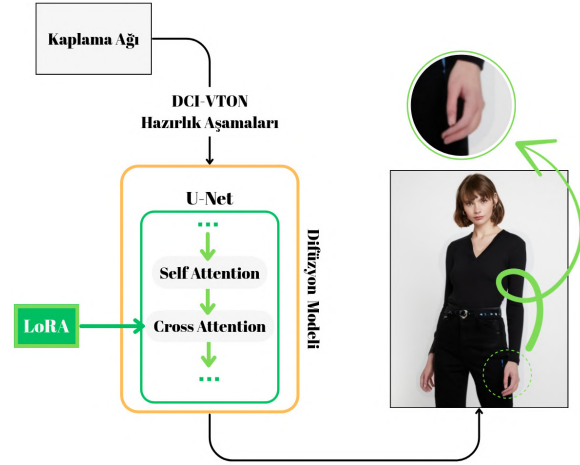
LoRA bu aşamada şunu gerçekler: U-Net'in aşağı iniş aşamasındaki dondurulan verilerin parametreleri güncellenir, yukarı çıkış aşamasında iki küçük matris haline getirilen parametreler çarpılır ve böylece veri çıkarımı tamamlanmış olur. Bir diğer ifadeyle çalışma mantığı, modelin ilk çözülme aşamasında giren verilerin dondurularak, var olan ağırlık matrisinin iki küçük matrise dönüşmesidir [4]. Normal akışta model, örneğin on bin parametre ile işlem yapacakken bu yaklaşımla birlikte (matris derecesi "bir" kabul edildiği takdirde) iki yüz parametreyle işlem yapacaktır. Bunun gerçek dünyadaki karşılığının milyonlarca parametre olduğu göz önünde tutulduğunda kayda değer bir vakit ve maliyet kazancıyla karşılaşılacaktır. Daha anlaşılır olabilmesi adına Şekil 5'de görselleştirilmiştir. LoRA, yalnızca bağımsız olarak değil birçok yöntemle entegre de çalışabilir. Bu da onu mevcut yaklaşımlara karşı esnek ve güçlü bir alternatif hâline getirir. Söz konusu avantajlar, LLM alanında PEFT yaklaşımlarının yaygınlaşmasına ve giderek artan bir ilgi görmesine neden olmaktadır.



Şekil 5: LoRA'nın Sayısal Görselleştirilmesi

3. Deneyler

Hizalaması oldukça başarılı olan DCI-VTON'da ellerdeki görünümün daha doğal ve gerçekçi hale getirilmesi için LoRA yöntemi kullanılmıştır. Önceki bölümlerde açıklanan parametre verimliliği ve eğitim süresi avantajları nedeniyle, bu çalışmada PEFT yöntemlerinden biri olan LoRA kullanılmıştır. Şekil 6'da blok diyagramı verilmiştir. Bu bölümde model eğitimi, yapılan deneyler ve çıkarımlar paylaşılmıştır.



Şekil 6: DCI-VTON'a LoRA Entegrasyonu Yapılması

3.1. Model Eğitimi

DCI-VTON'a LoRA entegre ederken tüm model yerine sadece küçük bir bölgeye odaklanılarak eğitim gerçekleştirilmiştir. Bunun için kohya_ss eğitim iskelet sistemi (framework) kullanılmıştır [15]. Modeli eğitmek için ilk olarak ön hazırlık yapılmıştır. Sadece üst bedenle ilgili görselleri barındıran Yüksek Tanımlı Sanal Deneme (High-Definition Virtual Try-On, VITON-HD) veri kümesi kullanılmıştır [16]. Bu verilerden ellerin olduğu daha küçük bir veri kümesi ve bunların siyah-beyaz ikili (binary) maskeleri oluşturulmuştur. Ardından LoRA eğitimi için gerekli parametrelerin olduğu kod blokları, modüler şekilde dikkat mekanizmalarına entegre edilmiştir. LoRA, sabit difüzyon (stable diffusion) tabanlıyken DCI-VTON sabit difüzyonu temel almamaktadır. Bu nedenle, aradaki bağlantıyı sağlayacak bir boru hattı (pipeline) devreye alınmıştır. Kohya_ss içerisindeki eğitim betiği, 385 orijinal manken veri sayısı ile eğitim adım sayısı 6000 olacak şekilde koşulmuştur. Bu veriler sonucunda devir sayısı (epoch) yaklaşık 62'ye tekabül etmektedir. Devir sayısı ise aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır:

- $steps_per_epoch = data_size / batch_size$
- $epoch_count = max_train_steps / steps_per_epoch$

3.2. Çıkarımlar

Eğitim sonucunda elde edilen .safetensors uzantılı model ağırlıkları, çıkarım (inference) aşamasında kullanılmıştır. Çıkarımlar, orijinal manken ve maske verileri üzerinden gerçekleştirilmiştir. Modelin iki devir boyunca eğitilebilmesi amacıyla adım sayısı 18.000 olarak belirlenmiştir. Eğitimler, NVIDIA GeForce RTX 2080 Ti GPU (11 GB VRAM) ve 32 GB RAM donanımına sahip bir sistem üzerinde yürütülmüştür. Ancak bu değer, mevcut donanım kaynaklarını aşmış ve eğitim süreci sistem hatası nedeniyle sonlandırılmıştır. Adım sayısı 4500'e düşürüldüğünde ise Birleşik Hesaplama Aygıtı Mimarisi (Compute Unified Device Architecture, CUDA) belleğinin yetersizliği nedeniyle eğitim tamamlanamamıştır. Bu nedenle, kaynak yetersizliğinin ortaya çıkardığı sorunları aşmak ve eğitim sürecini tamamlayabilmek amacıyla eğitimde kullanılan görsel sayısı azaltılmıştır. 385 veri için sırasıyla 1500, 4500 ve 6000 adım sayılarıyla çıkarım sonuçları elde edilmiş, adım sayısı fazla olduğunda bu çıkarımların iyileştiği gözlenmiştir. Şekil 7'de soldan sağa doğru sırasıyla 9000 veriyle 1500 adımda, 385 veriyle 4500 adımda ve yine 385 veriyle 6000 adımda eğitilen modellerin çıkarım sonuçları paylaşılmaktadır. Sonuçlar, düşük veri miktarıyla dahi olsa yüksek adım sayısının daha gerçekçi görseller üretebildiğini göstermektedir.



Şekil 7: Inference Sonuçları (1500-4500-6000)

4. Sonuçlar

Kullanıcıların kıyafet deneme süreçlerini dijitalleştirme ve kolaylaştırma hedefiyle çıkılan bu yolda onlarca VTON çeşidine rastlanmıştır. Her yaklaşımın, önceki çalışmalarını baz alarak kendilerine göre yenilikler ürettiği görülmüştür. Bu süreç boyunca en doğru sonucu veren VTON çeşitleri gözlemlenip test edilmiştir. Yerel makinelerde MV-VTON, CAT-VTON, OOTDiffusion, IDM-VTON ve DCI-VTON projeleri koşulumaya çalışılmıştır. Bu çalışma için gerekli altyapının oluşturulması adına DCI-VTON kaynak alınmıştır. Projede, el bölgelerinde gözlemlenen yapısal bozulma problemlerine yönelik bir çözüm geliştirilmiştir. El bölgesine odaklanan bu çalışma, DCI-VTON'un gelişmiş hizalama kapasitesiyle tüm aşamalarda başarılı şekilde uygulanmıştır.

Şekil 8,9,10,11'de, LoRA entegrasyonu öncesi (sol taraftaki görseller) ve sonrası (sağ taraftaki görseller) model çıktıları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.



Şekil 8: LoRA Öncesi - Sonrası Karşılaştırma 1



Şekil 9: LoRA Öncesi - Sonrası Karşılaştırma 2



Şekil 10: LoRA Öncesi - Sonrası Karşılaştırma 3



Şekil 11: LoRA Öncesi - Sonrası Karşılaştırma 4

5. Tartışma

Bu çalışmada DCI-VTON tabanlı sanal giyim sistemlerinde el bölgesi görsel kalitesinin LoRA ile artırılması üzerine araştırmalar gerçekleştirilmiştir. Elde edilen çıktılar görsel kalite bağlamında nitel olarak değerlendirilmiştir. Yüksek adım sayısı ile yapılan eğitimlerdeki iyileşmelerin daha doğal, gerçekçi ve belirgin düzeyde olduğu tespit edilmiştir. Ellerin vücuda yakınlığı, parmakların belirginliği ve kıyafetle örtüşmesi modelin görsel iyileştirmesini kısıtlayarak bazı durumlarda değişimin sınırlı kalmasına yol açmıştır.

Bu duruma neden olan başlıca sınırlayıcı faktör, kullanılan donanım kaynaklarının yetersiz olması ve eğitim sürecinin ideal parametrelerle gerçekleştirilememesidir. Yapılan gözlemlerde eğitimde kullanılan veri sayısı yüksek olduğunda daha gerçekçi çıkarımlar yapıldığı görülmüştür. Ancak kaynak kısıtı nedeniyle eğitim süreci istenilen değerlerle yeterince test edilememiştir.

El gibi küçük bölgelerin eğitimi için ideal veri sayısı 1000–2000 aralığında olmakla birlikte, devir sayısının belirlenmesinde veri miktarı ve donanım kapasitesi göz önünde bulundurulmalıdır. Bununla birlikte, eğitimde çıkarımlar belirli bir adım sayısından sonra değişmemekte ve epoch artırıldığında da benzer sonuçlar alınabilmektedir. Çözüm olarak erken durdurma (early stopping) yöntemi uygulanabilir. Bu metot, validasyon kaybının (validation loss) kullanıcı tarafından belirlenen tanımlı bir eşiğe inmesi veya ardışık birkaç epoch iyileşme görülmemesi durumunda eğitim süreci otomatik olarak sonlandırır. Gelecek çalışmalarda daha güçlü donanım kaynaklarının kullanılması, parametre optimizasyonunun geliştirilmesi ve veri çeşitliliğinin artırılması, modelin el bölgesi görsel kalitesinde daha istikrarlı ve yüksek düzeyli sonuçlara ulaşılmasına katkı sağlayacaktır.

6. Kaynakça

- [1] I. Goodfellow, J. Pouget-Abadie, M. Mirza, B. Xu, D. Warde-Farley, S. Ozair, A. Courville ve Y. Bengio, “Generative adversarial networks,” *Communications of the ACM*, cilt 63, sayı 11, ss. 139–144, 2020.
- [2] J. Sohl-Dickstein, E. A. Weiss, N. Maheswaranathan ve S. Ganguli, “Deep Unsupervised Learning using Nonequilibrium Thermodynamics,” *arXiv:1503.03585*, 2015. [Çevrimiçi]. Erişim: <https://arxiv.org/abs/1503.03585>
- [3] J. Gou, S. Sun, J. Zhang, J. Si, C. Qian ve L. Zhang, “Taming the power of diffusion models for high-quality virtual try-on with appearance flow,” *ACM MM*, ss. 7599–7607, 2023.
- [4] E. Hu, Y. Shen, P. Wallis ve diğerleri, “LoRA: Low-Rank Adaptation of Large Language Models,” *arXiv preprint arXiv:2106.09685*, 2021.
- [5] O. Ronneberger, P. Fischer ve T. Brox, “U-net: Convolutional networks for biomedical image segmentation,” *MICCAI*, ss. 234–241, 2015.
- [6] D. Morelli, A. Baldrati, G. Cartella, M. Cornia, M. Bertini ve R. Cucchiara, “LadiVTON: Latent diffusion textual-inversion enhanced virtual try-on,” *arXiv preprint arXiv:2305.13501*, 2023.
- [7] R. Rombach, A. Blattmann, D. Lorenz, P. Esser ve B. Ommer, “High-Resolution Image Synthesis with Latent Diffusion Models,” *CoRR*, cilt abs/2112.10752, 2021.
- [8] J. Kim, G. Gu, M. Park, S. Park ve J. Choo, “Stable-VTON: Learning semantic correspondence with latent diffusion model for virtual try-on,” *arXiv preprint arXiv:2312.01725*, 2023.
- [9] Y. Xu, T. Gu, W. Chen ve C. Chen, “Ootdiffusion: Outfitting fusion based latent diffusion for controllable virtual try-on,” *arXiv preprint arXiv:2403.01779*, 2024.
- [10] H. Wang, Z. Zhang, D. Di, S. Zhang ve W. Zuo, “MV-VTON: Multi-View Virtual Try-On with Diffusion Models,” *arXiv:2404.17364*, 2024.
- [11] Y. Choi, S. Kwak, K. Lee, H. Choi ve J. Shin, “Improving Diffusion Models for Authentic Virtual Try-on in the Wild,” *arXiv preprint arXiv:2403.05139*, 2024.
- [12] Z. Chong, X. Dong, H. Li, S. Zhang, W. Zhang, X. Zhang, H. Zhao ve X. Liang, “CatVTON: Concatenation Is All You Need for Virtual Try-On with Diffusion Models,” *arXiv:2407.15886*, 2024. [Çevrimiçi]. Erişim: <https://arxiv.org/abs/2407.15886>
- [13] B. Lester, R. Al-Rfou ve N. Constant, “The Power of Scale for Parameter-Efficient Prompt Tuning,” *CoRR*, cilt. abs/2104.08691, 2021. [Çevrimiçi]. Erişim: <https://arxiv.org/abs/2104.08691>
- [14] M. Quiros Bloch, L. Seyahi, and S. Ahmed, “Leveraging PEFT Strategies for Improved Performance and Efficiency in minBERT,” Stanford CS224N Default Project Report, Stanford University, 2024.
- [15] B. Maltais, “kohya_ss,” GitHub deposu, 2025. [Çevrimiçi]. Erişim: https://github.com/bmaltais/kohya_ss
- [16] X. Han, Z. Wu, Z. Wu, R. Yu ve L. S. Davis, “VITON: An image-based virtual try-on network,” *IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR)*, ss. 7543–7552, 2018.

Ramazan Ayında Konjestif Kalp Yetmezliği Hastalarında Davranış Değişikliğinin Etkisinin Araştırılması

Investigation into the Effect of Behavioral Change during Ramazan on Congestive Heart Failure Patients

Malcolm Clarke, Hülya Gökalp¹, Ömer Gedikli²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
hulya.gokalp@omu.edu.tr

²Kardiyoloji Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
omer.gedikli@omu.edu.tr

Özetçe

Ramazan ayının Konjestif Kalp Yetmezliği hastalarının sağlığı üzerine etkisini araştırdık. Hastalara tansiyon cihazı, baskül ve verileri evden otomatik olarak uzakta bir veri tabanı sunucusuna ileten ağ geçidi cihazı verildi. Tüm hastalardan Ramazan'dan önceki ay, Ramazan sırasında ve Ramazan'ı takip eden ay boyunca günlük tansiyon ve kilo ölçümleri yapmaları istendi. Ramazan sırasında ortalama diyastolik ve sistolik tansiyon değerlerinde küçük ama anlamlı derecede bir düşüş gözlemledik (diyastolik 131.8, 127.0, P=0.0005; sistolik 71.4, 69.1, P=0.008), ancak Ramazan ve sonrası arasında anlamlı bir değişiklik olmadı (P=0.4). Düşüş esas olarak yüksek değerlerdeki azalmadan kaynaklanıyordu. Ayrıca Ramazan öncesi ile karşılaştırıldığında Ramazan'da sistolik ve diyastolik tansiyonun eşik değerlerini aştığı olayların sayısında da bir azalma gözlemlendi.

Abstract

We describe our investigation into the effect of behavioral change during Ramazan on patients with Congestive Heart Failure. Patients were provided with a blood pressure monitor and a weigh scale and a home gateway that transmitted data automatically to a remote database server. All patients were instructed to take daily measurements of blood pressure and weight during the month before Ramazan, during Ramazan, and during the month following Ramazan in order to determine the effects of behavioral change during Ramazan. We observed a small decrease in mean diastolic and systolic blood pressure from pre-Ramazan to Ramazan that was significant (diastolic 131.8, 127.0, P=0.0005; systolic 71.4, 69.1, P=0.008), however there was no significant change from Ramazan to post-Ramazan (P=0.4). The reduction was mainly due to a reduction in high values. There was also a reduction in the number of incidents of systolic and diastolic blood pressure exceeding threshold values from pre-Ramazan to Ramazan.

1. Giriş

Nüfus yaşlandıkça kronik hastalıklar giderek yaygınlaşmaktadır. Örneğin, nüfusun %6,9'unda (Türkiye'de 5,5 milyon hasta) Konjestif Kalp Yetmezliği (KKY) ve %11,7'sinde (Türkiye'de 9 milyon kişi) Kronik Obstrüktif Akciğer Hastalığı (KOA) vardır ve çoğu hastanın birden fazla hastalığı bulunmaktadır. Türkiye'nin büyük, seyrek nüfuslu bir ülke olması nedeni ile büyük hastanelerden 200 km gibi uzakta ve ücra köylerde yaşayan hastalar vardır. Tipik bir ayakta tedavi randevusuna gidiş hastaneye 3 saatlik araba yolculuğu ve hastanede 1-2 saat bekleme gerektirebilir. Hastalar yaşlıdır, bu nedenle bir yakınının onları hastaneye getirmek için işten bir gün izin alması gerekebilir. Bu durum, hastaların kendilerini iyi hissetmediklerinde hastaneye gitmekten çekinmelerine neden olabilir. Hastalar durumlarındaki kötüleşmenin farkında olmayabilir ve bu nedenle durum ciddileşene kadar hastaneye gelmeyi geciktirebilirler.

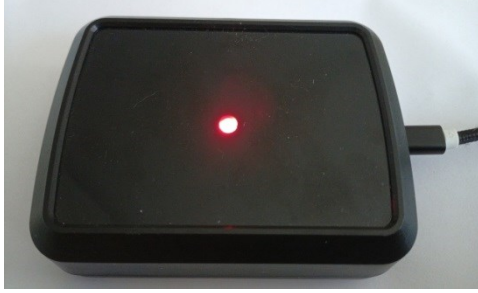
Türkiye'de nüfusun çoğunluğu Müslümandır (>%95). Neredeyse tamamı Ramazan ayı boyunca oruç tutma geleneğini sürdürmektedir. Bugüne kadar oruç tutmanın ve diyetin davranış değişikliklerinin KKY hastalarının sağlığı üzerindeki etkisine dair çok az çalışma yapılmıştır. Mazdi tarafından yapılan sistematik inceleme [1], tansiyon analizini içeren yalnızca üç çalışma tespit etmiştir. Bu çalışmaların her biri Ramazan ayında sistolik tansiyon değerinde düşüş tespit etmiş, ancak diyastolik tansiyon değerinde bir değişiklik tespit etmemiştir [2]. Ancak her çalışmada Ramazan'dan önce ve sonra yalnızca - güvenilir bir gösterge olmadığı bilinen - tek bir klinik ölçüm kullanılmıştır.

Uzaktan hasta izleme (RPM), hastaların evlerinde düzenli (günlük) klinik ölçümler toplamasına ve klinisyenlerin hastanın durumunu izlemesine olanak tanır. Verilerdeki eğilimler ve değişiklikler, hastaların durumunda kötüleşme olup olmadığını belirlemek, hastalığın yönetimi ve terapide hızlı müdahalede bulunmak için kullanılabilir [3]. Uzaktan izlem ile gelen günlük ölçümler, tansiyondaki değişiklik ve eğilimlerin daha güvenilir bir şekilde izlenmesine olanak tanır.

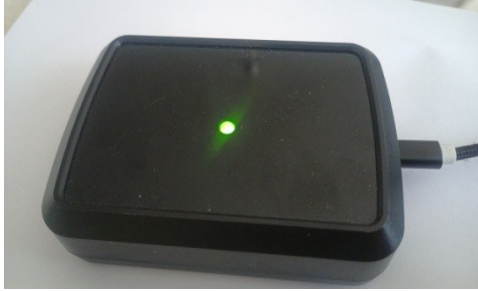
2. Sistem Tasarımı

Yaşlı hastaların kullanımı için özel olarak tasarlanmış bir sistem geliştirdik [4]. Kronik hastalığı olan hastaların çoğunluğu yaşlıdır (>70). Teknoloji konusunda bilgisiz ve öğrenme konusunda isteksizdirler. Türkiye'deki yaşlı kadınların önemli bir kısmı okuma yazma bilmemektedir. Birçoğunun görme yetisi zayıftır ve artrit nedeniyle sınırlı el becerisine sahip olabilirler. Cihazlar büyük ve kullanımı son derece basit olmalıdır. Kullanıcı arayüzü kolay olmalı ve çalışıp çalışmadığına dair basit bir gösterge içermelidir. Tasarımımızda yalnızca bir LED kullanılmıştır; LED kırmızı yandığında ağ geçidinin ağa bağlı olmadığını gösterir (Şekil 1), yeşil yandığında ağ geçidinin ağa bağlı olduğunu gösterir (Şekil 2) ve veri iletilirken LED yeşil renkte yanıp söner.

Sistemin tasarımında dikkate alınması gereken önemli bir husus, izlem sürelerinin uzun olabileceği ve bu nedenle ölçüm almanın hızlı ve kolay olması gerektiğidir. Bir diğer husus ise, hastalar durumlarının bilinmesini istemeyebilirler; bu nedenle, ağ geçidinin ve tıbbi cihazların ziyaretçilerin görüş alanından uzak, göze batmayan bir yerde bulunabilecek şekilde tasarlanması gerekir.



Şekil 1: Basit arayüz.

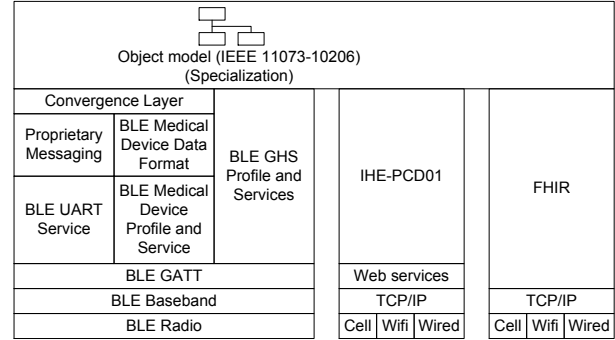


Şekil 2: Basit arayüz.

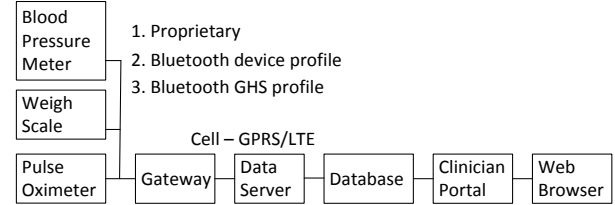
Yaşlı hastalar, ücra bölgelerdeki izole köylerde yaşayabilir. Bu hastaların genelde geniş bant erişimi yoktur. Cihazlar ve ağ geçidi, hastalara hastanede eve götürmeleri için bir takım olarak verildiğinden, hasta veya ailesi tarafından kurulumu kolay olmalıdır. Bu nedenlerle, ağ geçidinde hücresel teknolojiyi kullanıyor ve cihazdan sunucuya güvenli veri iletişimi sağlamak için ticari M2M hizmetlerini kullanıyoruz.

3. Sistem Gerçekleme

Platform tasarımının temeli olarak IEEE 11073 standart seti kullanılıyor. Mimari olarak nesne yönelimli IEEE 11073-10206 [5] kavramlarını (Şekil 3) ve anlamsal birlikte çalışabilirlik için IEEE 11073-10101 [6] adlandırma sistemini kullanıyoruz. Bu yaklaşım, veriler için ortak bir model ve ölçüm değerlerini bildirmede ortak adlandırma sistemi için IEEE 11073'ü kullanarak, farklı üretici firmalara ait tescilli cihazları ve BLE profillerini izleyen cihazları platforma entegre edilmesini sağlamaktadır. Bu, tüm cihazların ölçümleri veri sunucusuna gönderirken aynı IHE PCD-01 [7] mesaj formatının kullanılmasını ve veri sunucusunda tak-çalıştır birlikte çalışabilirlik özelliğini sağlar (Şekil 4). Web tabanlı uygulama, klinisyenlerin tüm hasta verilerini görüntülemesini sağlar.



Şekil 3: Tak-Çalıştır Ağ Geçidi Birlikte Çalışabilirliği.



Şekil 4: IEEE birlikte çalışabilirliğinden yararlanan uçtan uca mimari.

4. Yöntem

İzlem sistemi, kronik hastalığı olan hastaların takibini içeren projelerde kullanılmak üzere özel olarak tasarlanmıştır. Sunulan çalışma, KKY hastalarının uzun vadeli takibi üzerinedir. Hastane randevusuna gelen veya hastaneden taburcu olan hastalara, eve götürmeleri için ağ geçidi, tansiyon aleti ve tartı içeren izlem kiti verilir. Hastalar sisteme kaydedilir ve cihazların nasıl kullanılacağı ve ağ geçidinin nasıl kurulacağı konusunda bilgi verilir. Hastalardan her gün en az bir ölçüm yapmaları istenir; veriler otomatik olarak veri sunucusuna gönderilir. Tüm hastaların verileri günde en az bir kez kontrol edilir.

Çalışmanın amacı, hipotansiyon ve hipertansiyon nedeniyle hastaların kötüleşmesini en iyi şekilde yönetmek için ölçümlerin nasıl kullanılabileceğini belirlemektir.

Tansiyon değerlerindeki eşikler üzerinde mutabakata varılmış ve değerleri limitleri aşan hastalar tetkik için kardiyoloğa

yönlendirilmiştir.

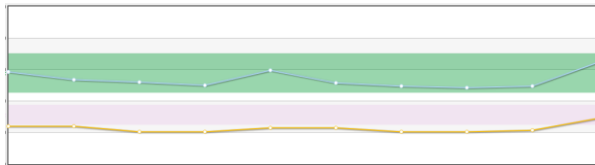
 Ondokuz Mayıs Üniversitesi Sağlık Uygulama ve Araştırma Merkezi													
Home	First Name	Last Name	Date	Blood Sugar	Systolic	Diastolic	Weight (Kgs)	SPO2(%)	Diet	Activity	Meds	Habits	Reviewed
Add New Patient	Minnie	Mouse	20/02/2024				72.00						<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	20/02/2024				72.00						<input type="checkbox"/>
All Patients	Minnie	Mouse	19/02/2024				72.40						<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	19/02/2024				72.00						<input type="checkbox"/>
Rules	Minnie	Mouse	08/01/2024		138	78	74.20						<input type="checkbox"/>
Notifications	Mickey	Mouse	08/01/2024		136	81	74.10						<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	02/12/2023				73.10						<input type="checkbox"/>
Equipment	Minnie	Mouse	28/11/2023				70.20						<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	27/11/2023				72.80						<input type="checkbox"/>
Back	Minnie	Mouse	27/11/2023				72.80						<input type="checkbox"/>
Logout	Minnie	Mouse	25/11/2023				74.40						<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	25/11/2023				74.40						<input type="checkbox"/>
Project Homepage	Minnie	Mouse	24/11/2023		134	67							<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	24/11/2023		134	67							<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	23/11/2023		174	100	72.70						<input type="checkbox"/>
	Minnie	Mouse	23/11/2023				72.70						<input type="checkbox"/>

Şekil 5: Hasta Yönetimi.

Klinisyen portalı hasta verilerine erişim sağlar. Gelen günlük verileri gösterir (Şekil 5) ve klinisyenin hasta verilerini tablo halinde (Şekil 6) veya grafik biçimde (Şekil 7) görüntülenmesine olanak tanır.

Date	Time	Weight
28/02/2024	08:10	72.20
27/02/2024	20:17	73.20
27/02/2024	20:16	74.90
21/02/2024	08:32	73.90
20/02/2024	08:06	72.00
20/02/2024	08:06	72.00
19/02/2024	19:27	72.40
19/02/2024	19:26	72.00

Şekil 6: Hasta Verilerinin Tablo Şeklinde Görüntülenmesi.



Şekil 7: KKY Hastasında Tansiyon Değişimi.

Bu çalışmada Ocak 2025'te hastalardan veri toplamaya başladık. 2025 yılında Ramazan ayı 1-29 Mart tarihleri arasında gerçekleşti. Ramazan ayında oruç nedeni ile hastaların beslenme alışkanlıkları değişebiliyor (örneğin, tuz ve şeker tüketiminde artış olabilir). Topladığımız verileri, Ramazan ayı beslenme değişikliklerinin KKY hastaları üzerindeki etkisini araştırmak için kullandık.

5. Sonuçlar

Çalışmaya 40 erkek ve 28 kadın olmak üzere toplam 68 hasta katılmıştır. Hastaların yaşları 43-87 arası olup, ortalama yaşları $71,2 \pm 10,2$ 'dir. Hastaların hepsi Ondokuz Mayıs Üniversitesi Kardiyoloji Bölümü'ne kayıtlıdır.

KKY hastalarının tansiyon değerleri geniş bir aralıkta değişkenlik gösterebileceği gibi, ani ve önemli değişiklikler de sergileyebilir. Yüksek ve düşük eşiklerin dışında tansiyon değerleri olan hastalarda tedaviye müdahale gerekebilir. Bu nedenle, Ramazan öncesi, sırası ve sonrasındaki diyastolik ve sistolik tansiyon istatistiklerini değerlendir.

- Ortalama ve standart sapma;
- Maksimum ve minimum
- Eşiği aşan vaka sayısı
- Histogram;
- Kümülatif sıklık grafikleri.

Tablo 1: Dönem Ortalaması ve Standart Sapması

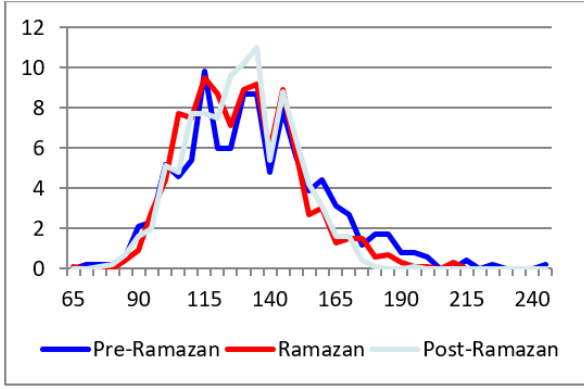
	Ramazan Öncesi		Ramazan		Ramazan Sonrası	
	Diyastolik	Sistolik	Diyastolik	Sistolik	Diyastolik	Sistolik
Ortalama	131.8	71.4	127	69.1	126.6	68.9
SD	26.2	16.1	21.3	14.5	19.3	14.2
Maksimum	242	147	209	165	194	134
Minimum	69	32	63	32	74	33

Tablo 2: Dönemlerin T-testi karşılaştırması

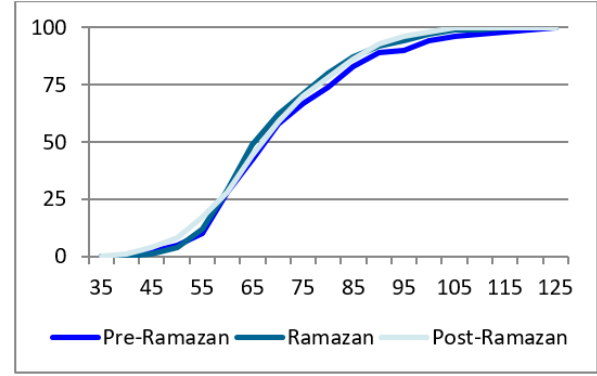
Ramazan Öncesi - Ramazan		Ramazan - Ramazan Sonrası	
Diyastolik	Sistolik	Diyastolik	Sistolik
0.0005	0.008	0.4	0.4

Tablo 3: Vaka Sayıları

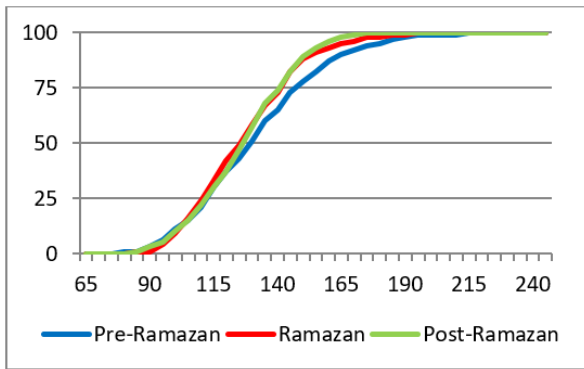
	Ölçüm Sayısı	Diyastolik		Sistolik	
Eşik		200	80	100	50
Ramazan Öncesi	482				
Sayı		4	3	28	21
Yüzde		0.8	0.6	5.8	4.4
Ramazan	677				
Sayı		2	1	19	21
Yüzde		0.3	0.1	2.8	3.1
Ramazan Sonrası	832				
Sayı		0	2	15	61
Yüzde		0.0	0.2	1.8	7.3



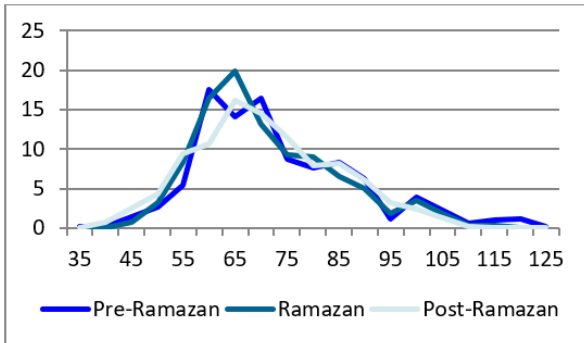
Şekil 8: Diyastolik Tansiyon Değerleri Dağılımı.



Şekil 11: Sistolik Tansiyon Kümülatif Sıklık.



Şekil 9 Diyastolik Tansiyon Kümülatif Sıklık.



Şekil 10: Sistolik Tansiyon Değerleri Dağılımı.

6. Tartışma

Ramazan öncesi ile Ramazan arasında ortalama diyastolik ve sistolik tansiyon değerlerinde küçük ama anlamlı bir azalma gözlemledik (diyastolik 131.8, 127.0, $P=0.0005$; sistolik 71.4, 69.1, $P=0.008$), ancak Ramazan ile Ramazan sonrasına arasında anlamlı bir değişiklik yoktu ($P=0.4$) (Tablo 3). Bu azalma dağılım (Şekil 8, Şekil 10) ve kümülatif sıklık görsellerinde de (Şekil 9, Şekil 11) görülmektedir. Yüksek değerlerin sayısında azalma gözlenirken, buna bağlı olarak standart sapmada da azalma görülmektedir.

Mazidi [1] tarafından yapılan sistematik incelemede ve Nematy [2] tarafından yapılan çalışmada tansiyonda benzer bir azalma bildirilmişti.

Diyastolik ve sistolik tansiyon değerleri için belirlenen yüksek eşik değerlerini aşan vaka sayılarında azalma oldu (Tablo 5). Düşük (hipo) Diyastolik ve düşük sistolik tansiyon değerleri için belirlenen düşük eşik değerlerinin altına düşen vakaların sayısında da azalma oldu; ancak ikincisinde Ramazan sonrası artış gözlemlendi.

7. Sonuçlar

Yaşlılar tarafından kullanılmak üzere özel olarak tasarlanmış, ve karmaşık ve eşlik eden hastalıkları olan hastaların izlenmesini desteklemek için birden fazla cihazı entegre eden bir platform geliştirildi ve klinik pilot çalışmada kullanıldı. Veri iletimi için ağ geçidinde IEEE 11073 nesne modelleri, IEEE 11073-10101 terminolojisi ve IHE PCD-01 kullanıldı.

Geliştirilen platform KKY hastalarının takibinde kullanılmaya devam etmektedir; şu ana kadar hastalar tarafından kullanımla ilgili herhangi bir sorun bildirilmedi.

Verilerin ön analizi, Ramazan öncesi ve Ramazan ayları arasında tansiyon, dağılım ve eşik değerleri aşan vakalarda küçük bir fark olduğunu, ancak Ramazan ve Ramazan sonrası arasında anlamlı bir fark olmadığını göstermiştir. Bu nedenle, Ramazan ayındaki oruç ile ilişkili davranış değişikliklerinin KKY hastalarının durumu üzerinde olumsuz bir etkisi olmadığı sonucuna varılmıştır.

Bu çalışma, hastanede yapılan az sayıda ölçümlerin karşılaştırıldığı çalışmalardan farklı olarak, hasta evlerinden gelen günlük tansiyon ölçümlerinin kullanıldığı ilk çalışmadır. Ramazan ayı ile ilişkili gözlemlenen düşüşün

devam edip etmediğini belirlemek için daha fazla analiz gerekmektedir.

Teşekkür

Bu araştırma, Türkiye Sağlık Enstitüleri Başkanlığı (TÜSEB) tarafından desteklenmiştir (proje numarası B-01 12173).

Kaynakça

- [1] M. Mazidi, P. Rezaie, O. Chaudhri, E. Karimi, M. Nematy. "The effect of Ramadan fasting on cardiometabolic risk factors and anthropometrics parameters: A systematic review," *Pak J Med Sci.*, vol: 31, no: 5, pp: 1250-1255. 2015. <https://doi.org/10.12669/pjms.315.7649>
- [2] M. Nematy, M. Alinezhad-Namaghi, M.M. Rashed, et al. "Effects of Ramadan fasting on cardiovascular risk factors: a prospective observational stud.," *Nutr J.*, vol.: 69, no: 11, 2012. 2012. <https://doi.org/10.1186/1475-2891-11-69>
- [3] J. Furse, M. Clarke, R. Jone, "Early Experiences of the Use of Remote Patient Monitoring for the Long Term Management of Chronic Disease", *Journal of Telemedicine & Telecare*, vol: 14, pp: 122-4, 2008.
- [4] P. Onyeachu, M. Clarke, "A Patient Technology Acceptance Model (PTAM) for Adoption of Telehealth", *Digital Medicine and Healthcare Technology*, pp: 1-19, 2022. <https://doi.org/10.5772/dmht.02> communication
- [5] ISO/IEEE 11073-10206 - Health informatics - Device Interoperability - Part 10206: Personal Health Device Communication - Abstract Content Information Model.
- [6] ISO/IEEE 11073-10101 - Health informatics -- Point-of-care medical device communication -- Part 10101: Nomenclature.
- [7] Integrating the Healthcare Enterprise IHE Patient Care Device (PCD) Technical Framework Volume 2. http://www.ihe.net/uploadedFiles/Documents/PCD/IHE_PCD_TF_Vol2.pdf (last accessed 19-12-2024).

Otomotiv Bilgi-Eğlence Sistemlerinde Güç Yönetimi Senaryolarının Sistem Mühendisliği Yaklaşımıyla Kavramsal Modellenmesi

Conceptual Modeling of Power Management Scenarios in Automotive Infotainment Systems via System Engineering Approach

Ebru Özdemir¹, Yunus Emre Aksakal², Betül Yurddas³, Hedil Karatekin³, Abdurrahman Halabi³
Sena Koçak³

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
ozdemirebr@itu.edu.tr

²Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Zonguldak Bülent Ecevit Üniversitesi, Zonguldak
yunusemreaksakal@outlook.com

³Arge Direktörlüğü
Daiichi Elektronik Sanayi Ticaret Anonim Şirketi, Kocaeli
{betul.yurddas, hedil.karatekin, abdurrahman.halabi, sena.kocak}@daiichi.com

Özetçe

Araç içi bilgi-eğlence (IVI) sistemlerinde güç yönetimi, enerji verimliliği, sistem güvenilirliği ve kullanıcı deneyimi açısından kritik bir tasarım alanı olarak öne çıkmaktadır. Ancak güç yönetimi genellikle donanım ve yazılım odaklı optimizasyonlarla ele alınmaktadır. Sistem mühendisliği çerçevesinde bütüncül ve kavramsal modelleme çalışmaları sınırlı kalmaktadır. Bu çalışma, IVI güç yönetimi senaryolarını kavramsal düzeyde incelemekte; farklı güç durumları (uyku, aktif, kapalı, bekleme, hata vb.) arasındaki geçiş mantıklarını durum makineleri (*state machine*) aracılığıyla tanımlamaktadır. Bununla birlikte, fonksiyonel gereksinimlerin sınıflandırılmasına yönelik bir çerçeve önermektedir. Çalışma kapsamında, varyant yönetimi senaryoları ile farklı yazılım konfigürasyonlarının kavramsal gereksinim setine etkileri tartışılmıştır. Ayrıca tanılama (diagnostic) gereksinimleri göz önünde bulundurulmuş ve hata senaryoları dikkate alınmıştır. Önerilen yöntem, çeşitli standartlarla uyumlu, kavramsal düzeyde bir sistem mühendisliği çerçevesi sunmaktadır. Çalışmanın; gereksinimlerin netleştirilmesine, sistem tasarım sürecinde entegrasyon kalitesinin artırılmasına ve ürün yaşam döngüsü yönetiminde iyileştirmelere katkı sağlamayı amaçlamaktadır.

Abstract

Power management in in-vehicle infotainment (IVI) systems emerges as a critical design domain in terms of energy efficiency, system reliability, and user experience. However,

power management is often addressed through hardware- and software-focused optimizations. Within the framework of systems engineering, holistic and conceptual modeling studies remain limited.

This study examines IVI power management scenarios at a conceptual level; it defines the transition logic between different power states (sleep, active, off, standby, fault, etc.) through state machines. In addition, it proposes a framework for the classification of functional requirements. As part of the study, variant management scenarios are discussed to evaluate the effects of different software configurations on the conceptual requirement set. Furthermore, diagnostic requirements have been considered, and fault scenarios have been evaluated.

The proposed approach presents a systems engineering framework at a conceptual level that aligns with various standards. The study aims to contribute to clarifying requirements, improving integration quality in the system design process, and enhancing product lifecycle management.

1. Giriş

Araç içi bilgi-eğlence sistemlerinde (IVI) güç yönetimi, araç içi eğlence ve bilgi teknolojileri için elektrik gücünün verimli bir şekilde düzenlenmesi, tahsis edilmesi ve kullanılması amacıyla uygulanan teknik ve stratejileri ifade etmektedir. Modern araçlar; navigasyon, multimedya oynatma ve akıllı telefon entegrasyonuna kadar uzanan gelişmiş bilgi-eğlence özelliklerini giderek daha fazla entegre ettikçe, performans, enerji verimliliği ve akü ömrü arasında denge sağlamak için

etkili güç yönetimi hayati önem kazanmıştır [1-2]. Bu konunun önemi, otomotiv elektronik sistemlerinin artan karmaşıklığı ve özellikle elektrikli araçlar (EV) bağlamında enerji verimliliği çözümlere yönelik artan talep ile daha da artmaktadır.

Araç içi bilgi-eğlence sistemlerinde güç yönetimi için temel stratejiler arasında, yüksek kullanım zamanlarında güç tüketimini azaltmaya yardımcı olan yük yönetimi ve yük azaltma (*load shedding*) ile atık enerjiyi yeniden kullanmak üzere yakalayan enerji geri kazanım teknolojileri yer almaktadır [3-4]. Ayrıca, akıllı şarj sistemleri ve sürekli güç izleme, enerji akışını optimize etmede, bilgi-eğlence ünitelerinin yeterli güç almasını sağlarken enerji tasarrufunu arttırmada kritik rol oynamaktadır [2]. Bu yenilikler, araç bataryalarının çalışma ömrünü uzatmakla kalmaz, aynı zamanda tek bir şarjla araç menzili maksimize ederek daha sürdürülebilir bir sürüş deneyimine katkıda bulunmaktadır [5].

Güç yönetimi teknolojilerindeki gelişmelere rağmen, bileşenlerin ısıl yönetimi, yenilenebilir enerji kaynaklarının entegrasyonu ve yazılım sistemlerinin artan karmaşıklığı gibi bazı zorluklar devam etmektedir [6-8]. Bilgi-eğlence sistemlerinin gelişimi; bu zorlukların aşılması, verimlilik, güvenilirlik ve kullanıcı memnuniyetinin sağlanması açısından kritik taşımaktadır. Güç yönetiminin geleceğinin, enerji tüketimini optimize eden ve kullanıcı deneyimini geliştiren, modern araçların artan taleplerine uyum sağlayabilen yapay zekâ ile entegre akıllı enerji yönetim sistemleri tarafından şekillendirilmesi beklenmektedir [9][10].

Araç İçi Bilgi-Eğlence Sistemlerine Genel Bakış

Araç içi bilgi-eğlence (IVI) sistemleri, modern otomobillerde bilgi ve eğlence teknolojilerinin kritik bir entegrasyonunu temsil etmektedir. Bu sistemler, basit radyo ve CD çalarlardan; navigasyon, iletişim ve multimedya oynatma gibi geniş işlevler sunan sofistike platformlara evrilmiştir [11-12].

Mimari ve Temel Bileşenler: IVI sistemlerinin mimarisi, sürüş deneyimini geliştirmek için birlikte çalışan donanım ve yazılım bileşenlerinden oluşmaktadır. Temel bileşenler arasında yüksek çözünürlüklü ekranlar, kullanıcı arayüzleri, işletim sistemleri ve CAN, LIN, FlexRay ve Ethernet gibi çeşitli bağlantı arabirimleri yer alır [11],[13]. Ekranlar genellikle çoklu dokunma (*multi-touch*) hareketlerini destekleyen kapasitif dokunmatik paneller şeklinde tasarlanırken; QNX, Linux veya Android Automotive gibi işletim sistemleri uygulama geliştirme ve kullanıcı etkileşimi için gerekli çerçeveyi sağlamaktadır [12-13].

İşlevler ve Özellikler: Modern IVI sistemleri; navigasyon ve haritalama hizmetleri, gerçek zamanlı trafik bilgileri, Bluetooth ve Wi-Fi bağlantısı, ses tanıma, çeşitli ses ve video formatlarını destekleme gibi geniş bir özellik yelpazesi sunmaktadır [13-15]. Ayrıca akıllı telefonlar ve bulut servisleri ile giderek daha fazla entegre edilerek, kesintisiz veri paylaşımı ve kablosuz bağlantı olanağı sağlamaktadır. Bu entegrasyon, akış (*streaming*) hizmetleri ve sosyal medya erişimi gibi özellikleri mümkün kılarak, kullanıcıların yolda kalırken bile online olmasını sağlamaktadır [13],[16].

Eğilimler ve Yenilikler: Otomotiv bilgi-eğlence dünyası, teknolojik gelişmeler ve değişen tüketici beklentileriyle hızla evrilmektedir. Dikkat çekici eğilimler arasında bağlantı ve siber güvenliğe verilen önemin artması ile ses tanıma ve gelişmiş kullanıcı etkileşimi için yapay zekâ entegrasyonu öne çıkmaktadır [16]. Ayrıca, yazılım tanımlı araçlara (SDV) geçiş de göz önünde bulundurulmalıdır [16-17].

Otomotiv teknolojisi ilerlemeye devam ettikçe, IVI sistemlerinin rolünün genişlemesi, araç sistemleri ile daha iyi

entegrasyon ve daha geniş işlevsellik sunarak sürüş deneyimini geliştirmesi beklenmektedir.

Sistem mühendisliği yaklaşımı, IVI güç yönetimi gibi yüksek karmaşıklıkta sistemlerde kritik bir çerçeve sunmaktadır. Bu disiplin, yalnızca fonksiyonel gereksinimlerin tanımlanmasını değil; aynı zamanda sistemin güvenilirliği, taşınabilirliği, test edilebilirliği, bakım kolaylığı ve yaşam döngüsü boyunca izlenebilirlik gibi “-ility” kriterlerini de entegre etmektedir. Böylece karmaşık sistemlerin doğru, tutarlı ve entegre bir şekilde tasarlanması mümkün olmaktadır [18]. Model Tabanlı Sistem Mühendisliği (MBSE), bu süreci daha da etkinleştirir; görsel modelleme, disiplinlerarası entegrasyon ve model tabanlı dokümantasyon aracılığıyla sistem davranışlarının anlaşılmasını ve yönetimini kolaylaştırmaktadır.

Bu çalışma, IVI güç yönetimi alanında sistem mühendisliği perspektifini temel alarak aşağıdaki hedeflere odaklanmaktadır:

- Güç yönetimi fonksiyonel gereksinimlerinin sistematik sınıflandırılması,
- Sistem seviyesinde güç durumları arası geçiş mantıklarının durum makineleri (state machines) aracılığıyla modellenmesi,
- Varyant yönetimi kapsamında farklı yazılım/konfigürasyon setlerinin etkisinin değerlendirilmesi,
- Tanılama (diagnostic) gereksinimleri çerçevesinde hata senaryolarının ve DTC (Diagnostic Trouble Code) uyum analizlerinin yapılması.

Tüm bu adımlar, ASPICE [19], INCOSE [18] ve ISO/IEC 15288 [20] gibi uluslararası sistem mühendisliği standartlarıyla uyumlu olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu sayede, gereksinimlerin net tanımlanması, sistem entegrasyon kalitesinin artırılması ve ürün yaşam döngüsü süreçlerinin iyileştirilmesi hedeflenmektedir.

2. IVI Mimarisi ve Sistem İçindeki Konumu

Araç içi bilgi-eğlence sistemleri, hem kullanıcı arayüzünü hem de merkezi kontrol fonksiyonlarını barındıran çekirdek bileşendir. Tipik bir IVI mimarisinde; CAN, LIN, Ethernet gibi haberleşme ağları üzerinden güç yönetimi modülleri, sensörler, ses sistemleri, kamera modülleri ve telematik kontrol üniteleriyle entegre çalışmaktadır. Güç yönetimi açısından, hem kendi enerji tüketimini optimize etmek hem de bağlı alt sistemlerin güç durumlarını koordine etmekle sorumludur.

Aşağıdaki tabloda IVI’ın arayüzü olan elementlere örnek olarak ses yükseltici, ekran/hmı, anten, bcm, gösterge paneli, HVAC ve araç içi butonlar verilebilir.

3. Güç Yönetiminde Temel Kavramlar

IVI sistemlerinde güç yönetimi; çeşitli durumlar arasında geçiş mantıkları üzerine inşa edilmektedir. Bu geçişlerin kontrolünde state machine tabanlı modeller kullanmak, hem yazılım geliştirme hem de hata senaryolarını simüle etme açısından yüksek verimlilik sağlamaktadır.

Ayrıca, *Network Management* (NM) protokolleri (ör. CAN NM, FlexRay NM, Ethernet AVB NM) güç yönetimiyle entegre çalışarak ağ üzerindeki kontrol ünitelerinin senkronize şekilde uyanmasını, uyumasını veya düşük güç moduna geçmesini sağlamaktadır. NM, gereksiz ağ trafiğini azaltarak enerji tasarrufunu artırmaktadır, aynı zamanda farklı ECU’lar

arası iletişim güvenilirliğini korumaktadır. Güç yönetimi ve ağ yönetiminin koordinasyonu, özellikle uyuma ve uyanma senaryolarında kritik önemdedir.

Aşağıda, IVI güç yönetiminde tipik olarak kullanılan olası durumlar (stateler) ve bunların ağ yönetimiyle ilişkileri özetlenmiştir:

- **Zaman Kontrollü (Timed):** Sistemin belirli bir süre sonra otomatik olarak başka bir moda geçmesini sağlayan zamanlayıcı aktif durumdur. İlgili zamanlayıcı tetiklendiğinde, ağ üzerinden “*sleep request*” mesajı gönderilerek diğer ECU’ların senkronize şekilde düşük güç moduna geçmesi sağlanmaktadır.
- **Uzaktan Çalışma (Remote Operation):** Araç kapalıyken, telematik modül veya mobil uygulama üzerinden IVI’nın kısmen aktif hale getirilmesi durumudur. Wake-up mesajı genellikle Ethernet veya CAN üzerinden gönderilmektedir; NM (*Network Management*) protokolü bus’ı aktif hale getirir, sadece gerekli ECU’lar uyanmaktadır. Fonksiyonelite sınırlı olabilmektedir.
- **Hazırda Bekleme (Standby):** Sistem düşük güç tüketimi ile hızlı uyanma modunda beklemektedir. CAN veya Ethernet hattı düşük trafikte pasif izleme yapmaktadır; *wake-up* isteği algılandığında tüm sistem aktive olmaktadır.
- **Bekleme (Idle):** Sistemin fiziksel olarak açık olduğu, tüm gerekli donanım bileşenleri beslediği ancak ana fonksiyonların çalışmadığı durumu ifade etmektedir. Aktif durumuna geçilmesi için kullanıcıdan bir giriş beklenmektedir. Ayrıca, bus aktif durumda kalmaktadır. NM modülleri diğer ECU’lar ile bağlantıyı korumakta, ancak yüksek bant genişliği gerektiren veri akışı başlamamaktadır.
- **Aktif (Active):** Tüm fonksiyonların kullanıma açık, radyonun tam güçte çalışma durumudur. Tüm bus’lar (CAN, Ethernet) aktif; yüksek bant genişliği gerektiren veri akışı (video, ses) desteklenmektedir.
- **Uyku (Sleep):** Minimum güç tüketimi; sadece kritik veri saklama ve sınırlı tetikleyici izlemenin aktif olduğu durumudur. NM modülleri “Bus Off” moduna geçer, yalnızca *wake-up* hatları (Wake-up Line, CAN wake-up frame) aktif kalmaktadır.
- **Bus Aktif (Bus Active):** İletişim hatlarının veri iletimi yaptığı durumdur. NM çerçeveleri (*frame*) sürekli gönderilmektedir ve ECU’lar aktif iletişindedir.
- **Bus Aktif Değil (Bus Inactive):** Veri trafiğinin olmadığı ve güç tasarrufu için hattın düşük güç modunda kullanıldığı durumdur. “Bus Sleep” mesajı gönderilmiş, ECU’lar düşük güçte beklemektedir.
- **Hata (Fault):** Donanım arızası, iletişim kesintisi veya güç geçişlerinde anomali olması koşulunda bulunulan durumudur. DTC (Diagnostic Trouble Code) üretilebilir; NM üzerinden “*node status*” veya “*fault frame*” yayınlanarak diğer kontrol üniteleri bilgilendirilir.
- **Başlatma (Initialization/Boot):** Sistemin açılışa donanım ve yazılım bileşenlerini başlattığı durumu açıklamaktadır. NM modülleri devreye girmekte ve

ilk “*Node Alive*” mesajları yayınlanmaktadır. ECU’lar *self-test* ve *handshake* yapmaktadır. Araç ilk çalıştırıldığında girilen bir durum olarak değerlendirilebilir.

- **Kapanma (Shutdown):** Sistem tamamen kapanmadan önce, veri kaydı, oturum kapatma ve modüllerin güvenli şekilde kapanması için gereken bir süre bulunmaktadır. Bu süre içinde radyo “Kapanma” durumundadır. NM üzerinden “*Prepare Sleep*” mesajı yayılır, bus üzerinde kalan son iletişimler tamamlanır. Bu mod, ani güç kesintilerine göre daha güvenli kapatma sağlar.

3. Metodoloji

Bu çalışma, araç içi bilgi-eğlence (IVI) sistemlerinde güç yönetimi senaryolarını kavramsal düzeyde ele almaktadır. Çalışma kapsamı; güç durumu yönetimi, ağ (*network*) yönetimi, varyant etkileri ve tanılama (*diagnostic*) gereksinimlerinin kavramsal modelleme yaklaşımıyla değerlendirilmesi ile sınırlanmıştır. Bu bağlamda, radyonun CAN/Ethernet tabanlı ağlara entegre olduğu, temel *wake-up* kaynaklarının (kontak, geri görüş kamerası, uzaktan kontrol, CAN *wake-up*) desteklendiği ve UDS tabanlı DTC raporlama yeteneğinin bulunduğu varsayılmıştır.

OEM sözleşmeleri, sistem seviyesinde spesifikasyonlar ve fonksiyon bazlı isterler göz önünde bulundurularak, gereksinimler kavramsal düzeyde sınıflandırılmıştır. Sınıflandırma sürecinde aşağıdaki eksenler dikkate alınmıştır:

- **Güç durumları:** *Initialization, Idle, Active, Timed, Standby, Sleep, Remote Operation, Shutdown, Fault*
- **Ağ durumu:** Bus Aktif / Bus Pasif
- **Tetikleyici türleri:** Kontak, RVC, uzaktan kontrol, ağ mesajı, zamanlayıcı
- **Varyant etkileri:** Donanım/yazılım opsiyonları, bölgesel regülasyonlar
- **Tanılama kapsamı:** DTC, eşik değerler, fail-safe davranışları

Her gereksinim, ilgili güç durumu, ağ etkisi, varyant boyutu ve diagnostic ilişkisi ile kavramsal düzeyde bağdaştırılmıştır.

Sistem modeli, durum makineleri aracılığıyla kavramsal olarak temsil edilmiştir. Bu diyagramda güç durumları arasındaki geçişler, tetikleyici koşullar ve giriş/çıkış eylemleri şematik olarak gösterilmiştir. Ağ yönetimi, durum makinesi üzerinde paralel bir bölge olarak ele alınmış; bus aktif/pasif durumları *prepare-sleep, bus-sleep* ve *wake-up frame* gibi olaylarla ilişkilendirilmiştir.

Varyant yönetimi kapsamında, farklı yazılım konfigürasyonlarının güç durumu geçişlerine etkileri, konfigürasyon matrisi üzerinden kavramsal düzeyde analiz edilmiştir. Tanılama modeli ise *wake-up* başarısızlığı, beklenmeyen reset, zaman aşımı ve bus *off* gibi arıza senaryolarına odaklanmıştır. Bu arızalar için DTC eşleme prensipleri, algılama koşulları ve *fail-safe* davranışları kavramsal tablolar halinde sunulmuştur.

Çalışma kapsamında test prosedürleri ile alakalı bir metod sunulmuştur. Bu metod gerekli durumlarda ister veya yazılım güncellemesini desteklemektedir.

Önerilen metodoloji, ASPICE (SYS.2, SYS.3), INCOSE MBSE prensipleri ve ISO 26262 ile hizalanmıştır. Çalışma, kesin test sonuçlarını içermemekte; ancak gereksinimlerin

izlenebilirliği, varyant etkilerinin görselleştirilmesi ve diagnostic entegrasyonunun tutarlılığı açısından bir kavramsal sistem mühendisliği çerçevesi sunmaktadır.

4. Kavramsal Modelleme

Bu bölümde kavramda modellemeye ilişkin aşamalar ortaya konulmuştur. ASPICE süreç alanları, INCOSE MBSE prensipleri ve ISO 26262 güvenlik kriterleriyle uyumlu olacak şekilde yapılandırılmış; bu sayede kavramsal modelin endüstriyel standartlarla tutarlılığı vurgulanmıştır.

4.1. Güç Durumları ve Geçiş Mantıkları

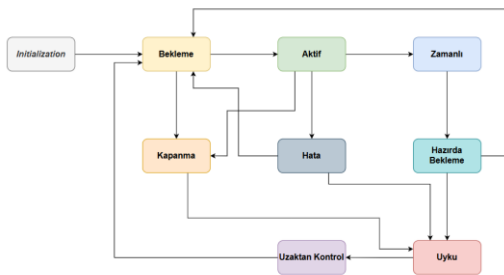
Araç içi bilgi-eğlence (IVI) sistemlerinde güç yönetimi, farklı çalışma durumları arasında kontrollü ve tutarlı geçişler gerektirmektedir.

Aşağıdaki tabloda bu güç durumları ile alakalı yaklaşım sunulmuştur.

Tablo 1. Kavramsal Güç Durumları ve Açıklamaları

Durum	Açıklama	Ağ İlişkisi	Uygunluk
Initialization	Başlatma testleri ve donanım kontrolü	Bus Aktif (init mesajları)	ISO 26262 – güvenlik başlatma
Idle	Sistem açık, multimedya hazır değil	Bus Aktif	ASPICE SYS.2 gereksinim karşılama
Active	Tüm işlevler aktif	Bus Aktif	ASPICE SYS.3 entegrasyon
Timed	Süre bazlı geçici durum	Bus Aktif/Pasif	INCOSE MBSE modelleme
Standby	Düşük güç, wake-up kaynaklarını dinleme	Bus Pasif/Sleep	ISO 26262 fail-safe yaklaşımı
Sleep	Minimum enerji tüketimi	Bus Uykuda	ASPICE SWE.1 yazılım kontrol
Remote Operation	Harici tetikleme ile sınırlı çalıştırma	Bus Uykuda (wake-up frame)	INCOSE kavramsal modelleme
Shutdown	Kontrollü kapanış	Bus Aktif → Bus Pasif	ASPICE SYS.4 sistem kapanış
Fault	Arıza durumlarının yönetimi	Bus değişken (hata bazlı)	ISO 26262 arıza yönetimi

Aşağıda durumlar ile alakalı geçişler özetlenmiştir.



Şekil 1. Güç Yönetimi için Durum Makinesi Modeli

4.2. Ağ Yönetimi ile Entegrasyon

IVI sistemlerinin güç durumları, ağ yönetimi (Network Management, NM) ile doğrudan ilişkilidir. CAN ve Ethernet tabanlı iletişim ağları, hem güç durumlarını tetikleyen wake-up

mesajlarını iletmekte hem de uyku moduna geçişte kontrol mekanizmaları sağlamaktadır.

- **Bus Active:** Initialization, Idle, Active, Remote Operation ve Shutdown gibi durumlarla ilişkilidir.
- **Bus Inactive/Bus Sleep:** Standby ve Sleep durumlarıyla bağlantılıdır.
- **Wake-up Frame/Line:** Remote Operation ve Initialization'a geçişi tetiklemektedir.
- **Prepare-Sleep:** Sleep'e geçişten önce ağı düşük güç tüketimi için hazırlandığı durumdur.

4.3. Varyant Yönetimi

IVI sistemlerinde farklı yazılım/donanım konfigürasyonları, güç yönetimi mantığını doğrudan etkileyebilir. Örneğin:

- Varyant A: RVC (geri görüş kamerası) wake-up desteklenir.
- Varyant B: Yalnızca kontak ve CAN wake-up desteklenir.
- Varyant C: Uzaktan kontrol (mobil uygulama) ile Remote Operation aktif hale getirilebilir.

Tablo 2. Varyantlara Göre Wake-up Kaynakları

Wake-up Kaynağı	A	B	C
Kontak	✓	✓	✓
RVC	✓	X	X
CAN mesajı	✓	✓	✓
Uzaktan kontrol	X	X	✓

Bu yaklaşım, ASPICE SYS.2 (gereksinim analizi) ve INCOSE MBSE standartlarına uygun olarak izlenebilirlik sağlamaktadır.

4.4. Tanılama Boyutu

Güç yönetimi süreçleri, arıza tespit ve tanılama (diagnostic) mekanizmaları ile bütünleşik düşünülmelidir. Kavramsal modelde öne çıkan hata sınıfları:

- **Wake-up Başarısızlığı** → DTC atanır, fail-safe modda sistem Idle'a alınır.
- **Beklenmeyen Reset** → DTC atanır, sistem Initialization'a döner.
- **Bus-off Durumu** → Ağ tekrar bağlanana kadar Standby'da kalır.

Bu yapı, ISO 26262 güvenlik yaklaşımı ile uyumlu olup, tanılama kapsamı OBD/UDS servisleri çerçevesinde ele alınmıştır.

4.5. Test ve Revizyon Süreci

Çalışmanın kavramsal çerçevesinde tanımlanan güç yönetimi senaryolarının doğrulanabilirliği, test senaryoları üzerinden değerlendirilmiştir. Bu süreçte, farklı güç durumları arasındaki geçişler, tetikleyicilerin doğru çalışması, ağ yönetimi ile uyum ve tanılama (diagnostic) kapsamı dikkate alınmıştır. Elde edilen sonuçlar, ASPICE'in doğrulama ve geçerleme (V&V) yaklaşımı, INCOSE'nin sistem yaşam döngüsü yönetimi ve ISO 26262'nin hata senaryosu kontrolü ile uyumlu olacak şekilde yorumlanmıştır.

Tablo 3'te görüldüğü gibi, her bir test senaryosu için beklenen davranış, karşılaşılan olası hatalar ve buna yönelik yapılan revizyonlar sistematik biçimde kaydedilmiştir. Böylece, hem gereksinimler doğrulanmış hem de revizyonların izlenebilirliği garanti altına alınmıştır.

Tablo 3. Test Senaryoları, Beklenen Davranışlar, Olası Hatalar ve Revizyonlar

Senaryo	Beklenen Davranış	Olası Hata	Yapılan (Olası) Revizyon
<i>Wake-up</i> (kontak açık)	- Radyo belirlenen sürede aktif moda geçer - Ekran açılır - Temel servisler yüklenir	Geç açılma / hiç açılmama	<i>Wake-up</i> tetikleyici gereksinimleri gözden geçirildi, <i>debounce</i> parametresi eklendi
<i>Sleep</i> (zaman aşımı sonrası)	Belirlenen süreden sonra sistem düşük güç moduna geçer	Sistem uykuya geçmez, bus active kalır	Bus-pasif koşulları modele eklendi, NM ile senkronizasyon sağlandı
<i>Remote operation</i> (uzaktan)	- Uzaktan açma komutu sonrası Radyo aktif moda geçer - Fonksiyonel servisler hazır olur	Komut algılanmıyor / gecikme	Gereksinim setine mesaj tekrar ve <i>timeout</i> parametreleri eklendi
<i>Fault: Bus-off</i>	- HU hata durumunu algılar - DTC set edilir - <i>Fail-safe</i> moduna geçilir	Hata tespit edilmiyor / DTC raporlanmıyor	Diagnostic gereksinimleri genişletildi, UDS servis erişimi kontrol adımı eklendi
<i>Timed → Standby</i> geçişi	Belirlenen süre dolunca sistem <i>Sleep</i> moduna geçer	Sistem <i>Standby</i> 'da kilitleniyor	Durum makinesi üzerinde zaman kontrolü revize edildi, varyant parametresi eklendi
<i>Idle → Active</i> geçişi	- Güç butona basıldığında medya oynatıcı devreye girer - Tam fonksiyon seti yüklenir	Kullanıcı butona basmasına rağmen geçiş olmuyor	<i>Power-on</i> koşullarına özel giriş/çıkış eylemleri modele eklendi

5. Bulgular

Bu çalışmada araç içi bilgi-eğlence (IVI) sistemlerinde güç yönetimi senaryoları, kavramsal düzeyde bir sistem mühendisliği yaklaşımıyla modellenmiştir. Çalışmanın temel amacı, farklı güç durumları arasındaki geçişlerin, ağ yönetimi etkileşimlerinin, varyant konfigürasyonlarının ve tanılama gereksinimlerinin bütüncül bir çerçevede incelenmesidir. Modelleme sürecinde durum makineleri, izlenebilirlik tabloları ve kavramsal diyagramlar kullanılarak, gereksinimlerin fonksiyonel bağlamdaki ilişkileri ortaya konmuştur.

Buna ek olarak, kavramsal model üzerinden test prosedürleri ve doğrulama yaklaşımları tartışılmıştır. State geçişleri, zamanlayıcı parametreleri ve varyant senaryoları için öngörülen test adımları tanımlanmış; testler sırasında ortaya çıkabilecek hata durumlarının (ör. wake-up başarısızlığı, bus-off, beklenmeyen reset) nasıl ele alınacağı değerlendirilmiştir. Bu bağlamda, fail-safe stratejileri, DTC atamaları ve revizyon döngüleri kavramsal modelin bir parçası olarak ele alınmıştır.

Bulgular, ASPICE süreç alanları (özellikle SYS.2, SYS.3 ve SYS.4), INCOSE MBSE prensipleri ve ISO 26262 güvenlik kriterleriyle uyumlu olacak şekilde yapılandırılmış; böylece kavramsal modelin yalnızca tasarım sürecine değil, aynı zamanda doğrulama ve hata yönetimi süreçlerine de katkı sağladığı vurgulanmıştır.

6. Sonuç ve Tartışma

Bu çalışma, IVI sistemlerinde güç yönetimini yalnızca donanım ve yazılım odaklı optimizasyon yerine, sistem mühendisliği ve model temelli yaklaşım çerçevesinde kavramsal olarak ele almıştır. Elde edilen bulgular, ASPICE süreç grupları (SYS.2, SYS.3), INCOSE MBSE ilkeleri ve ISO 26262 güvenlik kriterleriyle uyumlu bir modelleme anlayışı sunmaktadır. Bu yaklaşım, gereksinimlerin netleştirilmesine, izlenebilirliğin güçlendirilmesine ve sistem entegrasyon kalitesinin artırılmasına katkı sağlamaktadır.

OEM ve tedarikçi seviyesinde, önerilen kavramsal modelin özellikle erken tasarım aşamalarında fayda sağlayacağı öngörülmektedir. Güç durumları ile ağ yönetimi arasındaki ilişkilerin görünür hale getirilmesi, test prosedürleriyle ilişkili gereksinimlerin daha etkin tanımlanması ve varyant yönetimi perspektifinin modele entegre edilmesi, ürün yaşam döngüsü boyunca hata riskini azaltacaktır.

Bununla birlikte, çalışmanın sınırlılıkları arasında gerçek test veya prototipleme yapılmamış olması bulunmaktadır. Gelecekteki çalışmalar, kavramsal modelin donanım prototipleriyle desteklenmesi, HIL test sistemleri ile doğrulanması ve yapay zekâ destekli enerji yönetimi çözümleriyle genişletilmesi yönünde ilerleyebilir. Böylece, IVI güç yönetimi hem daha güvenilir hem de kullanıcı deneyimini geliştiren bir çerçeveye taşınabilecektir.

Teşekkür

Bu çalışmanın gerçekleştirilmesinde sundukları teknik katkı ve destekleri için Daiichi Elektronik'e teşekkür ederiz. Sağladıkları uzmanlık ve işbirliği, kavramsal modelleme sürecimizin daha sağlam bir çerçevede ilerlemesine önemli katkı sağlamıştır.

Kaynakça

- [1] Exro, "EV Power Electronics Explained," *Exro – Industry Insights*, [Online]. Available: <https://www.exro.com/industry-insights/ev-power-electronics-explained>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [2] SoluLab, "Energy Management System for EV," *SoluLab Blog*, [Online]. Available: <https://www.solulab.com/energy-management-system-for-ev/>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [3] "Understanding consumer preferences for electric vehicles," *Springer / Transportation* (article page),

- [Online]. Available: <https://link.springer.com/article/10.1007/s11116-024-10491-8>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [4] Monolithic Power Systems, “Power Management for IVI and Connectivity,” *MPS Scholar*, [Online]. Available: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/automotive-electronics/in-vehicle-infotainment-and-connectivity/power-management-for-ivi>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [5] Rapidise, “Guide to In-Vehicle Infotainment Systems,” *Rapidise Blog*, [Online]. Available: <https://rapidise.co/blog/guide-to-in-vehicle-infotainment-systems/>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [6] MCC Semiconductor, “Vehicle Infotainment Systems: Design for Reliable Performance,” *MCC Solutions News*, [Online]. Available: <https://solutions.mccsemi.com/news/vehicle-infotainment-systems-design-for-reliable-performance>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [7] V-Hola, “Advanced Software Techniques for Optimizing EV Energy Efficiency,” *V-Hola Blog*, [Online]. Available: <https://www.v-hola.com/post/advanced-software-techniques-for-optimizing-electric-vehicle-energy-efficiency>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [8] Synopsys, “Automotive Electronics Design Efficiency,” *Synopsys Blog*, [Online]. Available: <https://www.synopsys.com/blogs/chip-design/automotive-electronics-design-efficiency.html>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [9] Monolithic Power Systems, “Basics of Automotive Power Management,” *MPS Scholar*, [Online]. Available: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/automotive-electronics/power-management-in-automotive-systems/basics-of-automotive-power-management>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [10] Analog Devices, “Car Infotainment Systems Need Multi-Output Power ICs,” *Technical Article (PDF)*, [Online]. Available: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/eet_car_infotainment_systems_need_multi-output_power_ics.pdf. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [11] Number Analytics, “Advanced Power Management Techniques for Automotive,” *Number Analytics Blog*, [Online]. Available: <https://www.numberanalytics.com/blog/advanced-power-management-techniques-for-automotive>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [12] Crunch, “How to Reach Perfection in Automotive Performance Software,” *Crunch Blog*, [Online]. Available: <https://crunch.is/blog/how-to-reach-perfection-in-automotive-performance-software/>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [13] Number Analytics, “Ultimate Guide: Automotive Infotainment Systems,” *Number Analytics Blog*, [Online]. Available: <https://www.numberanalytics.com/blog/ultimate-guide-automotive-infotainment-systems>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [14] ElectronicSpecifier, “Power Management in Electric Vehicles,” *ElectronicSpecifier*, [Online]. Available: <https://www.electronicspecifier.com/industries/automotive/power-management-in-electric-vehicles/>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [15] Avnet, “Automotive Infotainment,” *Avnet Abacus*, [Online]. Available: <https://my.avnet.com/abacus/solutions/markets/automotive-and-transportation/automotive/comfort-infotainment-and-safety/automotive-infotainment/>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [16] Indie Semiconductor, “Creating an Immersive In-Cabin User Experience,” *Indie Blog*, [Online]. Available: <https://www.indie.inc/blog/creating-an-immersive-in-cabin-user-experience/>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [17] Monolithic Power Systems, “Challenges and Solutions in Automotive Power Electronics,” *MPS Scholar – Case Studies*, [Online]. Available: <https://www.monolithicpower.com/en/learning/mpscholar/automotive-electronics/case-studies-in-auto-power-electronics/challenges-and-solutions>. [Accessed: Aug. 17, 2025].
- [18] INCOSE, *Systems Engineering Handbook: A Guide for System Life Cycle Processes and Activities*, 4th ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2015.
- [19] Automotive SPICE, *Process Assessment Model: Guidelines for the Application of ISO/IEC 15504 to Automotive Software and Systems*, Version 3.1, 2017.
- [20] ISO/IEC/IEEE 15288:2015, *Systems and Software Engineering – System Life Cycle Processes*. Geneva, Switzerland: International Organization for Standardization, 2015.

Elektronik Kartlarda Fiziksel Arıza Tespiti için Öznitelik Tabanlı Görüntü İşleme Yaklaşımı

Serdar Baş¹, Serap Karagöl²

¹Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
serdarbass@emo.org.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi, Samsun
serap.karagol@omu.edu.tr

Özetçe

Elektronik kartlar, endüstriyel otomasyon sistemlerinden tüketici elektroniğine kadar geniş bir kullanım alanına sahiptir. Bu kartlarda meydana gelen fiziksel arızalar, sistemlerin çalışmasını durdurabilecek ya da güvenilirliğini önemli ölçüde azaltabilecek niteliktedir. Bu çalışmada, söz konusu fiziksel arızaların otomatik olarak tespitine yönelik öznitelik tabanlı görüntü işleme yaklaşımları kullanılmıştır. Geliştirilen sistem, herhangi bir derin öğrenme altyapısına ihtiyaç duymadan, klasik görüntü işleme teknikleri ile çalışmaktadır. Yanık elemanların tespitinde LBP, GLCM ve renk histogramı yöntemleri; eksik elemanların belirlenmesinde ORB tabanlı eşleştirme ve fark görüntüleme yöntemleri; yol kopukluklarının saptanmasında ise Canny kenar algılama, Hough doğrusal dönüşümü ve Gabor filtresi kullanılmıştır. Gerçekleştirilen testler, önerilen yaklaşımların düşük maliyetli sistemler üzerinde uygulanabilir olduğunu ve çeşitli fiziksel arızaların etkin bir şekilde tespit edilebildiğini ortaya koymuştur.

Abstract

Electronic circuit boards are widely used in various fields, ranging from industrial automation systems to consumer electronics. Physical failures that occur in these boards can interrupt system operation or significantly reduce reliability. In this study, feature-based image processing approaches were employed for the automatic detection of such physical failures. The developed system operates with classical image processing techniques without requiring any deep learning infrastructure. For the detection of burnt components, LBP, GLCM, and color histogram methods were applied; for identifying missing components, ORB-based matching and difference imaging techniques were utilized; and for detecting broken tracks, Canny edge detection, Hough line transform, and Gabor filtering were employed. The conducted tests demonstrated that the proposed approaches can be implemented on low-cost systems and are effective in detecting various types of physical failures.

1. Giriş

Elektronik kartlar, günümüz teknolojik altyapısının temel yapı taşlarını oluşturan ve endüstriyel otomasyon sistemlerinden tüketici elektroniğine, savunma sanayinden sağlık sektörüne kadar geniş bir alanda kullanılan bileşenlerdir. Bu sistemlerin sürekliliği ve güvenilirliği, elektronik bileşenlerin doğru şekilde çalışmasına bağlıdır. Ancak, zamanla veya üretim

aşamasında meydana gelebilecek fiziksel hasarlar, bu kartların arızalanmasına yol açabilmektedir.

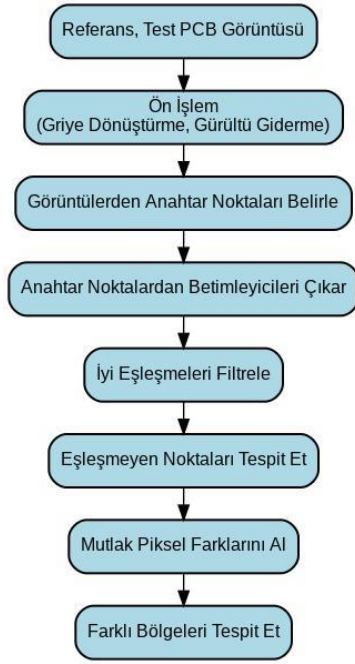
Elektronik kartlarda en sık karşılaşılan fiziksel arıza türleri arasında eleman eksiklikleri, komponentlerin aşırı akım ya da gerilimden yanması ve bakır yolların kopması yer almaktadır. Geleneksel yöntemlerle yapılan manuel kontroller, hem zaman alıcı hem de insan hatasına açık olduğundan, daha hızlı, tutarlı ve otomatikleştirilebilir alternatiflerin geliştirilmesi bir gereklilik haline gelmiştir.

Bu bağlamda, görüntü işleme teknikleri, elektronik kartlardaki fiziksel kusurların otomatik olarak tespit edilmesine yönelik etkili yöntemlerden biri olarak öne çıkmaktadır. Görüntü işleme, kart yüzeyinin dijital görüntüler üzerinden analiz edilmesine olanak tanıyarak, hem üretim süreçlerinde kalite kontrolünü sağlamada hem de bakım-onarım aşamalarında hataların belirlenmesinde etkili çözümler sunmaktadır.

Bu çalışmanın temel amacı, elektronik kartlardaki üç temel arıza türünün—eleman eksikliği, yanık izleri ve bakır yol kopmaları—klasik görüntü işleme teknikleri kullanılarak tespitine yönelik sistematik bir yaklaşım geliştirmektir. Derin öğrenme gibi daha karmaşık yöntemlere kıyasla, daha düşük işlem gücü gerektiren ve gömülü sistemlerde uygulanabilirliği yüksek olan klasik görüntü işleme algoritmaları tercih edilmiştir. Bu çerçevede, özellik tabanlı eşleştirme, kenar tespiti, doku analizi ve kontur tabanlı analiz gibi yöntemlerden yararlanılarak arızaların belirlenmesi hedeflenmektedir.

Elektronik kartlarda hata tespitine yönelik görüntü işleme uygulamaları çoğunlukla dokusal öznitelikler, renk tabanlı analizler ve morfolojik özellikler üzerine yoğunlaşmaktadır. Rehman, Thang ve Lai (2019) tarafından geliştirilen Otomatik PCB Tanımlama ve Kusur Tespit Sistemi (APIDS), baskılı devre kartlarının (PCB) tipini otomatik olarak tanımlamak ve kusurları saptamak amacıyla ORB (Oriented FAST and Rotated BRIEF) gibi yerel özellik tanımlayıcılarını kullanmaktadır. Çalışmada, ORB tabanlı tanımlamanın SURF'e kıyasla belirgin biçimde daha hızlı sonuçlar verdiği rapor edilmiştir. PCB tanımlandıktan sonra, ORB özelliklerinden elde edilen yönelim bilgisiyle giriş görüntüsü referans görüntüye hizalanmakta; hizalama sonrasında eksik bileşenler gibi kusurların tespiti gerçekleştirilmektedir [1].

Rasyid, Kurniawan ve Santosa (2017) tarafından geliştirilen PCB denetim sistemi, referans bir görüntü ile denetlenen PCB görüntüsü arasındaki farkları belirlemek için görüntü çıkarma (image subtraction) yöntemine dayanmaktadır. Bu yöntem

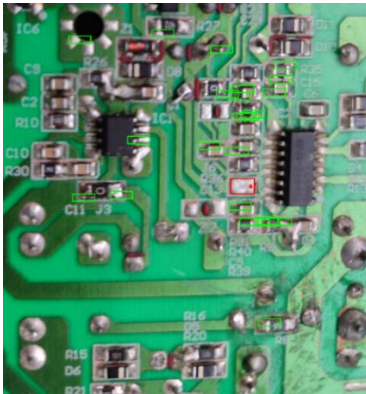


Şekil 2: ORB Algoritması ile eksik eleman tespiti.

Şekil 3'te referans PCB görüntüsü sunulmakta, Şekil 4'te ise eksik eleman tespit edilmiş ve ilgili bölge kırmızı renkli çerçeve ile vurgulanmıştır.



Şekil 3: Referans PCB.



Şekil 4: Eksik Elemanlı PCB.

2.2. Yanık Eleman Tespiti

PCB'lerdeki bileşenlerde görülen fiziksel arızalardan biri de elemanların yanmasıdır. Devre elemanlarında yanık oluşumu genellikle aşırı akım, aşırı gerilim veya kısa devre kaynaklı olarak meydana gelmektedir. Bu tür arızalar, kart yüzeyinde görsel olarak tespit edilebilmekte ve genellikle renk koyulaşması, renk bozulması veya doku deformasyonu şeklinde iz bırakmaktadır. Yanık bölgelerde, geometrik bozulmalardan ziyade dokusal ve renk değişimlerinin baskın olması nedeniyle kenar ve köşe tespiti temelli öznitelikler yetersiz kalabilmektedir.

Bu çalışmada yanık tespitine yönelik olarak, LBP (Local Binary Patterns) yöntemi ile yerel doku değişimleri, GLCM (Gray-Level Co-occurrence Matrix) yöntemi ile gri seviye düzeyinde istatistiksel doku örüntüleri ve renk histogramı analizi ile RGB dağılımındaki anormal yoğunluk değişimleri incelenmiştir.

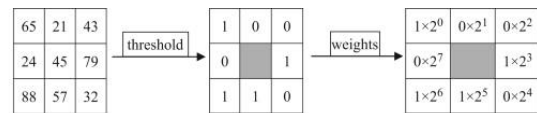
LBP, bir pikselin değerini çevresindeki komşu piksellerin değerleriyle karşılaştırarak mikro-doku özniteliklerini tanımlayan, basit ve hesaplama açısından verimli bir yöntemdir. Her piksel için ikili (binary) bir değer dizisi oluşturularak görüntüdeki doku farklılıklarını sayısal olarak ifade eder. LBP operatörü, başlangıçta 3×3 komşuluk yapısı ile tanımlanmıştır [8]. Bu yöntemde, sekiz komşu pikselin gri seviye değerleri merkez pikselin değeri ile karşılaştırılarak eşiklenir; ardından elde edilen ikili değerler, ikinin kuvvetleriyle ağırlıklandırılarak toplanır ve böylece merkez pikselin LBP kodu hesaplanır. Merkez pikselin gri seviye değeri $g(c)$, sekiz komşunun gri seviye değerleri ise g_0, g_1, \dots, g_7 olarak tanımlandığında, (x, y) koordinatındaki merkez piksel için LBP kodu şu şekilde ifade edilmektedir:

$$LBP(x, y) = \sum_{p=0}^{P-1} s(g_p - g_c) \cdot 2^p \quad (2)$$

Burada $s(z)$ eşikleme fonksiyonu olup aşağıdaki şekilde tanımlanır.

$$s(z) = \begin{cases} 1 & \text{eğer } z \geq 0 \\ 0 & \text{eğer } z < 0 \end{cases} \quad (3)$$

Şekil 5'de örnek bir hesaplama verilmiştir.



LBP code of the center pixel $45: 1 \times 2^0 + 0 \times 2^1 + 0 \times 2^2 + 0 \times 2^3 + 1 \times 2^4 + 1 \times 2^5 + 1 \times 2^6 + 0 \times 2^7 + 1 \times 2^8 + 32 + 64 = 105$

Şekil 5: Örnek bir LBP kodu hesaplaması [9].

GLCM (Gray Level Co-occurrence Matrix), bir görüntüdeki komşu piksellerin gri seviye değerlerinin birlikte ortaya çıkma olasılıklarını istatistiksel olarak modelleyen bir yöntemdir [10]. Bu yöntem, görüntünün dokusal yapısını sayısal özniteliklere dönüştürmek amacıyla kullanılmakta olup, özellikle yanık, leke veya deformasyon gibi fiziksel bozulmalar sonucu değişen doku düzeninin analizinde etkilidir.

GLCM üzerinden elde edilen öznitelikler arasında, komşu pikseller arasındaki yoğunluk farkının derecesini ifade eden kontrast, görüntünün karmaşıklık düzeyini ölçen entropi ve yoğunluk dağılımındaki düzgünlüğü ifade eden homojenlik

(homogeneity) yer almaktadır. Bu sayısal parametreler sayesinde, görüntüdeki bozukluklar—örneğin yanık bölgeler—etkili biçimde ayrıştırılabilmektedir.

Kontrast değeri, komşu pikseller arasındaki yoğunluk farklarının karesinin hesaplanması ile elde edilir. Yüksek kontrast değeri, keskin geçişlerin ve dokusal bozulmaların varlığını işaret etmektedir.

$$Kontrast = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} (i-j)^2 \cdot P(i,j) \quad (4)$$

Bir bölgedeki düzensizlik miktarı entropi ile ifade edilir. Yanık bölgelerdeki karmaşık yapı, entropi değerini artırmaktadır.

$$Entropi = - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} P(i,j) \cdot \log_2 [P(i,j) + \epsilon] \quad (5)$$

Gri seviye değerlerinin birbirine yakınlık derecesi homojenlik ile ifade edilir. Yanık olmayan bölgeler, yapısal olarak daha yüksek homojenlik göstermektedir.

$$Homojenlik = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} \frac{P(i,j)}{1+|i-j|} \quad (6)$$

Şekil 6’da, bir PCB üzerinde hesaplanan GLCM öznelikleri sunulmaktadır.



Şekil 6: Bir PCB üzerinde hesaplanan GLCM öznelikleri.

Renk histogramı, bir görüntüdeki her bir renk bileşeninin (kırmızı, yeşil, mavi) kaç pikselde bulunduğunu istatistiksel olarak gösteren bir dağılımdır. Başka bir ifadeyle, her renk kanalındaki parlaklık seviyelerinin frekans dağılımını sunmaktadır.

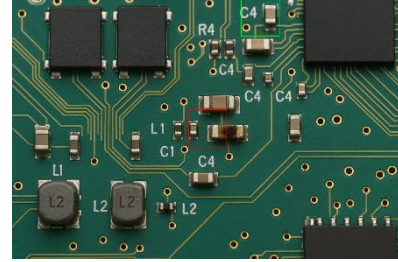
$$H(i) = \sum_{x=1}^W \sum_{y=1}^W \delta(I(x,y) = i) \quad (7)$$

Burada:

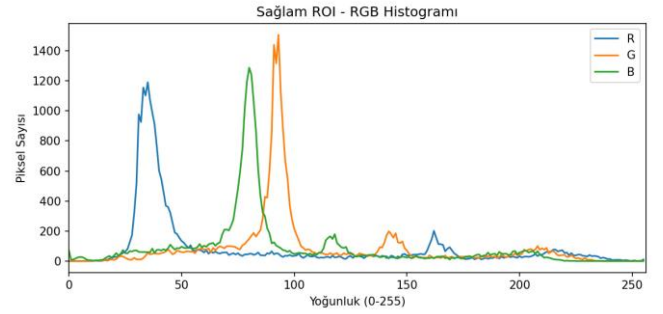
- $H(i)$: Değer i olan piksel sayısı (histogram değeri)
- $I(x,y)$: (x,y) konumundaki pikselin parlaklık değeri
- δ (şart): Şart doğru ise 1, yanlış ise 0 döndüren gösterim
- W ve H : Görüntünün genişliği ve yüksekliği

Yanık devre elemanlarının tespitinde, yanık bölgelerde renkler genellikle soluklaşmakta veya koyulaşmaktadır. Bu bölgelerde renk tonları çoğunlukla kahverengi veya siyah aralığına kaymakta, dolayısıyla renk kanallarında belirgin dengesizlikler oluşmaktadır. Bu durum, renk histogramında normal ve anormal bölgeler arasında fark olarak gözlenmektedir.

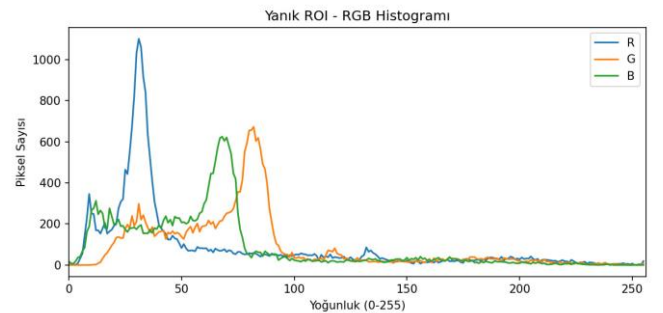
Şekil 7’de, bir PCB üzerinde normal ROI (Region of Interest) ve yanık ROI bölgeleri tespit edilerek gösterilmiştir. Şekil 8 ve Şekil 9’da ise bu ROI bölgelerine ait histogramlar sunulmaktadır.



Şekil 7: Normal ve yanık ROI bölgeleri.



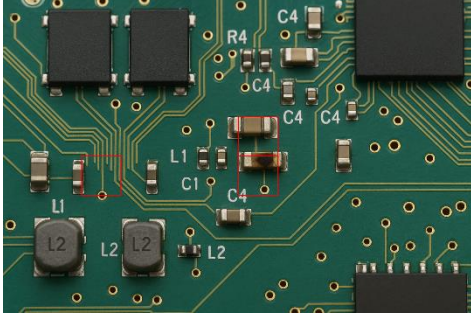
Şekil 8: Sağlam ROI bölgesi renk histogramı



Şekil 9: Yanık ROI bölgesi renk histogramı

LBP, yüzeydeki mikro-doku değişimlerini yakalamada etkili bir yöntem olmakla birlikte, yalnızca dokuya odaklandığından renk değişimlerini gözden kaçırabilmektedir. GLCM ise yönlü doku ilişkilerini istatistiksel olarak analiz ederek, LBP’nin eksik kaldığı yapısal farklılıkları ortaya çıkarmaktadır. Renk histogramı ise renk tonu ve yoğunluk değişimlerini sayısal olarak ifade ederek, yanık bölgelerde görülen tipik renk bozulmalarını tespit etmektedir. Bu nedenle, bu çalışmada yanık eleman tespiti amacıyla bu üç yöntemin hibrit biçimde kullanılması, tek başına hiçbir yöntemin sağlayamayacağı yüksek doğrulukta yanık tespiti imkânı sunmuştur.

Şekil 10'de, hibrit yöntemin uygulanması sonucunda yanık devre elemanının tespit edildiği görüntü sunulmaktadır.



Şekil 10: LPB+GLCM+Renk histogramı ile yanık devre elemanı tespiti.

2.3. Bakır Yol Kopukluğu Tespiti

Bakır yollarındaki kopukluklar, PCB'nin iletken yapısında meydana gelen kesintiler nedeniyle devre performansını önemli ölçüde olumsuz etkilemektedir. Bu tür hataların tespiti amacıyla, kenar belirleme için Canny algoritması, frekans temelli doku analizi için Gabor filtresi ve doğrusal yapıların yakalanması için Hough dönüşümü yöntemleri birlikte kullanılmıştır.

Canny kenar algılama algoritması, görüntüdeki kenarları yüksek doğrulukla tespit etmek amacıyla gürültü azaltma, gradyan hesaplama, non-maximum suppression ve çift eşikleme ile kenar izleme aşamalarından oluşmaktadır. Bir pikselin gradyan büyüklüğü G ve yönü θ aşağıdaki şekilde hesaplanmaktadır [11]:

$$G = \sqrt{G_x^2 + G_y^2} \quad (8)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{G_y}{G_x}\right) \quad (9)$$

PCB üzerindeki bakır yollar, düzgün ve kesintisiz kenar çizgileri oluşturmaktadır. Canny kenar algılama algoritması uygulandığında, bu yolların kenarları sürekli çizgiler şeklinde belirlenmektedir. Ancak kopukluk meydana geldiğinde, kenar çizgilerinde ani boşluklar veya kesintiler oluşur ve bu bölgeler kenar sürekliliği bozulmuş alanlar olarak tespit edilir.

Hough dönüşümü (Hough Transform), görüntüdeki doğrusal veya dairesel şekilleri matematiksel olarak tespit eden bir yöntem olup, bakır yolların sürekliliğini kontrol etmek için ideal bir yaklaşımdır. Canny kenar algılama yöntemi ile elde edilen kenar çizgilerinde oluşan kopukluklar, Hough dönüşümü ile gerçekleştirilen çizgi sürekliliği analizi sayesinde tespit edilmektedir. Hough dönüşümü, kenar piksel noktalarını matematiksel olarak doğruya veya eğriye dönüştürerek geometrik şekillerin belirlenmesini sağlar. Doğru tespiti için kullanılan kutupsal form aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$p = x \cdot \cos\theta + y \cdot \sin\theta \quad (10)$$

Burada:

- p : Doğrunun orjine olan dik mesafesi

- θ : Doğrunun eğim açısı

Gabor filtresi, belirli bir yön (θ) ve frekansta (f) görüntüdeki dokusal bilgiyi ortaya çıkaran doğrusal filtreler sınıfına ait bir yöntemdir. İki boyutlu Gabor fonksiyonu aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır:

$$g(x, y) = \exp\left(-\frac{x'^2 + y'^2}{2\sigma^2}\right) \cdot \cos(2\pi f x' + \phi) \quad (11)$$

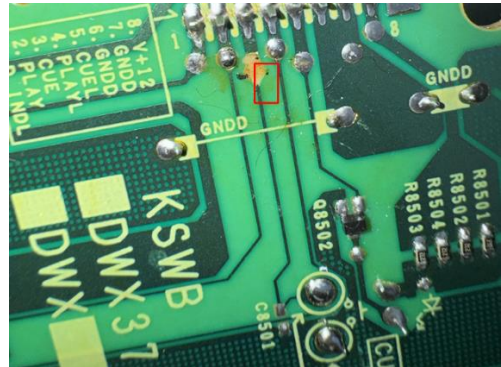
Burada:

$$x' = x \cdot \cos\theta + y \cdot \sin\theta \quad y' = -x \cdot \sin\theta + y \cdot \cos\theta \quad (12)$$

- σ : Gauss standart sapması
- γ : Aspekt oranı
- f : Uzamsal frekans
- Φ : Faz kayması

Gabor filtresi, hem kenar yönelimi hem de uzamsal frekans bilgilerini eş zamanlı olarak yakalayabilmektedir. Bu sayede, bakır yol üzerinde normalde homojen olan dokuda meydana gelen bozulmaları—örneğin çizgilerin incilmesi, renk tonlarının değişmesi veya yüzeyde pürüzlenme gibi durumları—ortaya çıkarabilmektedir. Özellikle bakır yol yüzeyinde oluşan ince çatlaklar, yanıklar veya aşınma gibi, kenar çizgisini tamamen kesmeyen ancak doku yapısında belirgin değişikliklere yol açan kusurların tespitinde etkilidir.

Şekil 11'de, bir PCB üzerindeki bakır yol kopukluğunun Canny kenar algılama, Hough dönüşümü ve Gabor filtresi kullanılarak tespit edilmesi gösterilmektedir.



Şekil 11: Bakır yol kopukluğu tespiti.

3. Tartışma

Bu çalışmada, PCB üzerindeki üç temel fiziksel arıza türü—eleman eksikliği, devre elemanlarının yanması ve bakır yollarındaki kopukluklar—farklı öznelite çıkarım ve görüntü işleme yöntemlerinin hibrit olarak kullanılmasıyla tespit edilmiştir. Deneyisel sonuçlar, tek bir yöntemle dayalı yaklaşımların belirli arıza tiplerinde yetersiz kaldığını, ancak yöntemlerin birleştirilmesinin tespit doğruluğunu anlamlı ölçüde artırdığını ortaya koymuştur.

Eksik eleman tespitinde ORB algoritması, yüksek ayırt edici güce sahip anahtar noktalar üretmiş; ancak düşük kontrastlı veya düz yüzeyli alanlarda anahtar noktaların oluşmaması nedeniyle bazı eksiklikler tespit edilememiştir. Bu sınırlılık, piksel tabanlı fark analizi ile birleştirilerek giderilmiş ve böylece hem yapısal hem de yoğunluk temelli karşılaştırma yapılabilmiştir.

Yanık tespitinde LBP, GLCM ve renk histogramının hibrit kullanımı, tek bir öznitelik tipine dayalı yaklaşımların sağlayabileceğinden daha kararlı sonuçlar üretmiştir. LBP, yanık bölgelerdeki doku değişimlerini yakalamada etkili olurken; GLCM, kontrast, homojenlik ve entropi gibi metriklerle dokunun istatistiksel profilini çıkarmıştır. Renk histogramı ise renk tonlarındaki kahverengi ve siyaha kayma gibi değişimleri istatistiksel olarak ortaya koymuştur. Bu üç yöntemin birlikte kullanımı, özellikle yanık izi dokusunun normal yüzey dokusuna yakın olduğu durumlarda tespit hassasiyetini artırmıştır.

Bakır yol kopukluğu tespitinde ise Canny kenar algılama ile hat sınırlarının belirlenmesi, Gabor filtresi ile yönsel doku değişimlerinin güçlendirilmesi ve Hough dönüşümü ile doğrusal yapıların modellenmesi birlikte uygulanmıştır.

Genel olarak, çalışmada kullanılan hibrit yaklaşım, farklı arıza tiplerinin farklı görsel özellikler sergilediği gerçeğine dayalı olarak tasarlanmıştır. Tek tip bir öznitelik çıkarım yöntemine bağlı kalmak yerine, her arıza türü için en uygun yöntemlerin seçilmesi ve gerektiğinde birleştirilmesi, tespit performansını artırmıştır. Bununla birlikte, veri setinin sınırlı olması, özellikle nadir görülen arıza tipleri için genelleme kabiliyetini kısıtlamaktadır. Gelecek çalışmalarda, daha geniş ve dengeli bir veri seti kullanılarak derin öğrenme tabanlı yöntemlerin hibrit sisteme entegre edilmesi planlanmaktadır.

4. Sonuç

Bu çalışmada, PCB'lerde yaygın olarak karşılaşılan üç temel arıza türü—eleman eksikliği, devre elemanlarının yanması ve bakır yol kopukluklarının—tespitine yönelik hibrit bir yöntem önerilmiştir. ORB, LBP, GLCM, renk histogramı, Canny kenar algılama, Gabor filtresi ve Hough dönüşümü gibi farklı görüntü işleme teknikleri, her bir arıza türüne uygun biçimde ayrı ayrı uygulanmış ve elde edilen sonuçlar birleştirilerek daha yüksek tespit doğruluğu sağlanmıştır. Yapılan testler, bu tekniklerin birlikte kullanılmasıyla elde edilen arıza tespit performansının, tek başına uygulandıklarındaki performansa kıyasla anlamlı ölçüde arttığını ortaya koymuştur.

Çalışmada kullanılan görseller, mevcut veri setlerinin hedeflenen arıza türleriyle tam uyumlu olmaması nedeniyle, referans ve test görüntülerinin sınırlı koşullarda hazırlanmasıyla elde edilmiştir. Bu durum, yöntemin farklı PCB tipleri, değişen ışıklandırma koşulları ve farklı çekim açıları altında test edilmesini kısıtlamıştır. Dolayısıyla, önerilen yaklaşımın daha geniş ölçekli ve çeşitlendirilmiş veri setleri üzerinde değerlendirilmesi, gerçek üretim hatlarında farklı koşullar altında uygulanması ve performans metriklerinin bu kapsamda yeniden ölçülmesi gerekmektedir.

Elde edilen sonuçlar, önerilen hibrit yöntemin PCB arıza tespitinde yüksek potansiyele sahip olduğunu ve endüstriyel uygulamalara uyarlanabilir nitelikte olduğunu göstermektedir.

Kaynakça

1. S. R. Rehman, K. F. Thang ve N. S. Lai, "Automated PCB identification and defect-detection system (APIDS)," *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*, Cilt:9, No: 1, s:297-306, 2019.
2. F. Raihan ve W. Ce, "PCB defect detection USING OPENCV with image subtraction method," *International Conference on Information Management and Technology (ICIMTech)*, Region of Yogyakarta, Indonesia, 2017.
3. Zhou, J., et al. *Multi-view based template matching method for surface defect detection of circuit board*. in *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. IOP Publishing.
4. Z. Zhang, X. Wang, S. Liu, L. Sun, L. Chen ve Y. Guo, "An automatic recognition method for PCB visual defects," *International Conference on Sensing, Diagnostics, Prognostics, and Control (SDPC)*, Xian, China, 2018.
5. W. Li, B. Esders, and M. Breier, "SMD segmentation for automated PCB recycling," *11th IEEE International Conference on Industrial Informatics (INDIN)*, Bochum, Germany, 2013.
6. J. P. R. Nayak, B. D. Bharathinagara, K. M. S. Soyjaudah, Rajashekarappa, R. Banu, A. C. Nuthan, "Identification of PCB faults using image processing," *International Conference on Electrical, Electronics, Communication, Computer, and Optimization Techniques (ICECCOT)*, Mysuru, India, 2017.
7. E. Rublee, V. Rabaud, K. Konolige, G. Bradski, "ORB: An efficient alternative to SIFT or SURF," *2011 International conference on computer vision*, Barcelona, Spain, 2013.
8. T. Ojala, M. Pietikäinen ve D. Harwood, "A comparative study of texture measures with classification based on featured distributions," *Pattern Recognition*, Cilt: 29, s:51-59, 1996.
9. B. Yang ve S. Chen, "A comparative study on local binary pattern (LBP) based face recognition: LBP histogram versus LBP image," *Neurocomputing*, Cilt: 120, s:365-379, 2013.
10. M. Hall-Beyer, GLCM texture: A tutorial v. 3.0, 2017.
11. N. D. Lynn, A. I. Sourav ve A. J. Santoso, "Implementation of real-time edge detection using Canny and Sobel algorithms," *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*. 2021.

Torus Üzerindeki Dinamik Sistemler için Kararlılık Sertifikaları

Stability Certificates for Dynamical Systems on the Torus

Cengizhan Doğan¹, Swapnil Tripathi¹, Alkim Gökçen², Mahmut Kudeyt³, Savaş Şahin², Özkan Karabacak¹

¹Mekatronik Mühendisliği Bölümü

Kadir Has Üniversitesi, İstanbul

{cengizhandogan1018}@gmail.com

{ozkan.karabacak}@khas.edu.tr

{swap.trip}@outlook.com

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

İzmir Katip Çelebi Üniversitesi, İzmir

{alkim.gokcen}@outlook.com.tr

{savas.sahin}@ikcu.edu.tr

³Matematik Bölümü

Işık Üniversitesi, İstanbul

{mahmut.kudeyt}@isikun.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bağlantı fonksiyonu sinüzoidal terimler içeren sonlu sayıda harmonik toplamı olan genelleştirilmiş Kuramoto modellerin global kararlılığı ele alınmaktadır. Bunun yanı sıra, önceden belirlenmiş yaylar üzerinde yerel faz senkronizasyonunu sağlayan yarı belirli programlama (SDP) sertifikalarına ilişkin bir derleme sunulmaktadır. Yazarların önceki bir çalışmasında, kararlılığın sertifikalanması, çözümlerin neredeyse tamamının sonsuza diverjansının sertifikalanması problemine dönüştürmek amacıyla stereografik projeksiyon kullanılmıştır. Ancak daha yakın tarihli bir çalışmada, (i) sistemin trigonometrik polinom (veya sonlu Fourier) açılımını ve (ii) trigonometrik polinomların Gram matrisi temsilini kullanarak, problem belirli matrisleri içeren bir SDP'ye indirgenmiştir; böylece stereografik projeksiyona duyulan gereksinimi MATLAB ve benzeri programlama araçlarıyla çözülebilirlik sağlanmıştır. Önerilen yöntemin dört osilatörlü bir Kuramoto modeli sunulmuş, yaklaşımın pratik yararı ve motivasyonu somutlaştırılmıştır.

Abstract

In this study, we consider generalized Kuramoto models whose coupling function is a finite sum of harmonics with sinusoidal terms. We additionally provide a review of semidefinite programming (SDP) certificates that establish local phase synchronization on prescribed arcs. In the authors' earlier work, stereographic projection was employed to convert the problem of certifying stability into certifying that almost all solutions diverge to infinity. In more recent work, however, we used (i) a trigonometric polynomial (finite Fourier) expansion of the system and (ii) the Gram-matrix representation of trigonometric polynomials to reduce the problem to an SDP in certain matrices, thereby obviating the need for stereographic projection while retaining solvability via programming tools such as MATLAB. In the final section, we present an application of the proposed method to a four-oscillator Kuramoto model, demonstrating its practical utility and the motivation for this report.

1. Giriş

Kendiliğinden senkronizasyon doğada ve mühendislik sistemlerinde yaygındır: ateşböceklerinin ritmik parlamaları [1], seyirci alkışlarının eş zamanlı olması [2], böcek ötüşleri [3] ve nöronların eşzamanlı ateşlemeleri [4, 5] tipik örneklerdir. 1665 yılında Huygens zayıf etkileşimli sarkaçların ortak ritme girdiğini gözlemlerken [6], Wiener olguyu çok bileşenli sistemlerde kontrol ve iletişim bağlamında ele almıştır. Matematiksel olarak, doğal frekanslara sahip çok sayıda osilatör modellenmesi gerekir. Kuramoto modeli [7, 8] bu ihtiyacı karşılar ve senkronizasyonun bağlantı gücü ile frekans çeşitliliği arasındaki dengeye bağlı olduğunu, eşik aşıldığında düzensizlikten uyuma ani bir faz geçişi yaşandığını gösterir [9, 10]. Tam bağlantıda kritik eşik yaklaşık K_c ile verilir ve $K > K_c$ olduğunda senkron kümeleri belirir. Ağ topolojisi, gecikmeler, gürültü ve çok-harmonik/ faz-kaymalı bağlantı gibi gerçekçi etkiler, geçişin doğasını ve eşi-

ğini değiştirebilir; yine de öz, zayıf yerel etkileşimlerin küresel ölçekte düzenli bir kolektif davranış doğurabilmesidir. Bu çerçevede, hem biyofizik (nöral ritimler) hem de mühendislik uygulamalarında (güç şebekeleri, osilatör dizileri, robot sürüleri) senkronizasyonun nicel olarak analiz edilmesini ve tasarım ilkelerinin türetilmesini sağlar.

Bu çalışmada, [11] üzerinden bir örnek ile genelleştirilmiş Kuramoto modellerinde senkronizasyonun sertifikalanması için torus üzerinde doğrudan trigonometrik polinomlar ile SOS- τ [12] ana yöntem olarak benimsenmiştir. Parametrizasyon ile Lyapunov ve dual Lyapunov koşullarını tek bir SDP'ye indirerek, stereografik projeksiyon ve ek kısıtlarına gerek duymadan hem kararlılık (Teorem 1) yay altında yerel faz senkronizasyonu (Teorem 2) için denetlenebilir sertifikalar elde edilmiştir. Önceki yeniden biçimlendirme yaklaşımıyla [13] karşılaştırmalar yapılmış ve eski yöntemle doğrulanamayan bazı parametrelerde (ör. (1.2217, 0.0556)) yeni sertifikalar sunulmuştur [14]. Bu bulgular, SOS- τ 'nin hem hesaplanabilirlik hem de kapsama bakımından pratik üstünlüklerini ortaya koymaktadır.

Çalışma belirtilen şekilde formatlandırılmıştır: 2. Bölüm'de kullanılan teorem ve yöntemler açıklanmış, örnekler incelenmiştir. ?? Bölüm'de sonuçlar sunulmaktadır.

2. Ön Bilgi

Bu kısımda, kullanılan teorem ve yöntemlerden kısaca bahsedilecektir. Şimdi, çalışmamızda uygulanan Dual Lyapunov teoremi, Karelerin Toplamı yöntemi, Trigonometrik Polinomlarla sertifikasyon ve Neredeyse Kararlılık sertifikalarını inceleyeceğiz.

2.1. Dual Lyapunov Teoremi ve Karelerin Toplamı Polinomlar Yöntemi

Rantzer'in Dual Lyapunov teoremi, neredeyse tüm başlangıç durumları için, bir diferansiyel denklem çözümünün sifıra yakınsadığını garantileyen bir koşul sunar. $X = \mathbb{R}^n$ 'de $\dot{x} = f(x)$ için, pozitif bir yoğunluk, $\rho \in C^1(\mathbb{R}^n - \{0\}, \mathbb{R})$ bulunup $\rho(x)f(x)/\|x\|$ dış bölgede integrallenebilir ve kompakt bir kümenin dışında $\nabla \cdot (f\rho) > 0$ sağlanırsa, çözümlerin neredeyse tamamı 0'a yakınsar [15]. Torus/silindir gibi dönel uzaylarda asimptotik kararlılık topolojik olarak mümkün olmadığından hedef kararlılık ve dual yaklaşım bu amaçla kullanılır. Karelerin toplamı (SOS) yöntemi ise polinom pozitifliğini yarı-belirli programa değiştirir: $p = \sum_i p_i^2$ yazılımı ve Putinar yerelleştirmesiyle (kompakt bölgede) kısıtlı pozitiflik, SOS çarpanları üzerinden YALMIP/SOSTOOLS ve SeDuMi/SDPT3 gibi araçlarla denetlenebilir [11, 15, 16].

2.2. Stereografik Projeksiyon ve Yeniden Biçimlendirme

Stereografik projeksiyon, torustaki faz-farkı dinamiğini \mathbb{R}^{d-1} 'e taşıyıp tam senkronizasyonu "sonsuzluğa kaçış" ile eşler; böylece kararlılık sertifikası, neredeyse tüm çözümlerin sonsuzluğa diverjansını doğrulamaya indirgenir. Bu dönüşüm trigonometrik terimleri rasyonelleştirir ve ortak payda ile çarpılarak sistem polinom bir vektör alanına yeniden biçimlendirilir. Böylece dual Lyapunov (yoğunluk) çerçevesinde dış bölgede $\nabla \cdot (F\rho) > 0$ koşulu ve Putinar yerelleştirmesiyle SOS tabanlı kısıtlar tek bir SDP'de denetlenebilir. Sonuç olarak, faz kay-

maları ve çok-harmonik bağlantı içeren Kuramoto sınıflarında yaylar üzerinde yerel senkronizasyon, konveks optimizasyona dayalı, hesaplanabilir sertifikalarla ispatlanır.

Yeniden biçimlendirme (recasting), elementer fonksiyonlar (trigonometrik, logaritma, hiperbolik, üstel) içeren polinom olmayan bir sistemi rasyonel bir vektör alana dönüştürmedir. Aşağıdaki polinom olmayan dinamik ele alındığında:

$$\dot{x}_i = \sum_j c_j \prod_k f_{ijk}(x), \quad \forall c_j \in \mathbb{R}, \quad i = 1, \dots, n,$$

yöntem şu adımlarla uygulanır: Önce $z_i = x_i$ ($i = 1, \dots, n$) seçilerek başlangıç değişkenleri korunur. z değişkenleri cinsinden $f_{ijk}(x)$ ifadelerini doğrudan yazmak mümkün olmadığından, her bir fonksiyon için yardımcı değişkenler $z_m = f_{ijk}(x)$ tanımlanır. Bu yeni değişkenlerin zamana göre türevleri zincir kuralı ile hesaplanır:

$$\dot{z}_m = \frac{d}{dt} f_{ijk}(x) = \nabla f_{ijk}(x) \cdot \dot{x}.$$

Sonrasında, sistemde yer alan tüm $f_{ijk}(x)$ terimleri, karşılık gelen z_m değişkenleri ile değiştirilir. Bu işlem, elde edilen dinamikler rasyonel bir biçim alana kadar yinelenir ve böylece polinom olmayan sistem rasyonel bir sisteme dönüştürülmüş olur. Yeniden biçimlendirme sonrasında ortaya çıkan rasyonel sistemin görünen boyutu, orijinal sistemden daha büyük olabilir. Ancak dönüşüm sürecinde eklenen ilişkiler dikkate alındığında, etkin boyutun orijinal sistemle aynı kaldığı görülür [17, 18].

2.3. Trigonometrik Polinomlarla Sertifikasyon

Yazarların son çalışmasında [19], stereografik projeksiyon yöntemine alternatif olarak sistem doğrudan torus üzerinde ele alınmış ve torus üzerinde sertifika olarak trigonometrik polinomlardan yararlanan yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Her bileşen fonksiyonu $F_l : \mathbb{T}^d \rightarrow \mathbb{R}$ en fazla \mathbf{n}_f dereceli bir Fourier serisi açılımına sahip olsun; yani

$$F_l(\theta) = \sum_{k_1=-\mathbf{n}_f(1)}^{\mathbf{n}_f(1)} \dots \sum_{k_d=-\mathbf{n}_f(d)}^{\mathbf{n}_f(d)} f_{\mathbf{k}}^{(l)} e^{i \mathbf{k} \cdot \theta}, \quad (1)$$

ve şu kısaltmayı tanımlayalım:

$$\mathcal{T}_{\mathbf{k}}^{\mathbf{n}_f}(X) = \text{Tr} \left[\left(T_{k_d}^{\mathbf{n}_f(d)+1} \otimes \dots \otimes T_{k_1}^{\mathbf{n}_f(1)+1} \right)^\dagger X \right].$$

Burada T_k^n , boyutu n olan k 'inci Toeplitz matrisidir; yalnızca k 'inci köşegeninde 1'ler bulunan $(0, 1)$ 'dir.

Teorem 1 [19]: Bileşen fonksiyonları $F_l : \mathbb{T}^d \rightarrow \mathbb{R}$ en küçük derece \mathbf{n}_f olan (1) Fourier serisi açılımına sahip $\hat{\theta} = F(\theta)$ dinamik sistemi için, eğer boyutu $\prod_{i=1}^d (n_v(i) + 1)$ olan, çekirdeğinin boyutu (nullity) bir olan, sıfır-toplamlı, sıfır olmayan Hermityen $G_V \succeq 0$ matrisi ve boyutu $\prod_{i=1}^d (n_f(i) + n_v(i) + 1)$ olan Hermityen $G_W \succeq 0$ matrisi mevcut ise:

$$\mathcal{T}_{\mathbf{k}}^{\mathbf{n}_f+\mathbf{n}_v}(G_W) = \sum_{l=1}^d \sum_{\mathbf{j}-(\mathbf{n}_f+\mathbf{n}_v)}^{\mathbf{n}_f+\mathbf{n}_v} i j_l \left(-\mathcal{T}_{\mathbf{j}}^{\mathbf{n}_v}(G_V) f_{\mathbf{k}-\mathbf{j}}^{(l)} + f_{\mathbf{j}}^{(l)} \mathcal{T}_{\mathbf{k}-\mathbf{j}}^{\mathbf{n}_v}(G_V) \right),$$

tüm $|k| \leq \mathbf{n}_f + \mathbf{n}_v$ için sağlanıyorsa, sistem neredeyse global olarak kararlıdır. Bu bölümde yerel durum için yaklaşımımız iki bileşene dayanır: (i) belirli uzunlar için ileriye-doğru değişmezlik sonucu ve (ii) Putinar yarı cebirsel bölgelerde tanımlanan bir Lyapunov-benzeri fonksiyon; buradan türeyen SOS koşulları SDP ile denetlenebilir.

Teorem 2 [20]: $g(x) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \sin(lx + \beta_l)$, için Kuramoto osilatörleri:

$$\dot{\theta}_k = \omega + \sum_{j=1}^d g(\theta_j - \theta_k), \quad k = 1, \dots, d \quad (2)$$

$r \geq 1$ ve $n_v \geq r - L$ olsun. Trigonometrik polinom açılımı faz-farkı sistemi $\dot{\varphi} = F(\varphi)$ için, uygun boyutlarda Hermisyeen Gram matrisleri G_V , sıfır-toplamlı $G_0^{Sw} \succeq 0$ ve $1 \leq p \neq q \leq d - 1$ için sıfır-toplamlı $G_{(p,q)}^{Sw} \succeq 0$ mevcut olup (i) bu matrislerden en az birinin tekillik sayısı 1 ve (ii) Fourier/Gram eşleştirme eşitlikleri tüm $|k| \leq n_v + L$ için sağlanabiliyorsa aşağıdaki ifade elde edilir.

$$-\sum_{c=1}^{d-1} \sum_{|j| \leq n_v + L} i j_c \mathcal{T}_j^{n_v}(G_V) \tilde{f}_{k-j}^{(c)} = \mathcal{T}_k^{n_v+L}(G_{S_0^w}) + \frac{1}{2} \sum_{p,q \in \{1, \dots, d-1\}} \sum_{j=k \pm \mathfrak{S}_r(p,q)} \mathcal{T}_j^{n_v+L-r}(G_{S_{(p,q)}^w}), \quad (3)$$

$$\mathfrak{S}_r^{(p,q)} = (0, \dots, 0, \underset{p^{th} \text{ element}}{r}, 0, \dots, 0, \underset{q^{th} \text{ element}}{-r}, 0, \dots, 0)$$

Bu sistem a uzunluğundaki yay yerel faz senkronizasyonu gösterir:

$$a = \min \left\{ \frac{\pi}{2r}, \frac{2}{L} \left(\frac{\pi}{2} - \max_{\ell} |\beta_{\ell}| \right) \right\},$$

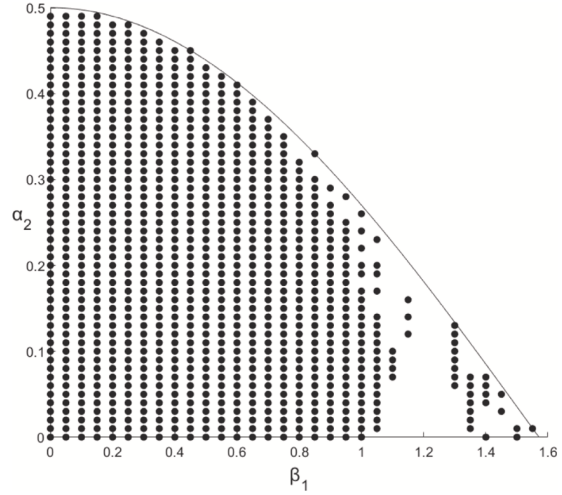
2.4. SDP Tanımı

Teorem 1 için SDP, karar değişkenleri Hermisyeen Gram matrisleri G_V ve G_W olup pozitiflik kısıtları $G_V \succeq 0$, $G_W \succeq 0$ sağlanır; yapısal olarak G_V sıfır-toplamlıdır ve $\text{nullity}(G_V) = 1$ koşulu ortak faz kayması simetrisini kodlar. Vektör alanının Fourier katsayıları, trigonometrik polinomların Gram temsiliyle Toeplitz-iz kimlikleri üzerinden her çok-indeks k için doğrusal eşitliklerle eşleştirilir; böylece torus üzerindeki dual Lyapunov koşulu LMI biçimine aktarılmış olur. Amaç fonksiyonu yoktur; bu bir fizibilite problemidir. Çözücü bu eşitlikler ve pozitif yarı tanımlı matris kısıtlarıyla uyumlu G_V, G_W bulunduğunda sertifika elde edilir.

2.5. Neredeyse Kararlılık Sertifikaları

Stereografik projeksiyonla \mathbb{T}^{d-1} üzerindeki faz-farkı dinamiği \mathbb{R}^{d-1} 'de rasyonel/polinom bir vektör alanına çevrilir; pozitiflik, kısıtlar ve SOS çarpanlarıyla dayatılır. Bu yaklaşım tutarlı olsa da karar değişkeni ve kısıt sayısını artırır; sınır bandında sayısal hassasiyet düşebilir. Yoğun örnekleme ile parametre uzayındaki başarılı sertifikalar (Şekil 1, siyah noktalar) fizibilite bölgesinin silüetini ayrıntılı gösterir. Ancak teorik eğriye yakın sağ-alt bölgede dağınık bir geçiş gözlenir. Genel biçim itibarıyla

iki yöntem aynı bölgeyi verir, farkın önemli kısmı örnekleme yoğunluğu ve eski yöntemin sınırda daha az, koşulluluğu zayıf doğrusal matris eşitliği (LMI) üretmesinden kaynaklanır. Bu nedenle metinde ana vurgu SOS-t üzerindedir ve eski yöntem ise referans ve karşılaştırma amacıyla kullanılmaktadır.



Şekil 1: Parametreleri bir ızgara üzerinde değiştirerek ve stereografik projeksiyon kullanarak, bağlantı fonksiyonu $g = \sin(x + \beta_1) - \alpha_2 \sin(2x)$ olan osilatör sistemi (2) için neredeyse global kararlılığın sertifikalanması. [14]'den yeniden üretilmiştir.

Yazarların son çalışmasında [19], torus üzerindeki sistem doğrudan trigonometrik polinomlarla ifade edilir. Pozitiflik ve türev koşulları, Hermisyeen Gram matrisi ve Toeplitz-iz eşitlikleri aracılığıyla LMI biçimde yazılır; böylece ek değişkenlerine veya $\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$ gibi kısıtlara ihtiyaç kalmaz. Bunun sonucunda elde edilen SDP'ler daha küçük boyutlu ve sayısal olarak daha iyi koşulludur; ayrıca β_1 arttıkça izin verilen α_2 aralığının daraldığı gözlemlenir.

[14, Örnek 2] çalışmasında görüldüğü üzere, d sayıda tam bağlantılı Kuramoto osilatörleri (2) ile belirtilmiştir. Stereografik projeksiyon \mathbb{T}^{d-1} faz farkı sistemini \mathbb{R}^{d-1} 'de bir rasyonel sisteme çevirmek için kullanılmıştır. Daha sonra, bağlantı topolojisini (düğümleri d olan tam yönlü graf) bir kapsayan ağacından yararlanılarak, \mathbb{R}^{d-1} üzerinde Rantzer-benzeri bazı sertifikalar elde edilmiştir. Bu sertifikaların varlığı, orijinal sistemin \mathbb{T}^d üzerinde neredeyse global senkronizasyonunu garanti etmektedir.

Elbette, [14] çalışmasında kullanılan genel Kuramoto modeli sonlu bir Fourier serisi açılımına (ya da trigonometrik polinom açılımına) sahiptir. Daha genel olarak, \mathbb{T}^d üzerindeki her düğüm vektör alanı, bir trigonometrik polinom ile yaklaşılabılır. Trigonometrik polinomlar ayrıca bir Gram matrisi temsiline de sahip olduğundan [21], bu özellikten yararlanarak faz farkı sistemlerinin kararlılığını ispatlayan yarı-kesin programlama sertifikaları elde edilmiştir (Teorem 1). Dolayısıyla, \mathbb{T}^d üzerindeki herhangi bir sistemin senkronizasyonu da bu şekilde sağlanabilmektedir.

Bağlantı fonksiyonu

$$g(x) = \sin(x + \beta_1) - \alpha_2 \sin(2x), \quad (4)$$

için analiz (i) eski yöntem: [14] çalışmasında stereografik projeksiyon ile yansıtılmış sistemde çözümlerin sonsuza neredeyse diverjansı üzerinden ve (ii) yeni yöntem: faz-farkı sistemi üzerinde trigonometrik polinom kuramı kullanılarak (Teorem 1) yapılmıştır. Stereografik projeksiyon kullanılarak kararlılığın sağlanabildiği (β_1, α_2) parametre düzlemi Şekil 1'de verilmiştir.

Stereografik projeksiyon mümkün olmayan çeşitli parametreler için, yeni yöntem kullanıldığında sistemin neredeyse senkronizasyonunun sağlanabildiği gözlemlenmiştir. Aydınlatığımız bu parametrelerden biri $(\beta_1, \alpha_2) = (1.2217, 0.0556)$ 'dir. Teorem 1, $\varphi_1 = \theta_1 - \theta_3$ ve $\varphi_2 = \theta_2 - \theta_3$ seçimiyle faz-farkı sistemine uygulanmıştır. Bağlaşım fonksiyonu (4) olan (2) için, $(\beta_1, \alpha_2) = (1.2217, 0.0556)$ parametrelerinde Teorem 1'deki G_V matrisi SOS-t kullanılarak 9×9 boyutunda

$$G_V = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & -1 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 1 & 0 & -1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix},$$

olarak elde edilmiştir ve [21]'daki iz parametrisasyonu kullanılarak aşağıdaki trigonometrik polinom biçiminde yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned} V(\theta) &= 6 - 4 \cos(\theta_1) - 2 \cos(2\theta_1) + 4 \cos(\theta_1 - 2\theta_2) \\ &\quad - 4 \cos(\theta_1 - \theta_2) - 2 \cos(2\theta_1 - 2\theta_2) \\ &\quad + 4 \cos(2\theta_1 - \theta_2) - 4 \cos(\theta_2) - 2 \cos(2\theta_2) \\ &\quad + 4 \cos(\theta_1 + \theta_2). \end{aligned}$$

Bu, $\rho(\theta) = 1/V(\theta)$ fonksiyonunun, söz konusu parametreler için genelleştirilmiş Kuramoto modeli (2) adına 2.1. bölümde (Dual Lyapunov Teoremi ve Karelerin Toplamı Polinomlar Yöntemi) bahsediliği gibi bir Lyapunov yoğunluğu olduğunu gösterir. Böylece Teorem 1'in ispatında (faz farkı sistemi için) neredeyse küresel kararlılık sonucu elde edilir.

3. Sonuçlar

Bu çalışmada, bağlantı fonksiyonu sinüzoidal terimlerden oluşan sonlu sayıda harmonik toplamı olarak yazılabilen Kuramoto modelleri incelendi. Analiz, bir yandan belirli uzunluklarda yayların ileriye-doğru değişmezliğinden ve Putinar yarı-cibirsel bölgelerinde tanımlanan bir Lyapunov-benzeri fonksiyonun varlığından yararlanarak yerel senkronizasyon garantileri üretirken, diğer yandan torus üzerinde doğrudan çalışan SOS-t çerçevesiyle trigonometrik polinomların Gram matrisi temsili ve Toeplitz-iz eşitliklerini kullanıp hem yerel Lyapunov fonksiyonlarını hem de dual Lyapunov yoğunluk sertifikalarını tek ve birleşik bir SDP fizibilite problemi içinde ele aldı. Bu birleşik kurgu, stereografik projeksiyon gerektirmeden ve

daha iyi sayısal koşullulukla, yalnızca yay-invaryant alt bölgelerle sınırlı kalmadan faz-farkı dinamikleri üzerinden daha geniş topolojiler ve senkronizasyon rejimleri için neredeyse global yakınsama—doğrulama yapılmasına imkân tanır. Uygulamada süreç sistemin Fourier katsayılarının çıkarılması, uygun boyutlu Gram değişkenlerinin tanımlanması, Toeplitz-iz tabanlı eşleştirme eşitlikleri ve tek bir SDP'nin çözülmesi adımlarından oluşur; fizibilite doğrudan sertifika anlamına gelir. Yay değişmezi varsayımının etkisini göstermek için Teorem 2'ye dayalı *arcSOS-t* ile çeşitli örneklerde hızlı taramalar yapıldı ve elde edilen yerel sertifikaların *SOS-t* ile bulunan daha genel sertifikalarla tutarlı olduğu gözlemlendi; ancak çalışmanın ana odağı ve temel katkısı, torus üzerinde birleşik SDP kurgusunu sağlayan *SOS-t* yaklaşımıdır.

4. Yazar Katkıları

Bu çalışmada kavramsallaştırma Özkan Karabacak ve Savaş Şahin tarafından gerçekleştirildi; kuramsal analiz ve teoremler Swapnil Tripathi, Mahmut Kudeyt, Alkim Gökçen ve Özkan Karabacak tarafından geliştirildi; SOS-t kodu Swapnil Tripathi tarafından yazıldı; deneysel tasarım ve görselleştirme Cengizhan Doğan, Alkim Gökçen ve Swapnil Tripathi tarafından yürütüldü; yazım ve düzenleme Cengizhan Doğan, Swapnil Tripathi ve Özkan Karabacak tarafından tamamlandı; çalışmanın genel gözetimi ise Özkan Karabacak ve Savaş Şahin tarafından sağlandı.

5. Teşekkür

Bu çalışma TÜBİTAK 122E522 nolu proje tarafından desteklenmiştir.

6. Ekler

Çalışmada kullanılan değişkenler Tablo 1’de verilmiştir.

Tablo 1: Değişkenler

Sembol	Açıklama
d	Osilatör sayısı
$\theta, \boldsymbol{\theta}$	Açı değişkenleri
φ, φ_i	Faz farkı
ϕ_j, φ_j	Faz değişkeni
ω, ω_j	Doğal frekans
K	Bağlantı katsayısı
$A = (a_{kj})$	Bağlantı matrisi
$g(x)$	Bağlantı fonksiyonu (harmonik)
L	Harmonik sayısı
α_l, β_l	Harmonik genlik ve faz
n_f, \mathbf{n}_f	Fourier derece sınırı
n_v, \mathbf{n}_v	Gram derece parametresi
n_{sv}, n_{sw}	SOS derece parametresi
n_h	Polinom derecesi
\mathbf{k}	Çok-indeks (Fourier)
k_i	İndeks bileşeni
\mathbf{j}	Toplama indeksi
m	Şift indeksi
p, q	İkili indeksler
$\mathfrak{S}_r^{(p,q)}$	Şift vektörü
$e^{i\mathbf{k} \cdot \boldsymbol{\theta}}$	Fourier üstel terimi
$f_{\mathbf{k}}^{(l)}$	Fourier katsayısı
$F(\boldsymbol{\theta})$	Vektör alanı
F_l	Bileşen fonksiyon
$V(\boldsymbol{\theta})$	Lyapunov fonksiyonu
$W(\boldsymbol{\theta})$	RHS polinomu
$\rho(\theta)$	Yoğunluk fonksiyonu
G_V, G_W	Gram matrisleri
$G_{S_0^w}, \dots$	SOS Gram matrisleri
G_{F_l}	F_l Gram matrisi
T_k^n	Toeplitz matrisi
$\mathcal{T}_k^n(X)$	Trace operatörü
$\text{Tr}[\cdot]$	İz işlemi
$z(\theta)$	Monom vektörü
$ \mathbf{k} $	İndeks sınırı
$\text{Arc}(a)$	Yay bölgesi
$\text{Diam}(\theta)$	Çap ölçüsü
a	Yay uzunluğu
$\pm b(i), B$	İndeks kümesi
E, E^2	Enerji değişkenleri
t_1, t_2	Örnek zamanlar
$\mathbf{1}, \mathbf{1}$	Birim vektör
I	Birim matris

7. Kaynakça

- [1] J. Buck, “Synchronous rhythmic flashing of fireflies. ii.,” *The Quarterly review of biology*, vol. 63, no. 3, pp. 265–289, 1988.
- [2] L. Peltola, C. Erkut, P. R. Cook, and V. Valimaki, “Synthesis of hand clapping sounds,” *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, vol. 15, no. 3, pp. 1021–1029, 2007.
- [3] R. D. Alexander, “Sound production and associated behavior in insects,” 1957.
- [4] M. V. Bennett and R. S. Zukin, “Electrical coupling and neuronal synchronization in the mammalian brain,” *Neuron*, vol. 41, no. 4, pp. 495–511, 2004.
- [5] I. Hussain, S. Jafari, D. Ghosh, and M. Perc, “Synchronization and chimeras in a network of photosensitive fitzhugh–nagumo neurons,” *Nonlinear Dynamics*, vol. 104, no. 3, pp. 2711–2721, 2021.
- [6] A. R. Willms, P. M. Kitanov, and W. F. Langford, “Huygens’ clocks revisited,” *Royal Society open science*, vol. 4, no. 9, p. 170777, 2017.
- [7] Y. Kuramoto, “Self-entrainment of a population of coupled non-linear oscillators,” in *Int. Symp. on Math. Probl. in Theor. Phys.* (H. Araki, ed.), (Berlin, Heidelberg), pp. 420–422, Springer Berlin Heidelberg, 1975.
- [8] Y. Kuramoto, “Chemical turbulence,” in *Chemical oscillations, waves, and turbulence*, pp. 111–140, Springer, 1984.
- [9] S. H. Strogatz, “From kuramoto to crawford: exploring the onset of synchronization in populations of coupled oscillators,” *Physica D: Nonlinear Phenomena*, vol. 143, no. 1–4, pp. 1–20, 2000.
- [10] J. A. Acebrón, L. L. Bonilla, C. J. Pérez Vicente, F. Ritort, and R. Spigler, “The kuramoto model: A simple paradigm for synchronization phenomena,” *Reviews of modern physics*, vol. 77, no. 1, pp. 137–185, 2005.
- [11] M. Kudeyt, S. Tripathi, A. Gökçen, S. Şahin, and O. Karabacak, “Software: Construction of Lyapunov certificates for systems on torus using trigonometric polynomials,” Nov. 2024.
- [12] M. Kudeyt, S. Tripathi, A. Gökçen, S. Şahin, and O. Karabacak, “Software: SOS-t solver,” Nov. 2024. <https://github.com/Swap-Tripathi/SOS-t-solver>, version 1.0.
- [13] A. Gökçen, F. İlhan, M. Kudey, S. Şahin, and Özkan Karabacak, “Ters sarkaç yukarı salınım kontrol problemine dual lyapunov tabanlı bir Çözüm,” in *Proceedings of the 24th National Conference on Automatic Control (TOK2023)*, (Istanbul, Turkey), pp. 377–382, Istanbul Technical University, Sept. 2023.
- [14] M. , A. Kılıncım, E. Köksal-Ersöz, F. İlhan, and Ö. Karabacak, “Certification of almost global phase synchronization of all-to-all coupled phase oscillators,” *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 174, p. 113838, 2023.
- [15] A. Rantzer, “A dual to Lyapunov’s stability theorem,” *Systems & Control Letters*, vol. 42, no. 3, pp. 161–168, 2001.
- [16] U. Vaidya, “Stochastic stability analysis of discrete-time system using Lyapunov measure,” in *2015 American Control Conference (ACC)*, pp. 4646–4651, IEEE, 2015.
- [17] D. Henrion and A. Garulli, *Positive polynomials in control*, vol. 312. Springer Science & Business Media, 2005.

- [18] M. A. Savageau and E. O. Voit, “Recasting nonlinear differential equations as s-systems: a canonical nonlinear form,” *Mathematical biosciences*, vol. 87, no. 1, pp. 83–115, 1987.
- [19] S. Tripathi, M. Kudeyt, A. Gökçen, F. İlhan, S. Şahin, and Ö. Karabacak, “Certification of stability for systems of coupled phase oscillators,” *Available at SSRN 5240303*, 2025. (under review).
- [20] S. Tripathi, M. Kudeyt, A. Gökçen, S. Şahin, and Ö. Karabacak, “Semidefinite programming certificates for synchronization of kuramoto oscillators on arcs,” in *Proceedings of the Symposium on Chaos and Complex Systems, 2025, Istanbul, Turkey*, Istanbul, Turkey: Springer Nature Complexity Series, 2025. To appear.
- [21] B. Dumitrescu, *Positive Trigonometric Polynomials and Signal Processing Applications*. Signals and Communication Technology, Cham: Springer International Publishing, 2 ed., 2017.

Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların LMF Tabanlı MRAS ile Hız Algılayıcısız Model Öngörülü Akım Kontrolü

Speed Sensorless Model Predictive Current Control of Permanent Magnet Synchronous Motors with LMF-Based MRAS

Yunus Emre Altınışık¹, Rıdvan Demir²

¹Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Kayseri Üniversitesi, Talas/Kayseri
yunusemrea@kayseri.edu.tr

² Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Kayseri Üniversitesi, Talas/Kayseri
ridvandemir@kayseri.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorun (SMSM'nin) hız kestirimi için adaptasyon mekanizmasında en küçük ortalama dördüncü (the least mean fourth-LMF) algoritmasını kullanan stator akımı tabanlı bir model referans adaptif sistem (MRAS) kestiricisi önerilmiştir. Önerilen MRAS hız kestiricisi, referans model olarak adlandırılan ölçülen stator akımları ile adaptif modelin çıkışındaki stator akımları arasındaki hatayı hesaba katarak SMSM'nin rotor hızını doğrudan tahmin etmiştir. Önerilen kestiricinin ve model öngörülü akım kontrol (MÖAK) tabanlı hız/pozisyon algılayıcısız SMSM sürücüsünün performansı benzetim çalışmaları ile test edilmiş ve doğrulanmıştır. Önerilen LMF tabanlı MRAS kestiricisinden ve MÖAK sisteminden elde edilen benzetim sonuçları, önerilen kestiricinin yüksek performansa sahip olduğunu göstermektedir.

Abstract

In this study, a stator current-based model reference adaptive system (MRAS) estimator, which utilizes the least mean fourth (LMF) algorithm in the adaptation mechanism, is proposed for speed estimation of the permanent magnet synchronous motors (PMSM). The proposed MRAS speed estimator directly estimated the rotor speed of PMSM by taking into account the error between the measured stator currents, called the reference model, and the stator currents at the output of the adaptive model. The performance of proposed estimator and the model predictive current control (MPCC) based speed/position sensorless PMSM drive is tested and verified in simulations. The simulation results obtained from the proposed LMF-based MRAS estimator and MPCC system demonstrate that the proposed estimator has high performance.

1. Giriş

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM'ler) yüksek güç faktörleri ve verimleri, basit yapıları, yüksek moment/güç yoğunluğu oranı ve geniş hız aralıklarında kullanılabilir

olmaları nedeniyle [1], [2] değişken hız ve moment gerektiren elektrikli araçlarda ve yüksek başarılı endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır [3]. Bununla birlikte doğrusal olmayan modeli ve çalışma şartları ile değişen parametreleri nedeniyle SMSM'lerin yüksek performanslı kontrolü hala zorluklar içermektedir [4].

SMSM'lerin yüksek performanslı kontrolünde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrol yöntemlerine alternatif olarak önerilen model öngörülü kontrol (MÖK), doğrusal olmayan kısıtlamaları hesaba katma yeteneği, hızlı dinamik performansı ve basit çalışma prensibi nedeniyle çok fazla tercih edilir hale gelmiştir [5]. Model öngörülü akım kontrol (MÖAK) yöntemi SMSM sürücülerinde tercih edilen MÖK yöntemlerinden birisidir [6]. MÖAK yöntemi, öngörülen stator akımlarını içeren maliyet fonksiyonunu eniyeleyen gerilim vektörünü belirleme temeline dayanmaktadır.

SMSM'nin kontrolü için kullanılan sürücüler, SMSM'nin konum ve hız bilgisine ihtiyaç duymaktadır. Bu bilgiler ya doğrudan algılayıcılar tarafından ölçülür ya da gözlemleyici veya kestirici algoritmalar tarafından elde edilmektedir. Rotor hız veya konum algılayıcıları, donanım karmaşıklığı, maliyet artışı ve çalışma koşullarından etkilenme gibi dezavantajlara sahiptir. Bundan dolayı kontrol sisteminin ihtiyaç duyduğu hız ve/veya konum bilgilerin elde edilmesi için algılayıcılar yerine gözlemleyici/kestiricilerin kullanılması yüksek başarılı motor sürücü sisteminin güvenilirliğini artırırken bakım gereksinimini, maliyeti ve donanım karmaşıklığını azaltmaktadır. SMSM'nin hız ve/veya konum bilgisini elde etmek için birçok model tabanlı kestirici veya gözlemleyici literatüre önerilmiştir. Bu yöntemler aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Kayma kipli gözlemleyiciler [7].
- Tam dereceli gözlemleyiciler [8].
- Genişletilmiş Luenberger gözlemleyicisi [9], [10].
- Genişletilmiş Kalman filtresi [11], [12].
- Kokusuz Kalman Filtresi [13].
- Model referans adaptif sistem (MRAS) tabanlı kestiriciler [14], [15].

Son yıllarda elektrik motorlarının hız kestirimi için adaptif filtre tabanlı MRAS kestiriciler [15], [16], [17], [18] literatüre önerilmiştir. Bu çalışmalardan [15] ve [17]'de adaptif filtre tabanlı MRAS hız kestiricilerin geleneksel PI tabanlı MRAS hız kestiricisine göre daha yüksek kestirim başarımına sahip oldukları gösterilmiştir.

Bu çalışmada SMSM'lerin hız kestirimi için adaptif filtre ailesi içerisinde yer alan en küçük ortalama dördüncü (the least mean fourth-LMF) temelli MRAS hız kestiricisi önerilmiştir. Önerilen hız kestiricisi geniş bir hız aralığında *MATLAB/Simulink* ortamında oluşturulan benzetim çalışmalarıyla test edilmiş ve doğrulanmıştır. Benzetim çalışmalarından elde edilen sonuçlar hem LMF temelli MRAS hız kestiricisinin hem de bu kestiriciyi kullanan MÖAK sistemin yüksek performansa sahip olduğunu göstermiştir.

2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Dinamik Modeli

SMSM'nin dönen (dq -) eksen takımındaki [19] ve stator duran ($\alpha\beta$ -) eksen takımındaki [20], [21] stator akım eşitlikleri (1)-(2)'de verilmiştir.

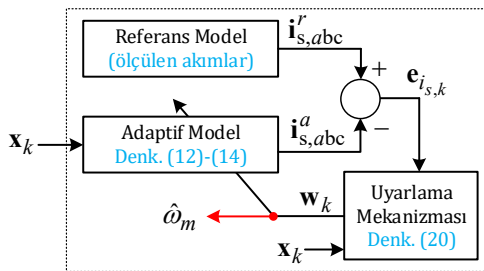
$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & p_p \omega_m \\ -p_p \omega_m & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}}{L_s} \\ \frac{v_{sq}}{L_s} - \frac{p_p \omega_m}{L_s} \varphi_{pm} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_{s\alpha}}{L_s} + \frac{p_p \omega_m}{L_s} \varphi_{pm} \sin \theta_r \\ \frac{v_{s\beta}}{L_s} - \frac{p_p \omega_m}{L_s} \varphi_{pm} \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2)$$

burada v_{sd} , v_{sq} ve i_{sd} , i_{sq} stator gerilim ve akımlarının dq - eksenindeki bileşenlerini; $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ ve $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ stator gerilim ve akımlarının $\alpha\beta$ - eksenindeki bileşenlerini; R_s ve L_s sırası ile stator direncini ve endüktansını; ω_m ve p_p sırasıyla rotor açılal hızını ve kutup çifti sayısını; φ_{pm} kalıcı mıknatıs akısını ve θ_r rotor konumunu ifade etmektedir.

3. LMF Tabanlı MRAS Hız Kestiricisinin Tasarımı

Bilindiği üzere, stator akımına dayalı MRAS kestirici, doğrudan ölçülen stator akımları, yani referans model çıktıları ile stator akımı modelinden elde edilen kestirilmiş akımlar, yani adaptif model çıktıları arasındaki karşılaştırmaya dayanan bir sistemdir. Adaptif model denklem (2)'nin ileri Euler yöntemi ile ayrıştırılmasıyla elde edilir ve denklem (3) ve (4) ile verilir. Stator akımı tabanlı MRAS kestiricisinin blok şeması Şekil 1'de gösterilmiştir.



Şekil 1. LMF tabanlı stator akım temelli MRAS.

$$i_{s\alpha,k+1}^a = \left(1 - \frac{TR_s}{L_s}\right) i_{s\alpha,k} + \frac{Tp_p \omega_{m,k} \varphi_{pm}}{L_s} \sin \theta_r + \frac{Tv_{s\alpha,k}}{L_s} \quad (3)$$

$$i_{s\beta,k+1}^a = \left(1 - \frac{TR_s}{L_s}\right) i_{s\beta,k} - \frac{Tp_p \omega_{m,k} \varphi_{pm}}{L_s} \cos \theta_r + \frac{Tv_{s\beta,k}}{L_s} \quad (4)$$

Denklem (3) ve (4), LMF tabanlı MRAS hız kestirici için genel formda aşağıdaki gibi yeniden yazılır:

$$\mathbf{i}_{s,k+1}^a = \mathbf{x}_k^T \mathbf{w}_k \quad (5)$$

burada \mathbf{x}_k ve \mathbf{w}_k sırasıyla adaptif modelin giriş matrisini ve ağırlık vektörünü temsil eder ve aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\mathbf{w}_k = \begin{bmatrix} 1 - \frac{TR_s}{L_s} \\ \frac{Tp_p \omega_{m,k}}{L_s} \omega_{m,k} \\ \frac{T}{L_s} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{x}_k = \begin{bmatrix} i_{s\alpha,k} & i_{s\beta,k} \\ \sin \theta_r & -\cos \theta_r \\ v_{s\alpha,k} & v_{s\beta,k} \end{bmatrix} \quad (7)$$

Referans ve adaptif model çıktıları arasındaki hata ifadesi ise aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\mathbf{e}_{i,s,k} = \mathbf{i}_{s,k}^r - \mathbf{i}_{s,k}^a \quad (8)$$

Denklem (8) kullanılarak, denklem (9)'da verilen maliyet fonksiyonu LMF algoritmasını türetmek için aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$J_k^{LMF} = E\{\mathbf{e}_{i,s,k}^T \mathbf{e}_{i,s,k} \mathbf{e}_{i,s,k}^T \mathbf{e}_{i,s,k}\} \quad (9)$$

burada $E\{\cdot\}$ ifadesi beklenen değeri temsil etmektedir.

Denklem (9), adaptif modelin ağırlık vektörü \mathbf{w}_k 'ya göre minimize edilirse, LMF [22] algoritmasına ait güncelleme kuralı aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\mathbf{w}_{k+1} = \mathbf{w}_k + \mu_{LMF} \mathbf{e}_{i,s,k}^T \mathbf{e}_{i,s,k} \mathbf{x}_k \mathbf{e}_{i,s,k} \quad (10)$$

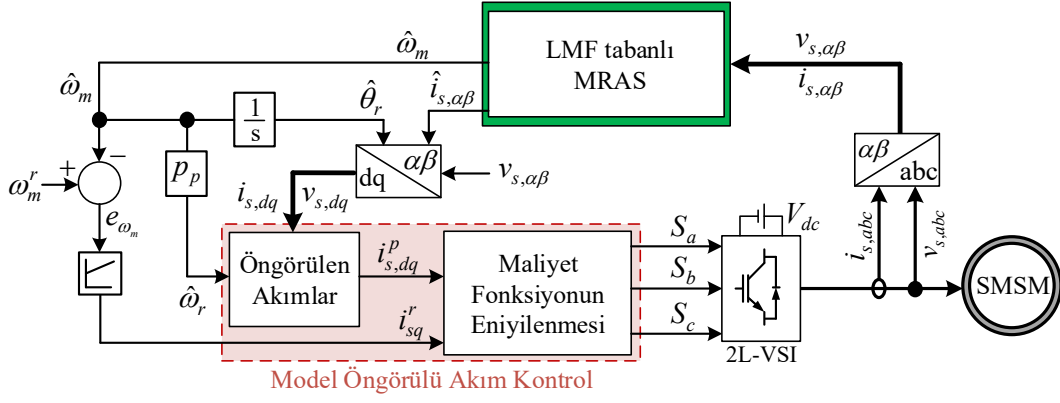
burada μ_{LMF} ifadesi LMF algoritmasının adım büyüklüğünü temsil etmektedir. Ayrıca, LMF algoritmasının kararlı bir şekilde çalıştırılabilmesi için adım büyüklüğü parametresi μ_{LMF} 'nin aşağıda verilen sınırlar içerisinde seçilmesi gerekir [16].

$$0 < \mu_{LMF} < \frac{2}{6\sigma^2 \lambda_{\max}(\mathbf{R})} \quad (11)$$

burada $\lambda_{\max}(\cdot)$ otokorelasyon matrisi $\mathbf{R} = E\{\mathbf{x}_k^T \mathbf{x}_k\}$ 'nin maksimum özdeğerini temsil etmektedir.

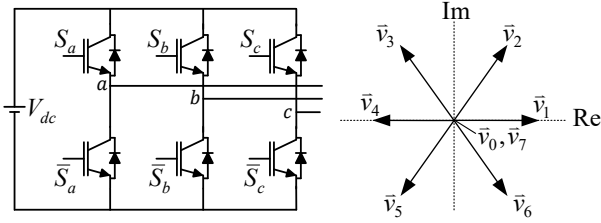
4. MÖAK Tabanlı SMSM Sürücüsü

Benzetim çalışmaları Şekil 2'de verilen MÖAK tabanlı SMSM sürücü sistemi kullanılarak gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2. MÖAK tabanlı SMSM sürücüsü.

Şekil 2’de verilen MÖAK tabanlı SMSM sürücü sisteminde kullanılan iki seviyeli gerilim kaynaklı eviriciye (two level-voltage source inverter (2L-VSI)) ait detaylar Şekil 3’te sunulmuştur. Benzetim çalışmalarında kullanılan kontrolörün kazançları deneme yanılma yöntemi ile belirlenmiştir.



Şekil 3. 2L-VSI ve gerilim vektörleri.

Şekil 3’te gösterilen 2L-VSI’nin anahtarlama durumu denklem (12)’deki gibi ifade edilebilir [15].

$$\vec{S} = \frac{2}{3}(S_a + \vec{a}S_b + \vec{a}^2S_c) \quad (12)$$

burada $\vec{a} \triangleq e^{j2\pi/3}$ ve $S_x \in \{S_a, S_b, S_c\}$ 2L-VSI’nin kollarındaki anahtarların ON/OFF durumlarını gösterir.

2L-VSI’nin çıkış gerilimi \vec{v}_s , anahtarlama durumu \vec{S} kullanılarak Denklem (13)’teki gibi hesaplanır.

$$\vec{v}_s = V_{dc}\vec{S} \quad (13)$$

burada V_{dc} dc bağlantı gerilimidir. İki seviyeli gerilim kaynaklı evirici için, denklem (13) sekiz anahtarlama durumu için yedi farklı gerilim vektörü verir.

MÖAK tabanlı sürücü sistemindeki “öngörülen akım” bloğunda; $v_{s,dq}$, $i_{s,dq}$ ve ω_r kullanılarak dq – eksenindeki öngörülen stator akımları Denklem (14) ve (15) kullanılarak sekiz farklı anahtarlama durumu için tahmin edilebilir.

$$i_{sd,k+1}^p = \left(1 - \frac{TR_s}{L_s}\right) i_{sd,k} + T\omega_r i_{sq,k} + \frac{Tv_{sd,k}}{L_s} \quad (14)$$

$$i_{sq,k+1}^p = \left(1 - \frac{TR_s}{L_s}\right) i_{sq,k} - T\omega_r i_{sd,k} + \frac{Tv_{sq,k}}{L_s} - \frac{\omega_r \phi_{pm}}{L_s} \quad (15)$$

Öngörülen stator akımları kullanılarak hız referansının takip edilmesini sağlayan en iyi (optimum) gerilim vektörünün seçimi aşağıdaki maliyet fonksiyonu ile gerçekleştirilir.

$$g = \sum_{h=1}^N \left\{ (i_{sd}^r - i_{sd,k+h}^p)^2 + (i_{sq}^r - i_{sq,k+h}^p)^2 + I_m \right\} \quad (16)$$

Denklem (16)’da N tahmin ufkudur ve bir olarak seçilmiştir. i_{sd}^r ve i_{sq}^r dq – eksenindeki stator akımlarının referanslarıdır ve i_{sd}^r sıfır olarak seçilmiştir. I_m aşırı akım koruma terimidir. i_{sd}^p veya i_{sq}^p ’nin genlik değerleri I_m ’den büyük veya eşit ise akım sınırlandırma terimi etkinleştirilir. Akım sınırlama terimi aşağıdaki gibi tanımlanır. Burada $i_{s,max}$ stator akımının maksimum genliğidir.

$$I_m = \begin{cases} \infty, & |\vec{i}_{sd,k+1}^p| \geq i_{s,max} \text{ veya } |\vec{i}_{sq,k+1}^p| \geq i_{s,max} \\ 0, & \text{diğer durumlarda} \end{cases} \quad (17)$$

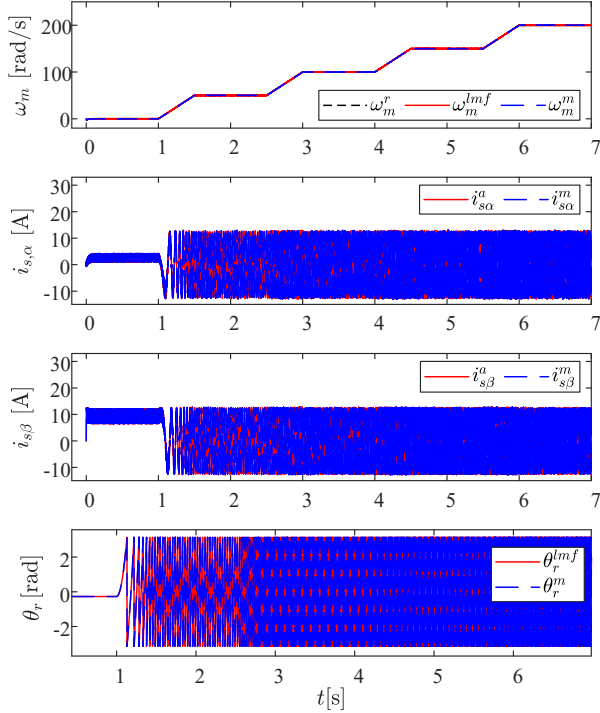
5. Benzetim Sonuçları

Şekil 2’de gösterilen MÖAK tabanlı SMSM sürücüsünün başarımını test etmek ve doğrulamak için yapılan benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmalarında kullanılan SMSM ait parametrelerin değerleri Tablo 2’de verilmiştir. Benzetim çalışmalarında örneklem zamanı (T) $10\mu s$ olarak ayarlanmıştır.

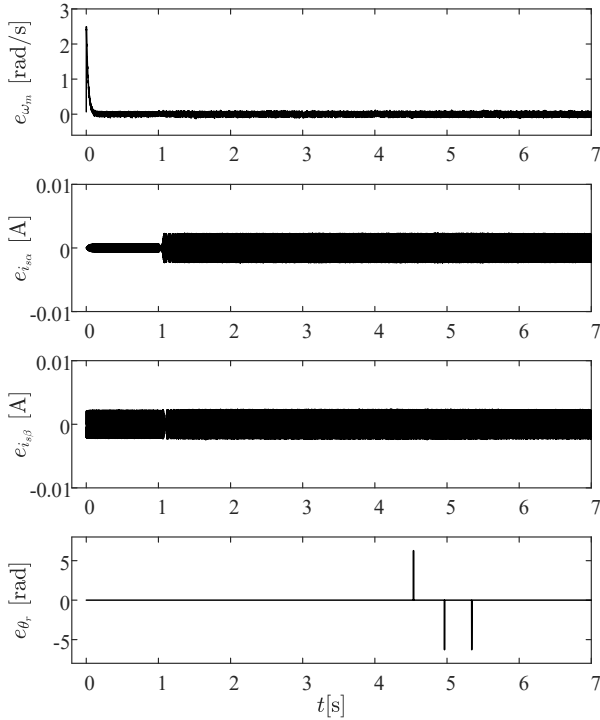
Tablo 1. SMSM’nin parametreleri

Parametre	Değeri
Kutup Çifti	$p_p = 4$
Stator Direnci (Ω)	$R_s = 0.4578$
d – eksen endüktansı (mH)	$L_s = 3.34$
Kalıcı mıknatıs akısı (Wb)	$\phi_{pm} = 0.172$
Eylemsizlik (kgm^2)	$J_T = 0.001469$
Anma hızı (dev/dk)	$n_m = 2300$

LMF tabanlı MRAS hız kestiricinin başarımı 10N.m sabit yük momenti altında oluşturulan geniş bir hız aralığı için test edilmiştir. LMF tabanlı MRAS hız kestiricisinin kestirim başarımına ve MÖAK sisteminin kontrol başarımına ait benzetim sonuçları sırası ile Şekil 4 ve Şekil 5’te verilmiştir.



Şekil 4. LMF tabanlı MRAS'a ait kestirim sonuçları.



Şekil 5. LMF tabanlı MRAS'a ait hatalar.

Şekil 4 ve Şekil 5 ile verilen sonuçlar incelendiğinde önerilen LMF tabanlı MRAS kestiricinin başarımı oldukça yüksektir. Kestirilen rotor hızı, referans hızı çok iyi bir şekilde takip etmektedir. Bununla birlikte adaptif model çıkışı olarak ifade edilen stator akımları da referans olarak ifade edilen ölçülen stator akımlarını takip etmiştir. Aynı zamanda önerilen

kestiriciyi kullanan MÖAK'li SMSM sürücüsünün kontrol başarımı da tatmin edici seviyededir.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada, SMSM'nin hız kestirimi için adaptasyon mekanizmasında LMF algoritmasını kullanan stator akımı tabanlı MRAS kestiricisi önerilmiştir. Önerilen MRAS hız kestiricisi, referans model olarak adlandırılan ölçülen stator akımları ile adaptif modelin çıkışındaki stator akımları arasındaki hatayı hesaba katarak SMSM'nin rotor hızını doğrudan tahmin etmiştir. Önerilen LMF tabanlı MRAS kestiricinin ve MÖAK tabanlı hız/pozisyon algılayıcısız SMSM sürücüsünün performansı benzetim çalışmaları ile test edilmiş ve doğrulanmıştır. Önerilen LMF tabanlı MRAS kestiricisinden ve MÖAK sisteminden elde edilen benzetim sonuçları, önerilen kestiricinin yüksek performansa sahip olduğunu göstermiştir.

Kaynakça

- [1] M. Yilmaz and H. Kurnaz Araz, 'Elektrikli araçlar için mıknatıs oranı ve moment titreşimi azaltılmış yüksek verimli sürekli mıknatıslı senkron motor tasarımı süreci ve gerçekleştirilmesi', *Gazi Üniversitesi Mühendis.-Mimar. Fakültesi Derg.* Cilt: 35 Sayı: 2, s.1089-1110, 2020.
- [2] I. Boldea, 'Control issues in adjustable speed drives', *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 2, no. 3, pp. 32–50, 2008.
- [3] Q. Guo, T. Pan, J. Liu, and S. Chen, 'Explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on multi-point linearization', *Trans. Inst. Meas. Control*, vol. 43, no. 12, pp. 2872–2881, 2021.
- [4] O. C. Kivanc and S. B. Ozturk, 'Sensorless PMSM Drive Based on Stator Feedforward Voltage Estimation Improved With MRAS Multiparameter Estimation', *IEEEASME Trans. Mechatron.*, vol. 23, no. 3, pp. 1326–1337, 2018.
- [5] S. Abareshi, S. Tohidi, M. B. Bannae Sharifian, and A. Younesi, 'Model predictive control by combining vectors for surface and interior permanent-magnet synchronous motor', *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 31, no. 8, p. e12959, 2021.
- [6] O. Sandre-Hernandez, J. Rangel-Magdaleno, and R. Morales-Caporal, 'A Comparison on Finite-Set Model Predictive Torque Control Schemes for PMSMs', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 10, pp. 8838–8847, 2018.
- [7] A. Bıçak and A. Gelen, 'Sensorless direct torque control based on seven-level torque hysteresis controller for five-phase IPMSM using a sliding-mode observer', *Eng. Sci. Technol. Int. J.*, Vol. 24, No.5 pp. 1134-1143, 2021.
- [8] Y. Xu, L. Wang, W. Yuan, and Z. Yin, 'Disturbance rejection speed sensorless control of PMSMs based on full order adaptive observer', *J. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 804–814, 2021.
- [9] P. Bernard and L. Praly, 'Estimation of Position and Resistance of a Sensorless PMSM: A Nonlinear Luenberger Approach for a Nonobservable System', *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 66, no. 2, pp. 481–496, 2021.
- [10] Y. Zhu, B. Tao, M. Xiao, G. Yang, X. Zhang, and K. Lu, 'Luenberger Position Observer Based on Deadbeat-Current Predictive Control for Sensorless PMSM', *Electronics*, vol. 9, no. 8, 2020.

- [11] R. Raja, T. Sebastian, and M. Wang, 'Online Stator Inductance Estimation for Permanent Magnet Motors Using PWM Excitation', *IEEE Trans. Transp. Electrification*, vol. 5, no. 1, pp. 107–117, 2019.
- [12] R. Demir and D. Gümüşçü, 'Sürekli mıknatıslı senkron motorların hız-algılayıcısız model öngörülü akım kontrolü', *Gazi Üniversitesi Mühendis. Mimar. Fakültesi Derg.*, vol. 40, no. 1, pp. 355–364, 2025.
- [13] K. Urbanski and D. Janiszewski, 'Sensorless Control of the Permanent Magnet Synchronous Motor', *Sensors*, vol. 19, no. 16, Art. no. 16, 2019.
- [14] A. G. Abo-Khalil, A. M. Eltamaly, M. S. Alsaud, K. Sayed, and A. S. Alghamdi, 'Sensorless control for PMSM using model reference adaptive system', *Int. Trans. Electr. Energy Syst.*, vol. 31, no. 2, p. e12733, 2021.
- [15] R. Demir, 'Speed-sensorless Predictive Current Controlled PMSM Drive With Adaptive Filtering-based MRAS Speed Estimators', *Int. J. Control Autom. Syst.*, vol. 21, no. 8, pp. 2577–2586, 2023.
- [16] C. Tuzcu, E. C. Mengüç, R. Demir, and R. İnan, 'Fırçasız doğru akım motorların adaptif filtre tabanlı MRAS ile hız algılayıcısız doğrudan moment kontrolü', *Niğde Ömer Halisdemir Üniversitesi Mühendis. Bilim. Derg.*, vol. 14, no. 2, pp. 680-687, 2025
- [17] R. Demir, R. Yıldız, and M. Barut, 'Speed-sensorless predictive torque control of the IM based on MRAS', *Niğde Ömer Halisdemir Univ. J. Eng. Sci.*, vol. 12, no. 1, pp. 126–133, 2023.
- [18] M. Ünal, R. Demir, E. C. Mengüç, and R. İnan, 'Hafif Elektrikli Araçlar için OC-LMS Tabanlı MUS Kestiricisi Kullanan Hız-Algılayıcısız Doğrudan Moment Kontrollü Fırçasız Doğru Akım Motor Sürücüsü', *Gazi Üniversitesi Fen Bilim. Derg. Part C Tasar. Ve Teknol.*, vol. 13, no. 3, 2025.
- [19] X. Li, Q. Yang, W. Tian, P. Karamanakos, and R. Kennel, 'A Dual Reference Frame Multistep Direct Model Predictive Current Control With a Disturbance Observer for SPMSM Drives', *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 37, no. 3, pp. 2857–2869, 2022.
- [20] S. Bolognani, R. Oboe, and M. Zigliotto, 'Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position', *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 1, pp. 184–191, 1999.
- [21] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford University Press, 1998.
- [22] E. Walach and B. Widrow, 'The least mean fourth (LMF) adaptive algorithm and its family', *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 30, no. 2, pp. 275–283, 1984.

Top-Robot Sisteminin Uyarlamalı Yapay Sinir Ağları Tabanlı Denge Denetimi Adaptive Neural Network Based Balance Control of Ballbot System

Bayram Melih Yılmaz¹, Enver Tatlıcioğlu², Hazin İnci³

¹Elektrik Mühendisliği Bölümü
Manisa Celal Bayar Üniversitesi, Manisa
{melih.yilmaz}@cbu.edu.tr

²Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ege Üniversitesi, İzmir
{enver.tatlicioglu}@ege.edu.tr

³Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Adıyaman Üniversitesi, Adıyaman
{hinci}@adiyaman.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, parametre belirsizlikleri bulunan ve küresel bir top üzerinde dengede durarak hareket eden top-robot sisteminin denge kontrolü için, uyarlamalı yapay sinir ağları temelli yüksek kazançlı bir denetleyici tasarımı sunulmaktadır. Denetim yöntemi, geniş bir uygulama yelpazesinde kullanılabilecek şekilde modelden bağımsız olarak geliştirilmiştir. Sistem dinamiğindeki ve dış bozuculardaki değişken ve zamana bağlı belirsizliklerin bir bölümü, uyarlamalı yapay sinir ağları aracılığıyla çevrim içi olarak tahmin edilip telafi edilmekte, kalan kısmı ise tanh fonksiyonuna dayalı oransal-integral-türevsel (PID) geri besleme yapısı ile bastırılmaktadır. Kapalı çevrim sistemin kararlılığı, Lyapunov temelli analitik yöntemlerle ispatlanmıştır. Önerilen denetleyicinin etkinliği ve performans avantajları, gerçekleştirilen benzetim çalışması ile ortaya konmuştur.

Abstract

In this study, an adaptive neural network-based high-gain controller design is proposed for the balance control of a ballbot system, which moves while maintaining stability on a spherical ball and is subject to parameter uncertainties. The control scheme is developed in a model-independent manner to enable applicability to a wide range of systems. A portion of the time-varying and dynamic uncertainties arising from the system dynamics and external disturbances is estimated online and compensated using adaptive neural networks, while the remaining uncertainties are attenuated through a proportional-integral-derivative (PID) feedback structure based on the tanh function. The closed-loop stability of the system is analytically proven using Lyapunov-based methods. The effectiveness

and performance advantages of the proposed controller are demonstrated through a simulation study.

1. Giriş

Top-robot sistemleri (ballbot), dar alanlarda yüksek manevra kabiliyeti ve çeviklik gerektiren uygulamalarda öne çıkan, küresel bir top üzerinde dengede durarak hareket edebilen yenilikçi robot platformlarıdır. Bu sistemler, özellikle servis robotları, insan-robot etkileşimi, depolama ve lojistik, keşif görevleri, tehlikeli ortamlarda görev yapma ve eğitim amaçlı robotik araştırmalar gibi birçok farklı alanda kullanılmaktadır. Top-robot sistemlerinin avantajları arasında dar alanlarda hareket kabiliyeti, her yönde pürüzsüz geçiş yapabilme, kompakt tasarım, yüksek çeviklik, insanlarla güvenli etkileşim imkânı ve karmaşık yüzeylerde dengede kalabilme yeteneği bulunmaktadır.

Top-robot için tasarlanmış kontrol yöntemleri olarak oransal-integral-türevsel [1] ve lineer kvadratik regülatör (LQR) [2] tabanlı dengeleme kontrolü önerilmiştir. Çok döngülü kontrol yöntemleri arasında, yörünge takibi için iç döngü ve dengeleme için dış döngüden oluşan PI-LQR [3], PD-PID [4] ve çoklu PID [5] yaklaşımları geliştirilmiştir. Belirsizliklerle başa çıkmak amacıyla bulanık mantık tabanlı PID yöntemi [6] ve doğrusal matris eşitsizlikleri tabanlı kontrol [7] yöntemleri önerilmiştir.

Literatürde ayrıca, dış döngüde LQR ve iç döngüde PI denetleyici kullanılan çift döngülü yapılar [8], ters dinamik tabanlı PD denetleyiciler [9] ve kayan kipli denetleyiciler [10] gibi çeşitli model tabanlı kontrol yaklaşımları rapor edilmiştir. Ancak, bu denetleyici tasarımlarının başarımı, dinamik modelin ve parametrelerinin doğruluğuna büyük ölçüde bağlıdır. Bu nedenle, top-robot'un bilinmeyen parametrelerinin kestirilmesi hem kritik bir adım hem de geliştirme sürecindeki en zorlu görevlerden biridir.

Bu çalışmada, parametre belirsizlikleri içeren top-robot sisteminin denge kontrolünü sağlamak amacıyla, uyarlamalı yapay sinir ağları tabanlı yüksek kazançlı bir denetleyici tasarlanmıştır. Sistem modelindeki belirsizliklerin yanı sıra, zemin etkileri ve dış bozuculardan kaynaklanan değişken etkilerin bir bölümü, yapay sinir ağları kullanılarak çevrim içi tahmin edilip telafi edilirken, kalan kısmı ise tanh fonksiyonuna dayalı gürbüz bir denetim bileşeni ile bastırılmaktadır. Kapalı çevrim sistemin kararlılığı, yenilikçi Lyapunov tabanlı yöntemler ile incelenmiş ve denge hatasının yarı küresel nihai bir sınır içerisinde kalacağı garanti edilmiştir. Teorik sonuçlar, MATLAB ortamında gerçekleştirilen top-robot benzetim çalışmaları ile sayısal olarak doğrulanmıştır.

2. Top-Robot Modeli

2.1. Top-robot dinamikleri

Bu çalışmada, [11]'de sunulan modele dayanarak, küçük yönelim açıları varsayımı altında elde edilen genel ayrık (decoupled) bir top-robot modeli ele alınmaktadır. Bağımsız durum kontrol probleminin sunumunu birleştirmek amacıyla, $\Delta(t) \in \mathbb{R}$ değişkeni, yalpa açısı Φ , yunuslama açısı ϑ , sapma açısı ψ 'ye karşılık gelen durum değişkeni olarak tanımlanmıştır. Bu çalışmada ele alınan model özel olarak aşağıdaki şekildedir

$$m(\Delta)\ddot{\Delta}(t) = f(\Delta, \dot{\Delta}, t) + u(t) + d(t). \quad (1)$$

Burada $\Delta(t)$, $\dot{\Delta}(t)$ ve $\ddot{\Delta}(t) \in \mathbb{R}$ sırasıyla durum değişkeni ile onun birinci ve ikinci türevlerini temsil ederken, $m(\Delta) \in \mathbb{R}$ top-robot'un kütlelerini göstermektedir. $f(\Delta, \dot{\Delta}, t)$ bilinmeyen ve doğrusal olmayan dinamik etkileri ifade eden fonksiyon, $u(t) \in \mathbb{R}$ ise ilgili duruma karşılık gelen kontrol girdisidir. $d(t)$ ise yanal eksenlerden ve çevresel etkenlerden kaynaklanan bilinmeyen bozucu etkileri temsil eder. Φ , ϑ , ψ duruş açılarının sırasıyla istenen hedefler $\Phi_d(t)$, $\vartheta_d(t)$, $\psi_d(t)$ ile takibi amaçlanmaktadır. Bu amaçla, $\Phi \rightarrow \Phi_d$, $\vartheta \rightarrow \vartheta_d$, $\psi \rightarrow \psi_d$ hedeflerini sağlamak üzere u_1 , u_2 , u_3 kontrol girdileri tasarlanmaktadır.

3. Hata Sisteminin Geliştirilmesi ve Denetleyici Tasarımı

Denetleyici tasarımının temel amacı, top-robot sistemi için istenen yönelim (duruş) açısına karşılık gelen $\Delta_d(t) \in \mathbb{R}$ hedefinin takibini garanti altına almaktır. Bu hedefin ve birinci, ikinci ve üçüncü zaman türevlerinin zamana bağlı sınırlı fonksiyonlar olduğu varsayılmaktadır. Top-robot'un denetimi için hata işareti olan $e(t) \in \mathbb{R}$ aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$e(t) \triangleq \Delta_d(t) - \Delta(t). \quad (2)$$

Tasarım ve analiz adımlarının kalan kısmının daha net anlaşılabilmesi amacıyla, süzgeçlenmiş hata sinyali $r(t) \in \mathbb{R}$ aşağıdaki biçimde tanımlanmaktadır

$$r(t) \triangleq \dot{e}(t) + \alpha e(t). \quad (3)$$

Burada $\alpha \in \mathbb{R}$ artı bir sabit kazanç olup, yardımcı hata terimi $h(t) \in \mathbb{R}$,

$$h(t) \triangleq \int_0^t r(\sigma) d\sigma \quad (4)$$

olarak tanımlanır. Açık döngü hata sistemine ulaşmak amacıyla, (3)'ün zamana göre türevi alınıp, (1) ve (2) ifadeleri yerine yazılarak aşağıdaki ifadeye ulaşılır

$$m\dot{r} = -\frac{1}{2}\dot{m}r + N - u. \quad (5)$$

Burada kullanılan $N(\Delta_d, \dot{\Delta}_d, \ddot{\Delta}_d, \Delta, \dot{\Delta})$ ifadesi aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$N \triangleq \frac{1}{2}\dot{m}r + m(\ddot{\Delta}_d + \alpha\dot{e}) - f - d. \quad (6)$$

$N(t)$ fonksiyonunun hedeflenen formda yazılmış hali olan $N_d(x_d) \in \mathbb{R}$, $\Delta \rightarrow \Delta_d$, $\dot{\Delta} \rightarrow \dot{\Delta}_d$ olacak şekilde aşağıdaki yapıda tanımlanabilir

$$N_d(x_d(t)) \triangleq m(t)\ddot{\Delta}_d(t) + f(\Delta_d(t), \dot{\Delta}_d(t), t) + d(\Delta_d(t)). \quad (7)$$

Burada $x_d(t) \triangleq [\Delta_d, \dot{\Delta}_d, \ddot{\Delta}_d]^T \in \mathbb{R}^3$ olarak tanımlanır. N_d sınırlı büyüklüklerin bir fonksiyonu olduğundan, $|N_d| \leq \varsigma_0$, $|\dot{N}_d| \leq \varsigma_1$ olarak verilen artı sınırlarla sınırlandırılabilir. N ile hedeflenen değeri N_d arasındaki fark şu şekilde tanımlanır

$$\tilde{N} \triangleq N - N_d. \quad (8)$$

Ortalama Değer Teoremi [12] kullanılarak, (8) aşağıdaki şekilde sınırlandırılabilir

$$|\tilde{N}| \leq \rho(\|\chi\|)\|\chi\| \quad (9)$$

burada $\chi(t) \triangleq [e, r]^T \in \mathbb{R}^2$ birleşik hata vektörünü ve $\rho(\|\chi\|) \in \mathbb{R}$ ise argümanının artan bir fonksiyonunu ifade eder.

Önerme 1 Sinir ağları için evrensel yaklaşım özelliğinden yararlanılarak aşağıdaki ifade yazılabilir [13],

$$N_d \triangleq w^T \sigma + \epsilon. \quad (10)$$

Burada $w(t) \in \mathbb{R}^5$ sabit ağırlık matrisini, $\sigma(x_d) \in \mathbb{R}^5$ aktivasyon fonksiyonunu, $\epsilon(x_d) \in \mathbb{R}$ fonksiyonel yaklaşım hatasını ifade etmektedir. $\bar{\epsilon}$ ifadesi ise $\|\epsilon(x_d)\| < \bar{\epsilon}$ koşulunu sağlayan artı bir sabittir.

Denklem (8) ve (10) ifadelerinden yararlanılarak (5) ifadesi aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir

$$m\dot{r} = -\frac{1}{2}\dot{m}r + \tilde{N} + w^T \sigma + \epsilon - u. \quad (11)$$

Denetim girişi aşağıdaki şekilde tasarlanmıştır

$$u = (k_r + k_n \rho^2)r + k_i h + e + (\beta_1 + \beta_2) \tanh(e) + \dot{w}^T \sigma. \quad (12)$$

Burada k_r , k_n , β_1 , $\beta_2 \in \mathbb{R}$ artı, sabit denetim kazançlarıdır. $\dot{w}(t) \in \mathbb{R}^5$ denetim temsil vektörünün kestirilmiş değerini ifade eder ve aşağıdaki güncelleme kuralı ile elde edilir

$$\dot{\hat{w}} = \Gamma \sigma r - k_1 |e| \Gamma \hat{w}. \quad (13)$$

Burada $\Gamma \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$ sabit, artı tanımlı köşegensel güncelleme kazanç matrisini, $k_1 \in \mathbb{R}$ ise artı, sabit uyum kazancını ifade eder. (12)'de verilen denetim girişi tasarımı (11) ile verilen açık döngü hata sisteminde yerine yazılarak, kapalı döngü hata dinamiklerine ulaşılır

$$m\dot{r} = -\frac{1}{2}\dot{m}r + \tilde{N} - (k_r + k_n \rho^2)r - k_i h - e - (\beta_1 + \beta_2) \tanh(e) + \epsilon + \tilde{w}^T \sigma. \quad (14)$$

Burada $\tilde{w}(t) \triangleq w - \hat{w} \in \mathbb{R}^5$ kestirim hatasını ifade etmektedir.

4. Kararlılık Analizi

Bu bölümde, önceki bölümde sunulan kapalı çevrim sistemin kararlılığı incelenecektir.

Teorem 1 Denklem (12)'de verilen denetleyici ve (13)'de sunulan güncelleme kuralı, tüm işaretlerin kapalı döngüde sınırlı kalmasını ve takip hatasının, denetim kazançları artırılarak küçültülebilecek orijin etrafındaki bir bölgeye yakınsamasını garanti eder [14].

Kanıt 1 Teoremi kanıtlamak için, $V(y, t) \in \mathbb{R}$ ile temsil edilen eksi olmayan bir fonksiyon tanımlanır

$$V \triangleq \frac{1}{2}mr^2 + \frac{1}{2}e^2 + \frac{1}{2}k_i h^2 + \frac{1}{2}\tilde{w}^T \Gamma^{-1} \tilde{w} + S_1 + S_2 \quad (15)$$

burada $y(e, r, h, \tilde{w}, S_1, S_2) \in \mathbb{R}^{10}$ ifadesi aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$y \triangleq [e, r, h, \tilde{w}^T, \sqrt{S_1}, \sqrt{S_2}]^T. \quad (16)$$

(16)'de kullanılan yardımcı fonksiyonlar olan $S_1(t)$, $S_2(t) \in \mathbb{R}$ aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$S_1 \triangleq \delta_1 - P_1 \text{ ve } S_2 \triangleq \delta_2 - P_2 \quad (17)$$

burada $\delta_1, \delta_2 \in \mathbb{R}$ artı sabitlerdir. $P_1(t)$, $P_2(t) \in \mathbb{R}$ ise aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$P_1 \triangleq \int_0^t r(\sigma)[\epsilon(\sigma) - \beta_1 \tanh(e(\sigma))]d\sigma \quad (18)$$

$$P_2 \triangleq -\beta_2 \int_0^t \dot{e}(\sigma) \tanh(e(\sigma))d\sigma. \quad (19)$$

Yardımcı önerme 1'den yararlanılarak, $\beta_2 > 0$ olduğu ve β_1 aşağıda verilen koşulu sağlayacak şekilde ayarlandığında

$$\beta_1 > \frac{1}{\gamma_1}(\bar{\epsilon}_0 + \frac{\bar{\epsilon}_1}{\alpha}) \quad (20)$$

S_1 ve S_2 , \bar{d} bölgesinin boyutunu ayarlar ve $\forall |e| \geq \max\{\bar{d}(\gamma_1), \bar{d}(\gamma_2)\} > 0$ koşulunu sağladığında artı kalacak şekilde doğrulanır. Burada $\gamma_1, \gamma_2 \in \mathbb{R}$ artı tasarım parametrelerini ifade etmektedir.

Yardımcı Önerme 1 Yardımcı fonksiyonlar olan $S_1(t)$ ve $S_2(t)$, $\beta_2 > 0$ olduğu ve β_1 'in (20)'yi sağlamak üzere ayarlandığı durumda, $\forall |e| \geq \max\{\bar{d}(\gamma_1), \bar{d}(\gamma_2)\} > 0$ koşulunda artı olur.

Yardımcı Önerme Kanıt 1 Denklem (3)'den yararlanılarak (18) aşağıdaki şekilde tekrar yazılabilir [15]

$$P_1 = \alpha \int_0^t e(\sigma)[\epsilon(\sigma) - \beta_1 \tanh(e(\sigma))]d\sigma \quad (21)$$

$$+ \int_0^t \frac{de(\sigma)}{d\sigma} \epsilon(\sigma)d\sigma - \beta_1 \int_0^t \frac{de(\sigma)}{d\sigma} \tanh(e(\sigma))d\sigma.$$

İkinci ve üçüncü integraller hesaplandıktan sonra aşağıdaki ifadeye ulaşılır

$$P_1 = \alpha \int_0^t e(\sigma) \left[\epsilon(\sigma) - \frac{1}{\alpha} \frac{de(\sigma)}{d\sigma} - \beta_1 \tanh(e(\sigma)) \right] d\sigma$$

$$+ e(t)\epsilon(t) - \beta_1 (\ln(\cosh(e(t))) + 1))$$

$$+ \beta_1 (\ln(\cosh(e(0)))) + 1 - e(0)\epsilon(0). \quad (22)$$

Burada β_1 terimi eklenip çıkarılmıştır. Basit matematiksel işlemler yapılarak, aşağıdaki ifade elde edilebilir

$$P_1 \leq \alpha \int_0^t |e(\sigma)| \left[|\epsilon(\sigma)| + \frac{1}{\alpha} \left| \frac{de(\sigma)}{d\sigma} \right| - \beta_1 |\tanh(e(\sigma))| \right] d\sigma$$

$$+ |e(t)||\epsilon(t)| - \beta_1 (\ln(\cosh(e(t))) + 1) + \delta_1.$$

Burada $0 \leq e \tanh(e) = |e| |\tanh(e)|$ kullanılmıştır ve δ_1 aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$\delta_1 \triangleq \beta_1 (\ln(\cosh(e(0)))) + 1 - e(0)\epsilon(0). \quad (24)$$

Önerme 1'de verilen üst sınırlar kullanılarak, (23)'ün sağ tarafı daha büyük bir üst sınır ile sınırlandırılabilir

$$P_1 \leq \alpha \int_0^t |e(\sigma)| \left[\bar{\epsilon}_0 + \frac{\bar{\epsilon}_1}{\alpha} - \beta_1 |\tanh(e(\sigma))| \right] d\sigma$$

$$+ \bar{\epsilon}_0 |e(t)| - \beta_1 (\ln(\cosh(e(t))) + 1) + \delta_1. \quad (25)$$

$\gamma_1 < |\tanh(e)|$ sağlandığında veya eşdeğer olarak $|e(t)| > \bar{d}(\gamma_1)$ olduğunda, (25)'in sağ tarafı üstten sınırlandırılabilir

$$P_1 \leq \alpha \int_0^t |e(\sigma)| \left[\bar{\epsilon}_0 + \frac{\bar{\epsilon}_1}{\alpha} - \beta_1 \gamma_1 \right] d\sigma$$

$$+ \bar{\epsilon}_0 |e(t)| - \beta_1 (\ln(\cosh(e(t))) + 1) + \delta_1 \quad (26)$$

ve denetim kazancı β_1 , (20)'de verilen koşulu sağlayacak şekilde seçildiğinde, integral terimi negatif veya sıfır olur. Diğer bir deyişle, $\bar{\epsilon}_0 |e(t)| - \beta_1 (\ln(\cosh(e(t))) + 1) \leq 0$ olur. Bu nedenle $P(t) \leq \delta_1$ her zaman $|e| \geq \bar{d}(\gamma_1) > 0$ için garanti edilir.

Denklem (19) ile tanımlanan P_2 'nin integrali alındığında aşağıdaki sonuç elde edilir

$$P_2 = -\beta_2 \ln(\cosh(e(t))) + \beta_2 \ln(\cosh(e(0)))$$

$$\leq \beta_2 \ln(\cosh(e(0))) \triangleq \delta_2. \quad (27)$$

Bunun sonucu olarak S_2 artı veya sıfır olur.

Top-robot'un kütlelerinin alt ve üst sınırından yararlanılarak (15) ile tanımlanan Lyapunov fonksiyonu, $\forall \|y\| \geq |e| \geq \max\{\bar{d}(\gamma_1), \bar{d}(\gamma_2)\}$ için, aşağıdaki şekilde sınırlandırılabilir

$$\frac{1}{2} \min(1, m_2, k_i) \|y\|^2 \leq V \leq \frac{1}{2} \max(1, m_1, k_i) \|y\|^2. \quad (28)$$

Denklem (15) ile tanıtılan Lyapunov fonksiyonunun türevi alınarak aşağıdaki ifade elde edilir

$$\dot{V} = m\dot{r}\dot{r} + \frac{1}{2}\dot{m}\dot{r}^2 + e\dot{e} + k_i h \dot{h} + \tilde{w}^T \Gamma^{-1} \dot{\tilde{w}} + \dot{S}_1 + \dot{S}_2. \quad (29)$$

Denklemler (3), (13), (14) ile (4) ve (17) ifadelerinin türevleri (29) içerisinde yerine yazılıp, ortak terimler sadeleştirildiğinde aşağıdaki ifadeye ulaşılr

$$\dot{V} = -k_r r^2 - \alpha e^2 + r\tilde{N} - k_n \rho^2 r^2 + k_1 |e| \tilde{w}^T \hat{w} - \beta_2 \alpha e \tanh(e). \quad (30)$$

(9)'dan yararlanılarak aşağıda verilen şekilde bir üst sınır yazılabilir

$$r\tilde{N} - k_n \rho^2 r^2 \leq |r| \|\chi\| - k_n \rho^2 r^2 \leq \frac{1}{4k_n} \|\chi\|^2. \quad (31)$$

Denklem (31) kullanılarak (30) için aşağıdaki şekilde bir üst sınır yazılabilir

$$\dot{V} \leq -\left(\min\{k_r, \alpha\} - \frac{1}{4k_n}\right) \|\chi\|^2 + \frac{1}{4} k_1 \tilde{w}^2 |e| - \beta_2 \alpha e \tanh(e). \quad (32)$$

Burada $\tilde{w}^T \hat{w} = \tilde{w}^T w - \tilde{w}^T \tilde{w} \leq \tilde{w} \|\tilde{w}\| - \|\tilde{w}\|^2 \leq \frac{1}{4} \tilde{w}^2$ ifadesinden yararlanılmıştır. Bu noktada,

$$\frac{1}{4} k_1 \tilde{w}^2 < \beta_2 \alpha |\tanh(e)| \text{ veya } \gamma_2 \triangleq \frac{k_1 \tilde{w}^2}{4\beta_2 \alpha} < |\tanh(e)| \quad (33)$$

ifadesi sağlandığında

$$|e(t)| > \bar{d}(\gamma_2) \quad (34)$$

eşitsizliği sağlanmış olur. Burada $0 \leq e \tanh(e) = |e| |\tanh(e)|$ ifadesinden yararlanılmaktadır. Bu durumda (32) ile verilen ifadenin ikinci satırı negatif olmaktadır. Bu durumda (32) için $\forall \|\chi\| \geq |e| \geq \max\{\bar{d}(\gamma_1), \bar{d}(\gamma_2)\}$ olduğunda aşağıdaki şekilde bir üst sınır yazılabilir

$$\dot{V} \leq -\left(\min\{k_r, \alpha\} - \frac{1}{4k_n}\right) \|\chi\|^2. \quad (35)$$

Denklemler (15) ve (35) kullanılarak $V(t) \in \mathcal{L}_\infty$ gösterilebilir ve böylece $e(t)$ ve $r(t)$ 'nin sınırlı olduğu kanımlanabilir. Standart sinyal takip argümanları kullanılarak kapalı döngü denetim sistemi altında tüm işaretlerin sınırlı olduğu gösterilebilir. Takip hatası $e(t)$ ve $r(t)$ sinyallerinin (15) ve (35) ifadelerinin sağ tarafındaki sabit sınırlara bağlı, tek biçimli yarı küresel nihai bir sınır içinde kalması sağlanır. Böylece, hedeflenen pozisyonun pratik olarak takip edileceği garanti edilmiş olur.

5. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, sunulan sinir ağı tabanlı gürbüz denetim yapısının başarımını değerlendirmek amacıyla, top–robot sistemi üzerinde benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Benzetim çalışmaları için [16]'da verilen dinamik modelden yararlanılmıştır. yz düzlemindeki hareket denklemleri matris formunda aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir

$$M(q_x) \ddot{q}_x + C(q_x, \dot{q}_x) \dot{q}_x + D(\dot{q}_x) + G(q_x) = Q_x \tau_x. \quad (36)$$

Burada $q_x = [y_k \ \theta_x]^T$ durum vektörü olup, θ_x gövdenin x eksenine etrafındaki eğim açısını, y_k ise topun y yönündeki konumunu göstermektedir. τ_x sanal tekerlek tarafından topa x eksenine

etrafında uygulanan sanal torku ifade etmektedir. Model bileşenleri aşağıdaki şekilde tanımlanır

$$M(q_x) = \begin{bmatrix} J_k + \frac{J_w}{r_w^2} + M_k + M_b & M_b l \cos \theta_x - \frac{J_w r_k}{r_w^2} \\ M_b l \cos \theta_x - \frac{J_w r_k}{r_w^2} & J_b + M_b l^2 + \frac{J_w r_k^2}{r_w^2} \end{bmatrix},$$

$$C(q_x, \dot{q}_x) = \begin{bmatrix} 0 & -M_b l \sin \theta_x \dot{\theta}_x \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad G(q_x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -M_b g l \sin \theta_x \end{bmatrix},$$

$$D(\dot{q}_x) = \begin{bmatrix} B_{vk} \dot{y}_k \\ 0 \end{bmatrix}, \quad Q_x = \begin{bmatrix} \frac{1}{r_w} \\ -\frac{r_w}{r_k} \end{bmatrix}.$$

Modelde kullanılan başlıca parametreler, tekerlek zenit açısı $\alpha = 45^\circ$, tekerlekler arası açı $\beta = 120^\circ$, yerçekimi ivmesi $g = 9.82 \text{ m/s}^2$, top yarıçapı $r_k = 0.115 \text{ m}$, top kütlesi $M_k = 0.426 \text{ kg}$, top atalet momenti $J_k = 0.011 \text{ kg-m}^2$, gövde kütlesi $M_b = 2.160 \text{ kg}$, gövde atalet momenti $J_b = 0.074 \text{ kg-m}^2$, omni-tekerlek kütlesi $M_w = 0.127 \text{ kg}$, yarıçapı $r_w = 0.050 \text{ m}$, atalet momenti $J_w = 0.429 \text{ kg-m}^2$, top–zemin viskoz sürtünme katsayısı $B_{vk} = 49.849 \text{ N/(m/s)}$, tork katsayısı $G = 8.4406 \text{ kg-m}^2$ ve top merkezinden gövde kütle merkezine olan mesafe $l = 0.197 \text{ m}$ şeklindedir. Ayrıca, xz düzlemi yz düzlemi ile aynı dinamiklere sahip olup yalnızca gösterimi farklıdır. xy düzlemindeki dönme dinamiği ise,

$$J_k r_k r_w \ddot{\theta}_z = \frac{\tau_z}{J_k J_z r_w^2 + 3(J_k + J_z) J_w r_k^2 \sin^2 \alpha} \quad (37)$$

olarak ifade edilir. Burada J_z gövdenin z eksenine etrafındaki atalet momentini, τ_z ise ilgili eksen etrafındaki sanal torku ifade etmektedir.

Hedef referans $\theta_x^{\text{ref}}(t) = 0.05 \sin(\pi t)$, $\theta_y^{\text{ref}}(t) = 0$, $\theta_z^{\text{ref}}(t) = 0$ ve başlangıç koşulları $\theta_x(0) = 0.03 \text{ rad}$, $\theta_y(0) = 0.02 \text{ rad}$ ve $\theta_z(0) = 0 \text{ rad}$ olarak seçilmiştir.

Denetleyici kazançları $(k_r + k_n \rho_2) = 20$, $k_i = 10$, $\beta_1 + \beta_2 = 5$ ve $\alpha = 10$ ve uyarılma kazançları $\Gamma = 200$, $k_1 = 2$ olarak ayarlanmıştır. Aktivasyon fonksiyonu olarak $\frac{e^x - e^{-x}}{e^x + e^{-x}}$ fonksiyonu kullanılırken sinir ağı yapısı tek katmanlı olarak oluşturulmuştur. Kestirilen ağırlıkların başlangıç değerleri 0 olarak ayarlanmıştır.

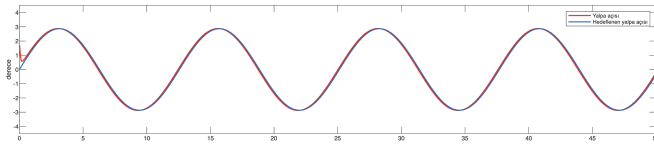
Benzetim sonuçları Şekiller 1–3 ile sunulmuştur. Şekil 1'de gerçek ve hedeflenen yalpa (*roll*) açısı, Şekil 2'de gerçek ve hedeflenen yunuslama (*pitch*) açısı, ve Şekil 3'de ise gerçek ve hedeflenen sapma (*yaw*) açısı verilmiştir. Şekiller 4–6 ise sırasıyla *roll*, *pitch* ve *yaw* açılarının kontrol girişlerini (u_1, u_2, u_3) göstermektedir.

Şekiller 1–3 incelendiğinde, her üç eksen için de gerçek açının hedeflenen açı değerini başarıyla takip ettiği görülmektedir. Özellikle, model belirsizlikleri ve sistem parametrelerindeki değişimlere rağmen takip performansının korunduğu gözlenmektedir.

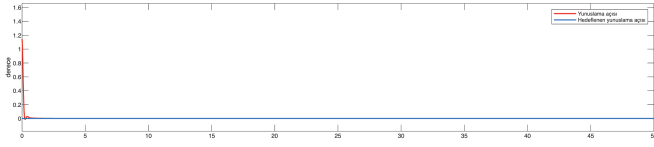
Şekiller 4–6 incelendiğinde, kontrol girişlerinin u_1, u_2, u_3 tork sinyalleri olduğu ve her ekseninde kontrolcü tarafından uygun şekilde üretildiği görülmektedir. Bu girişlerin büyüklük ve değişim hızlarının, sistemin kararlılığını koruyacak şekilde sınırlandırıldığı ve ani sıçramaların önleildiği gözlenmektedir.

6. Sonuçlar

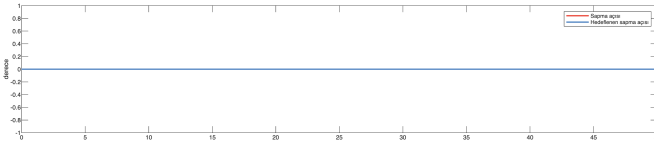
Bu çalışmada, parametre belirsizlikleri bulunan top–robot sisteminin denge kontrolü için, uyarlamalı yapay sinir ağıları tabanlı



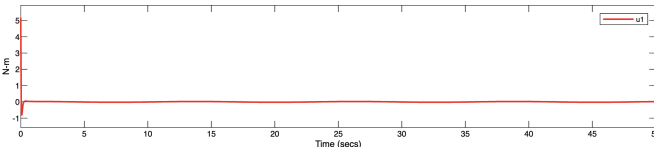
Şekil 1: Gerçek ve hedeflenen yalpa açısı



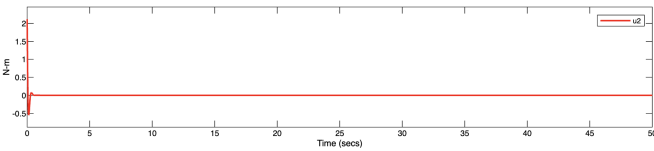
Şekil 2: Gerçek ve hedeflenen yunuslama açısı



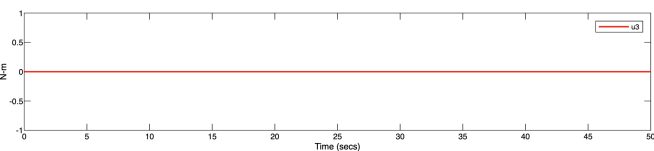
Şekil 3: Gerçek ve hedeflenen sapma açısı



Şekil 4: Yalpa açısı kontrol girişi



Şekil 5: Yunuslama açısı kontrol girişi



Şekil 6: Sapma açısı kontrol girişi

yüksek kazançlı bir denetleyici önerilmiştir. Önerilen denetim yapısı, sistem dinamiğindeki ve dış bozuculardaki zamana bağlı değişken belirsizliklerin bir kısmını yapay sinir ağları aracılığıyla çevrim içi tahmin edip telafi ederken, kalan kısmını ise tanh fonksiyonuna dayalı oransal-integral-türevsel geri besleme ile bastırmaktadır. Kapalı çevrim sistemin kararlılığı, Lyapunov temelli analiz ile garanti altına alınmış ve hata işaretinin tek biçimli yarı küresel nihai bir bant içinde kalacağı gösterilmiştir. Gerçekleştirilen benzetim çalışmaları, önerilen denetleyicinin dengeyi başarıyla sağladığını ortaya koymuştur.

Her ne kadar önerilen denetleyici, simülasyonlarda umut verici bir performans sergilese de, donanım üzerinde gerçek zamanlı uygulaması, hesaplama gereksinimleri ve sensör gürültüsü ile eyleyici kısıtları gibi modellenmemiş faktörler yüzünden sınırlı olabilir. Gelecekteki çalışmalarda, fiziksel bir top-robot sistemi üzerinde deneysel doğrulama çalışması yapılması hedeflenmektedir. Ayrıca, tasarlanan denetleyici iç döngüde robotun dengelenmesinde kullanılırken, bir dış döngü denetleyicisi de robotun konumunu kontrol edecektir.

7. Teşekkür

Bu çalışma, Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK) tarafından 2218 (proje no:123C187) Yurtiçi doktora sonrası araştırma programı ile desteklenmiştir. Projeye verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürlerimizi sunarız.

8. Kaynakça

- [1] Hew Yeong Han, Tiong Yih Han, and Hudyjaya Siswoyo Jo, "Development of omnidirectional self-balancing robot," in *2014 IEEE international symposium on robotics and manufacturing automation (ROMA)*. IEEE, 2014, pp. 57–62.
- [2] Ching-Chih Tsai, Cheng-Kai Chan, and Lung-Chun Kuo, "Lqr motion control of a ball-riding robot," in *2012 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM)*. IEEE, 2012, pp. 861–866.
- [3] Umashankar Nagarajan, George Kantor, and Ralph Hollis, "The ballbot: An omnidirectional balancing mobile robot," *The International Journal of Robotics Research*, vol. 33, no. 6, pp. 917–930, 2014.
- [4] Bhaskar Vaidya, Michael Shomin, Ralph Hollis, and George Kantor, "Operation of the ballbot on slopes and with center-of-mass offsets," in *2015 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*. IEEE, 2015, pp. 2383–2388.
- [5] Umashankar Nagarajan, George Kantor, and Ralph L Hollis, "Trajectory planning and control of an underactuated dynamically stable single spherical wheeled mobile robot," in *2009 IEEE International Conference on Robotics and Automation*. IEEE, 2009, pp. 3743–3748.
- [6] Chih-Hui Chiu and Wen-Ru Tsai, "Design and implementation of an omnidirectional spherical mobile platform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1619–1628, 2014.
- [7] Rafael A Garcia-Garcia and Manuel Arias-Montiel, "Linear controllers for the nxt ballbot with parameter variati-

- ons using linear matrix inequalities [lecture notes],” *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 36, no. 3, pp. 121–136, 2016.
- [8] Tom B Lauwers, George A Kantor, and Ralph L Hollis, “A dynamically stable single-wheeled mobile robot with inverse mouse-ball drive,” in *Proceedings 2006 IEEE International Conference on Robotics and Automation, 2006. ICRA 2006*. IEEE, 2006, pp. 2884–2889.
 - [9] Ali Nail Inal, Ömer Morgül, and Uluc Saranlı, “A 3d dynamic model of a spherical wheeled self-balancing robot,” in *2012 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. IEEE, 2012, pp. 5381–5386.
 - [10] Dinh Ba Pham and Soon-Geul Lee, “Hierarchical sliding mode control for a two-dimensional ball segway that is a class of a second-order underactuated system,” *Journal of Vibration and Control*, vol. 25, no. 1, pp. 72–83, 2019.
 - [11] Hyo-Geon Jang, Chang-Ho Hyun, and Bong Seok Park, “Virtual angle-based adaptive control for trajectory tracking and balancing of ball-balancing robots without velocity measurements,” *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, vol. 37, no. 8, pp. 2204–2215, 2023.
 - [12] Hassan K Khalil, *Control of Nonlinear Systems*, Prentice Hall, New York, NY, 2002.
 - [13] Li-Xin Wang and Jerry M Mendel, “Fuzzy basis functions, universal approximation, and orthogonal least-squares learning,” *IEEE Transactions on Neural Networks*, vol. 3, no. 5, pp. 807–814, 1992.
 - [14] Gökhan Şahan and Derya Özdemir, “Uniform asymptotic and input to state stability by indefinite lyapunov functions,” *European Journal of Control*, p. 100945, 2024.
 - [15] Janset Dasdemir and Erkan Zergeroglu, “A new continuous high-gain controller scheme for a class of uncertain nonlinear systems,” *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol. 25, no. 1, pp. 125–141, 2015.
 - [16] Mahmoud A Alyousify, Hossam S Abbas, Mohamed MM Hassan, and Mohamed H Amin, “Parameter identification and control of a ball balancing robot,” in *2022 8th International Conference on Mechatronics and Robotics Engineering (ICMRE)*. IEEE, 2022, pp. 91–97.

İkinci Mertebeden Doğrusal Olmayan Sistemler için Uyarlamalı Dayanıklı PD Kontrolcü Tasarımı ve Dört Kanatlı İHA Yönelim Kontrolüne Uygulanması

Design of Adaptive Robust PD Controller for Second-Order Nonlinear Systems and Its Application to Quadrotor UAV Attitude Control

Tolga Ulutaş^{1,2}, Fatih Adıgüzel², Onur Akbatı³

¹ Araştırma ve Geliştirme Bölümü
Netaş Telekomünikasyon A.Ş., İstanbul
tolgau@netas.com.tr

² Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul
tolga.ulutas@std.yildiz.edu.tr, fatih.adiguzel@yildiz.edu.tr

³ Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul
oakbati@itu.edu.tr

Özetçe

Oransal-Türev (PD) kontrol tekniği, kolay uygulanabilirliği ve geniş kullanım alanı nedeniyle birçok mühendislik uygulamasında tercih edilmektedir. Ancak, gerçek zamanlı uygulamalarda karşılaşılan sistemlerin doğrusal olmayan ve karmaşık dinamiklere sahip olması, bu yöntemin tek başına yetersiz kalmasına neden olmaktadır. Bu çalışmada, ikinci mertebeden bir sınıf doğrusal olmayan dinamik sistemler için bir uyarlamalı dayanıklı PD kontrol tasarımı sunulmaktadır. Tasarım sürecinde geri adımlama yöntemi ile uyarlamalı dayanıklı PD kontrol yapısı birleştirilmiştir. Önerilen uyarlama kuralı, PD kontrolcü kazançlarını çevrim içi olarak optimize ederken hata toleranslı, eyleyici verimliliği gibi pratik sınırlamalar da göz önünde bulundurulmuştur. Geliştirilen kontrol yapısı, dört kanatlı bir İHA'da yönelim kontrolü amacıyla uygulanmıştır ve zamanla değişen referans sinyallerinin başarılı şekilde takip edildiği benzetim sonuçları elde edilmiştir.

Abstract

Proportional-Derivative (PD) control technique is widely preferred in many engineering applications due to its ease of implementation and wide applicability. However, in real-time applications, the nonlinear and complex dynamics of practical systems often render this method insufficient when used alone. In this study, an adaptive robust PD control design is proposed for a class of second-order nonlinear dynamical systems. The proposed control structure integrates the backstepping approach with an adaptive robust PD control scheme. The adapta-

tion law optimizes the PD controller gains online while considering practical constraints such as fault tolerant and actuator efficiency. The developed control strategy is implemented for the attitude control of a quadrotor UAV, and simulation results demonstrate successful tracking of time-varying reference signals.

1. Giriş

PID kontrol yöntemleri (PI, PD ve PID), günümüzde en etkili kontrol teknikleri arasında yer almakta olup, sistemin matematiksel modeline ihtiyaç duymadan uygulanabilmeleri, kararlı hâl hatalarını giderebilecek integral bileşenlerine sahip olmaları ve türev bileşeni ile sistemin ilerideki durumlarını kestirecek gerekli aksiyonları alabilmeleri nedeniyle endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır [1, 2]. Literatürde, PID üzerine yapılan çalışmalar çoğunlukla doğrusal sistemler üzerinde gerçekleştirilmiştir [1]. PID kontrolcüler yaygın olarak kullanılmakla birlikte, kazanç değerleri çoğu zaman doğrusallaştırılmış sistem dinamiği üzerinden klasik tekniklerle belirlenmektedir [2]. Bu problemi çözmek amacıyla Ziegler-Nichols ve Cohen-Coon gibi kazanç optimizasyon yöntemleri geliştirilmiştir. Ancak doğrusal olmayan ve parametreleri değişken sistemlerde klasik PID kontrolcülerin performansı sınırlıdır. Doğrusal olmayan sistemler için kontrol tasarımı, özellikle gerçek zamanlı uygulamalarda klasik PID kontrol yöntemlerinin yetersiz kaldığı durumlarda önem kazanmaktadır.

Bu sınırlamaları aşmak için uyarlamalı kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Uyarlamalı kontrol, sistem parametrelerini çevresel koşullara ve sistemdeki değişikliklere göre otomatik olarak ayarlayarak performansı artırmayı amaçlamaktadır [3].

Uyarlamalı kontrol üç ana alt dala ayrılmaktadır: kazanç planlama tabanlı uyarlamalı kontrol, model referanslı uyarlamalı kontrol (MRAC) ve kendini ayarlayan uyarlamalı kontrol [4, 5]. Kazanç planlama tabanlı uyarlamalı kontrolde, sistemin farklı çalışma durumları ve model değişiklikleri göz önüne alınarak kontrol kazançları önceden belirlenmiş bir plan doğrultusunda uyarlanır. Kazançlar, LQR gibi optimal teknikle veya bulanık mantık kontrol yöntemleri ile hesaplanabilmektedir [6, 7]. Ancak sistemin tüm çalışma bölgesi incelenemediğinden çalışma bölgesi dışında kullanıldığında etkisiz kalmaktadır. Model referanslı uyarlamalı kontrolde ise sistem çıkışı, önceden tanımlanmış bir referans modeline uyumlu hâle getirilmektedir [8]. MIT kuralı bu yaklaşımın temel örneklerinden biridir [9], ancak kararlılık garantisi sınırlıdır; bu nedenle modern MRAC yöntemleri geliştirilmiştir [8, 10]. Kendini ayarlayan uyarlamalı kontrol yöntemlerinde ise kontrolcü parametreleri çevrim içi olarak güncellenir ve sistemin performans veya kararlılık kriterlerine ulaşması sağlanmaktadır [4].

Doğrusal olmayan sistemlerde kararlılık değerlendirmesi klasik yöntemlerle yapılamaz; bu nedenle Lyapunov yöntemi sıklıkla kullanılmaktadır [11, 12, 14]. Temel geri adımlamalı kontrol ise doğrusal olmayan sistemler için yinelemeli kontrolcü tasarımı olanak sağlamaktadır ve tüm sistem dinamiğinde ilk dinamikten kontrol sinyali ile eşleşen dinamiğe kadar her dinamik kararlı hale getirilir ve sanal kontrol sinyalleri yardımıyla kademeli olarak yeni kontrol sinyalleri oluşturulur [13]. Diğer taraftan, doğrusal olmayan sistemler için uyarlamalı doğrusal kontrol yöntemleri Lyapunov kararlılık analizleri yardımıyla literatürde tasarlanmıştır. Yongduan ve arkadaşları sistemdeki eyleyici hatalarını dikkate alarak uyarlamalı PI kontrolcü tasarlamış kontrolün sağlanabileceğini göstermiştir [11]. Uyarlamalı ve dayanıklı PD kontrol yöntemlerinin etkinliği, İHA sistemlerinde yapılan çalışmalarda da gösterilmiştir. Xun'un çalışmasında ise, dört kanatlı İHA'nın bir kanadına hasar verilmiş ve Yongduan'ın hata modeline benzer bir yöntem uygulanmıştır [12]. İmran tarafından yapılan bir başka çalışma da ise sisteme gelecek ani aktuatör bozulmaları üzerine çalışılmış ve başarılı sonuçlar alınmıştır [14].

Bu çalışmada [11] çalışmasından esinlenilerek bir uyarlamalı dayanıklı PD kontrolcü yapısı ele alınmaktadır ve Lyapunov tabanlı uyarlama kuralları ile PD kontrolcü kazançları çevrim içi güncellemektedir. Geri adımlamalı kontrol yapısı ile ise ikinci mertebeden zincir entegratör yapısına sahip doğrusal olmayan sistemlerde iç döngü ve dış döngü kararlı kalıcı kontrol yapısı oluşturulmaktadır. Önerilen mimarinin Lyapunov anlamında düzgün sınırlı kararlı olduğu gösterilmiştir ve bir İHA sisteminde yönelim kontrolü amaçlı başarılı benzetim çalışmaları yapılmıştır.

2. Sistem Dinamiği ve Problem Tanımı

Tanım 1. Doğrusal olmayan terimler $f(x)$ fonksiyonu olarak gösterilmiş olup, $K_u \geq 0$ bilinmeyen katsayı ve $A(x, t) \geq 0$ bilinen bir fonksiyon ile aşağıdaki şekilde sınırlandırılabilir:

$$|f(x)| \leq K_u A(x, t). \quad (1)$$

Tanım 2. Kontrol girişi kazancı $g(x)$ aşağıdaki aralıkta tanımlanmıştır:

$$\underline{g} < |g(x)| < \bar{g}, \quad \underline{g} > 0 \quad (2)$$

İkinci mertebeden zincir entegratör formunda bulunan doğrusal olmayan bir sisteme ait dinamikler (4)'de verilmiştir.

$$\dot{x}_1(t) = x_2(t) \quad (3)$$

$$\dot{x}_2(t) = f(x) + g(x)u_a(t) \quad (4)$$

Bu sistem içerisinde yer alan doğrusal olmayan ifadeler $f(x)$ fonksiyonu içerisinde gösterilmektedir. Sistemde bulunan eyleyicinin sisteme etkisi $g(x)$ fonksiyonu içerisinde gösterilmektedir.

Sisteme uygulanacak olan kontrol girişi, sistemdeki verimliliğin düşük olmasından, yıpranan parçalardan etkilenebilmektedir. Sisteme uygulanan giriş sinyali içerisinde bulunan bu parçaları içeren yapı (5) içerisinde gösterilmektedir.

$$u_a = p(t)u(t) + u_r(t) \quad (5)$$

Tanım 3. Denklem (5)'de yer alan p , eyleyici etkinlik katsayısını temsil etmektedir ve aşağıdaki aralıkta tanımlıdır:

$$0 < \underline{p} \leq p(t) \leq \bar{p} \leq 1 \quad (6)$$

Tanım 4. Denklem (5)'te yer alan u_r , sisteme giriş sırasında eklenen bozucuyu temsil etmektedir ve

$$|u_r(t)| \leq \bar{u}_r \quad (7)$$

şeklinde sınırlı yazılabilmektedir.

3. Kontrolcü Tasarımı

Bu kısımda geri adımlama kontrolcü tabanlı uyarlamalı dayanıklı PD kontrolcü tasarımı tanıtılmaktadır. Kontrolcü tasarımlarına başlamadan önce hata sinyali:

$$z_1 = x_1 - x_d \quad (8)$$

şeklinde tanımlanmıştır, burada x_d değişkeni x_1 durumunun referansını ifade etmektedir. (8) denkleminin zamana göre türevi (9) denkleminde verilmiştir.

$$\dot{z}_1 = x_2 - \dot{x}_d \quad (9)$$

x_1 durumunu istenen hedefe götürmek için tanımlanan z_1 sinyalinin kararlılığı için

$$V_1 = \frac{z_1^2}{2} \quad (10)$$

pozitif tanımlı Lyapunov fonksiyonu tanımlanmaktadır. (10)'da tanımlanmış olan Lyapunov fonksiyonunun türevi

$$\dot{V}_1 = z_1 \dot{z}_1 \quad (11)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. İkinci yardımcı hata sinyali

$$z_2 = x_2 - \dot{x}_d + c_1 z_1 \quad (12)$$

şeklinde oluşturulmuştur. Bu ifade içerisinde tanımlanan c_1 kontrolcü kazancıdır. (9) ifadesi (12) ile birleştirildiğinde

$$\dot{z}_1 = z_2 - c_1 z_1 \quad (13)$$

elde edilmektedir. Denklem (12) içerisinde verilen ifade (11) içerisinde yerine konulduğunda

$$\dot{V}_1 = -c_1 z_1^2 + z_1 z_2 \quad (14)$$

denklemleri elde edilmektedir. z_2 yardımcı kontrol sinyalinin de Lyapunov anlamında kararlı olduğunu göstermek adına

$$V_2 = V_1 + \frac{z_2^2}{2} \quad (15)$$

aday Lyapunov fonksiyonu tanımlanmıştır. Bu fonksiyonun türevi

$$\dot{V}_2 = \dot{V}_1 + z_2 \dot{z}_2 = c_1 z_1^2 + z_1 z_2 + z_2 \dot{z}_2 \quad (16)$$

içerisinde gösterilmiştir. (16)'da tanımlanmış olan Lyapunov fonksiyonu ile (4) birleştirildiğinde

$$\dot{V}_2 = -c_1 z_1^2 + z_2(f + g p_u + g u_r + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d + z_1) \quad (17)$$

elde edilmiştir. \dot{V}_2 içinde bulunan u kontrol sinyali

$$u = -z_2 T - z_2 \beta_T \quad (18)$$

içerisinde gösterildiği gibi tanımlanmıştır. Bu kontrol sinyali içerisinde bulunan T sabit kontrolcü kazancını, β_T ise tasarımı verilecek uyarılama kuralına göre atanacak kontrol kazancını ifade etmektedir. Denklem (17) ve (18) birleştirildiğinde

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -c_1 z_1^2 - z_2^2 T g p - z_2^2 \beta_T g p \\ & + z_2(f + g u_r + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d + z_1) \end{aligned} \quad (19)$$

elde edilmiştir. Denklem (19) ile gösterilmekte olan ifade yeniden düzenlendiğinde

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -c_1 z_1^2 - z_2^2 T g p - z_2^2 \beta_T g p \\ & + z_2(f + g u_r + z_1 + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d) \end{aligned} \quad (20)$$

şeklinde elde edilmektedir. Bu ifade içerisindeki parantezin içindeki kısım Tanım 1 ve Tanım 2 kullanılarak aşağıdaki gibi sınırlandırılmıştır:

$$\begin{aligned} |f + g u_r + z_1 + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d| & \leq \bar{g} \bar{u}_r \\ & + K_u A(x, t) + z_1 + c_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_d \leq SY(x, t). \end{aligned} \quad (21)$$

Eşitsizlik (21) içerisinde belirtilen eşitsizliklerin sağlanabilmesi için gerekli

$$Y(x, t) = 1 + A(x, t) + |z_1| + |\dot{z}_1| + |\ddot{x}_d| \quad (22)$$

fonksiyonu şeklinde tanımlanmıştır. Eşitsizlik (21)'in içerisinde belirtilen eşitsizliklerin sağlanabilmesi için gerekli S katsayısı

$$S = \bar{g} \bar{u}_r + K_u + 1 + c_1 \quad (23)$$

ile tanımlanmıştır ancak sistemdeki belirsizliklerden ötürü S katsayısının tam değeri belirlenmemektedir. Sistemde uyarılmalı olarak değişecek olan kazanç katsayısı

$$\beta_T = \hat{S} \frac{Y^2}{Y|z_2|+l} \quad (24)$$

ile gösterilmektedir. (24) içerisinde belirtilen \hat{S} terimi bilinmeyen S katsayısına ait kestirim sinyalini ifade etmektedir, aynı ifade içerisindeki l değeri yeterince küçük pozitif bir değer olarak atanmıştır.

Tasarım devamında, (20), (21) ve (24) birleştirilip ve Tanım 2 ve Tanım 3 kullanılarak \dot{V}_2 ifadesi

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 \leq & -c_1 z_1^2 - z_2^2 T g p - z_2^2 g p \hat{S} \frac{Y^2}{Y|z_2|+l} + \frac{z_2 Y S (Y z_2 + l)}{(Y|z_2|+l)} \\ = & -c_1 z_1^2 - z_2^2 T g p - z_2^2 g p \hat{S} \frac{Y^2}{Y|z_2|+l} \\ & + z_2^2 \frac{SY^2}{Y|z_2|+l} + z_2 \frac{SYl}{Y|z_2|+l} \end{aligned} \quad (25)$$

olarak düzeltilmiştir. (25)'te gösterilen son terim l değerinin yeterince küçük seçilebilir olmasından dolayı

$$\dot{V}_2 \leq -c_1 z_1^2 - z_2^2 T g p + z_2^2 Y^2 \frac{(S - \hat{S} g p)}{Y|z_2|+l} + Sl \quad (26)$$

ifadesindeki son terim Sl olarak sadeleştirilmiştir. Lyapunov anlamında sistemin kararlı olabilmesi adına (26) içinde tanımlı olan $(S - \hat{S} g p)$ ifadesinin kaldırılması gerekmektedir. Bu amaçla

$$D = S - \hat{S} g p, \quad (27)$$

eşitliği gösterilen D değişkeni tanımlanmıştır. D değişkeninin türevi

$$\dot{D} = \dot{S} - \dot{\hat{S}} g p = -\dot{\hat{S}} g p \quad (28)$$

ile tanımlanmıştır. Yeni tanımlanan D değişkeninin Lyapunov kararlılık analizine eklenmesi için

$$V_{Adp} = \frac{D^2}{2\sigma g p} \quad (29)$$

şeklinde bir fonksiyonu tanımlanmıştır. (29) içerisinde belirtilen σ değişkeni D değişkeninin uyarılama hızını belirlemektedir. (29) içerisinde tanımlanan pozitif tanımlı fonksiyonunun türevi

$$\dot{V}_{Adp} = \frac{D\dot{D}}{\sigma g p} \quad (30)$$

elde edilmektedir ve bu ifade (28) ile birleştirildiğinde

$$\dot{V}_{Adp} = -\frac{D\dot{\hat{S}}}{\sigma} \quad (31)$$

halini almaktadır. (15)'te tanımlanan Lyapunov fonksiyonuna (29) fonksiyonunun eklenmesi ile

$$V_F = \frac{1}{2} z_1^2 + \frac{1}{2} z_2^2 + \frac{D^2}{2\sigma g p} \quad (32)$$

ikinci mertebeden sistem için aday Lyapunov fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır. Bu fonksiyonun türevi ise

$$\begin{aligned} \dot{V}_F = & \dot{V}_2 + \dot{V}_{Adp} \\ \leq & -c_1 z_1^2 - z_2^2 T g p + z_2^2 Y^2 \frac{(S - \hat{S} g p)}{Y|z_2|+l} + Sl - \frac{D\dot{\hat{S}}}{\sigma} \end{aligned} \quad (33)$$

ile belirtildiği gibi olmaktadır. Uyarılama kuralını oluşturmak için $\dot{\hat{S}}$ değişkeni

$$\dot{\hat{S}} = \sigma \left(\frac{Y^2 z_2^2}{Y|z_2|+l} - \gamma \hat{S} \right) \quad (34)$$

ile tasarlanmıştır. İfadeler (27) ve (34) kullanılarak (33) denklemi yeniden düzenlenip gerekli sadeleştirmeler yapıldığında,

$$\dot{V}_F \leq -c_1 z_1^2 - Tg p z_2^2 + \gamma D \hat{S} + Sl \quad (35)$$

elde edilmiştir. (27) denklemi kullanılarak ifade (35) içerisinde bulunan $D\hat{S}$ yerine $D\hat{S} \leq \frac{S^2 - D^2}{2gp}$ yazıldığında

$$\dot{V}_F \leq -c_1 z_1^2 - Tg p z_2^2 - \gamma \frac{D^2}{2gp} + \gamma \frac{S^2}{2gp} + Sl \quad (36)$$

elde edilmiştir. Bu noktada, Lyapunov fonksiyonunun türevi sonlu zamanda sınırlı kalacağı gösterilebilmektedir. (36) eşitsizliği ile tanımlanan V_F fonksiyonu V_F fonksiyonuna bağlı olarak

$$\dot{V}_F \leq -H_1 V_F + H_2 \quad (37)$$

ile gösterildiği gibi ifade edilebilmektedir. Bu ifade de

$$H_1 = \max \left(c_1, Tg p, \frac{\gamma}{2} \right) \quad (38)$$

ve

$$H_2 = Sl + \gamma \frac{S^2}{2} \quad (39)$$

olarak tanımlanmıştır. Önerilen kontrolcüye ait Lyapunov fonksiyonu zamana göre çözüldüğünde

$$V_F \leq e^{-H_1 t} V_F(0) + \frac{H_2}{H_1} \quad (40)$$

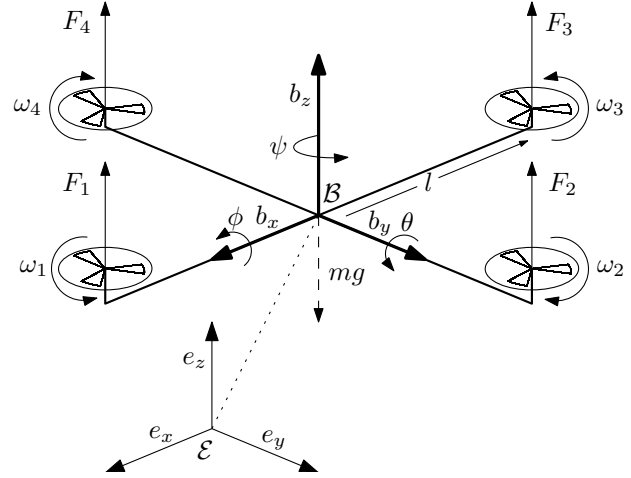
olarak çıkmaktadır. Bu yaklaşım ile Lyapunov fonksiyonu enerjisi belirli bir bölge içerisinde kaldığı garanti edilmektedir. Bu ispat ile beraber önerilen kontrolcü altında (3)-(4) ile tanımlanan sistem dinamiğinin UUB (Ultimately Uniformly Bounded) olduğu gösterilmiştir. z_2 durumu için referans yörünge \hat{x}_d olarak düşünülürse, (18)'de tasarlanan kontrol giriş sinyalindeki ana bileşen olan (12)'de tanımlanan z_2 sinyalinin kapalı formda PD yapısında olmasından dolayı önerilen kontrolcü uyarlamalı dayanaklı PD kontrolcüsü olarak adlandırılmaktadır.

4. İHA Modeli ve Yönelim Kontrolü

Bu alt başlıkta, önerilen uyarlamalı dayanaklı PD kontrol yönteminin uygulanabilirliğini göstermek için bir İHA sisteminde yönelim kontrolü amacıyla tasarımlar tekrar gerçekleştirilmiştir. İHA doğrusal olmayan dinamik modeli, Newton-Euler yöntemi kullanılarak türetilmiştir. Dört kanatlı İHA'nın geometrisi ve ilgili referans çerçeveleri Şekil 1'de verilmiştir. İHA'nın yönelim dinamiği [15, 16]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ \dot{p} \\ \dot{\theta} \\ \dot{q} \\ \dot{\psi} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p + q \sin \phi \tan \theta + r \cos \phi \tan \theta \\ \frac{J_y - J_z}{J_x} q r + \frac{U_1}{J_x} \\ q \cos \phi - r \sin \phi \\ \frac{J_z - J_x}{J_y} p r + \frac{U_2}{J_y} \\ q \sin \phi \sec \theta + r \cos \phi \sec \theta \\ \frac{J_x - J_y}{J_z} p q + \frac{U_3}{J_z} \end{bmatrix} \quad (41)$$

olarak elde edilebilmektedir. Denklem (41)'de gösterilen ϕ , θ , ve ψ değişkenleri yuvarlanma, yunuslama ve dönme açılarını göstermektedir. Yuvarlanma açısı $-\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}$, yunuslama açısı $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ ve dönme açısı $-\pi < \psi < \pi$ olarak tanımlanmıştır. Denklemde tanımlanan p , q , ve r değişkenleri



Şekil 1: Dört Kanatlı İnsansız Hava Aracı Yönelim Modeli.

sırasıyla yuvarlanma, yunuslama ve dönme eksenlerine ait açısal hızları ifade etmektedir. Dört kanatlı bir insansız hava aracında 3 eksen için sisteme giriş olarak U_1 , U_2 , ve U_3 değişkenleri kullanılmaktadır. Denklemde tanımlanan J_x , J_y ve J_z değişkenleri x , y ve z eksenlerindeki eylemsizlik momentlerini temsil etmektedir.

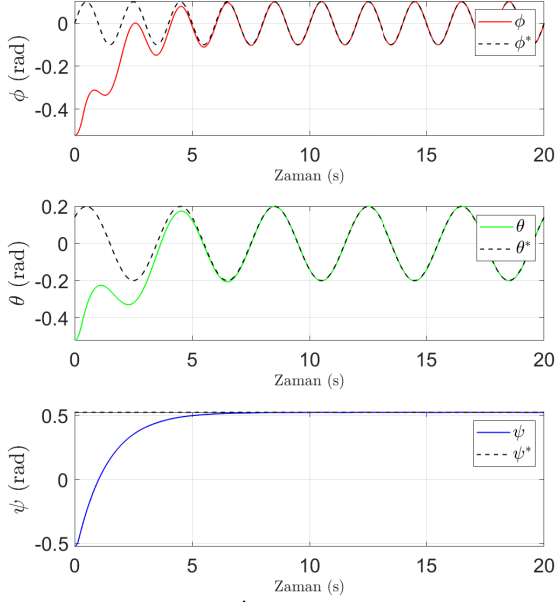
$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -bl/\sqrt{2} & bl/\sqrt{2} & bl/\sqrt{2} & -bl/\sqrt{2} \\ bl/\sqrt{2} & -bl/\sqrt{2} & bl/\sqrt{2} & -bl/\sqrt{2} \\ -d & -d & d & d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_1^2 \\ \omega_2^2 \\ \omega_3^2 \\ \omega_4^2 \end{bmatrix} \quad (42)$$

burada ω_i değerleri İHA üzerinde bulunan i . motora ait açısal hızları, l motorun ağırlık merkezine olan uzaklığını, b itiş gücü katsayısını ve d sürtünme katsayısını ifade etmektedir. Önerilen kontrol yapısı için (41) dinamiği küçük açılarda

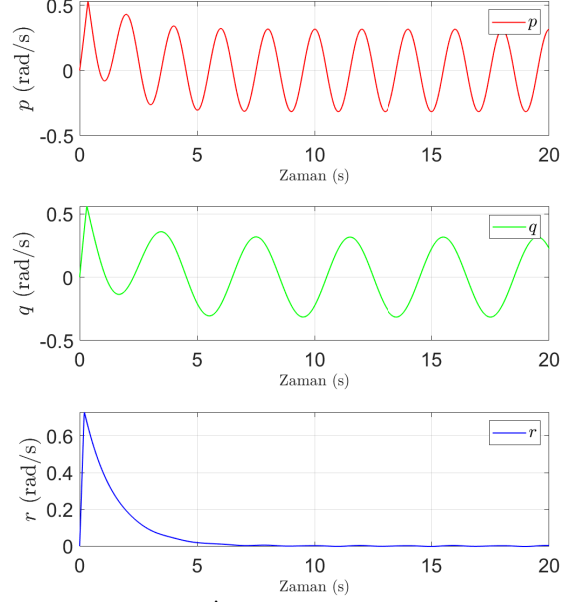
$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2 \\ \dot{x}_2 &= \frac{J_y - J_z}{J_x} x_4 x_6 + \frac{u_1}{J_x} \\ \dot{x}_3 &= x_4 \\ \dot{x}_4 &= \frac{J_x - J_z}{J_y} x_2 x_6 + \frac{u_2}{J_y} \\ \dot{x}_5 &= x_6 \\ \dot{x}_6 &= \frac{J_x - J_y}{J_z} x_2 x_4 + \frac{u_3}{J_z} \end{aligned} \quad (43)$$

şeklinde tekrar yazılabilmektedir. Burada x_1 değişkeni ϕ açısını, x_3 değişkeni θ açısını, x_5 değişkeni ψ açısını göstermektedir. x_2 değişkeni ϕ yönelimindeki açısal hızı (p), x_4 değişkeni θ yönelimindeki açısal hızı (q), x_6 değişkeni ψ yönelimindeki açısal hızı (r) göstermektedir.

Yönelim kontrol sinyallerini üretmek için hata sinyallerinin tanımları $z_{11} = x_1 - x_1^*$, $z_{21} = x_3 - x_3^*$, $z_{31} = x_5 - x_5^*$ ve $z_{12} = x_2 + c_1 z_{11} - \dot{x}_1^*$, $z_{22} = x_4 + c_2 z_{21} - \dot{x}_3^*$, $z_{32} = x_6 + c_3 z_{31} - \dot{x}_5^*$ olarak yazılabilmektedir. Bölüm 3'te tasarımı verilen kontrol tasarımı işletilirse, kontrol sinyalleri $U_1 = -z_{12}T_1 - \beta_{T1} z_{12}$, $U_2 = -z_{22}T_2 - \beta_{T2} z_{22}$, $U_3 = -z_{32}T_3 - \beta_{T3} z_{32}$ ve uyarlama sinyalleri $\hat{S}_1 = \sigma_1 \left(\frac{Y_1^2 z_{12}^2}{Y_1 |z_{12}| + l_1} - \gamma_1 \hat{S}_1 \right)$ $\hat{S}_2 =$



Şekil 2: İHA Yönelim Açıları.



Şekil 3: İHA Yönelim Açılal Hızları.

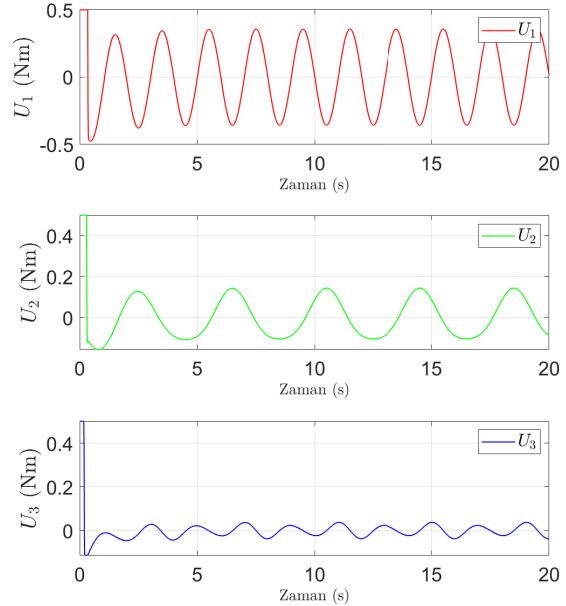
$\sigma_2 \left(\frac{Y_2^2 z_{22}^2}{Y_2 |z_{22}| + l_2} - \gamma_2 \hat{S}_2 \right) \dot{\hat{S}}_3 = \sigma_3 \left(\frac{Y_3^2 z_{32}^2}{Y_3 |z_{32}| + l_3} - \gamma_3 \hat{S}_3 \right)$ olarak atanabilmektedir.

5. Benzetim Sonuçları

Önerilen uyarlamalı dayanıklı PD kontrolcü altında İHA yönelim kontrolüne ait benzetim çalışmaları Matlab üzerinde ode45 çözücüsü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. İHA sisteminin nominal parametreleri şu şekildedir: İHA toplam kütlesi $m = 1.590 \text{ kg}$, $J_x = 0.1065 \text{ kgm}^2$, $J_y = 0.1165 \text{ kgm}^2$, $J_z = 0.140 \text{ kgm}^2$, $l = 0.243 \text{ m}$, $b = 2.02 \times 10^{-7} \text{ Nrpm}^{-2}$, $d = 4.18 \times 10^{-9} \text{ Nm rpm}^{-2}$. Benzetim çalışması esnasında referans sinyalleri olarak $x_1^* = 0.1 \sin(\pi t)$, $x_3^* = 0.2 \sin(\pi t/2 + \pi/4)$, $x_5^* = \pi/6$ düşünülmüştür. Sistemin durum değişkenlerinin başlangıç noktaları $x_1(0) = -\pi/6$, $x_2(0) = 0$, $x_3(0) = -\pi/6$, $x_4(0) = 0$, $x_5(0) = -\pi/6$, $x_6(0) = 0$ olarak alınmıştır. Sisteme uygulanacak girişlerde tanımlanan basit kontrolcü kazançları $c_1 = 0.75$, $c_2 = 0.75$, $c_3 = 0.75$ ve $T_1 = T_2 = T_3 = 3$ olarak atanmıştır. Benzetim çalışmasında sistemde kontrol sinyali ile gelen zamanla değişen dış bozucular $u_{r1} = 0.01 \sin(\pi t)$, $u_{r2} = 0.02 \sin(\pi t + \pi)$, $u_{r3} = 0.03 \sin(\pi t + \pi/2)$ olarak düşünülmüştür. İHA motor dinamiğinin maksimum limitleri $\underline{g} = 10$, $\bar{g} = 30$ olarak alınmıştır. Benzetim çalışması esnasında eyleyicinin maksimum efektiflik katsayısı $p = 0.5$ olarak alınmıştır. Benzetim çalışması esnasında aktüatörün üzerindeki gürültünün maksimum değeri $\bar{u}_r = 0.3$ olarak alınmıştır.

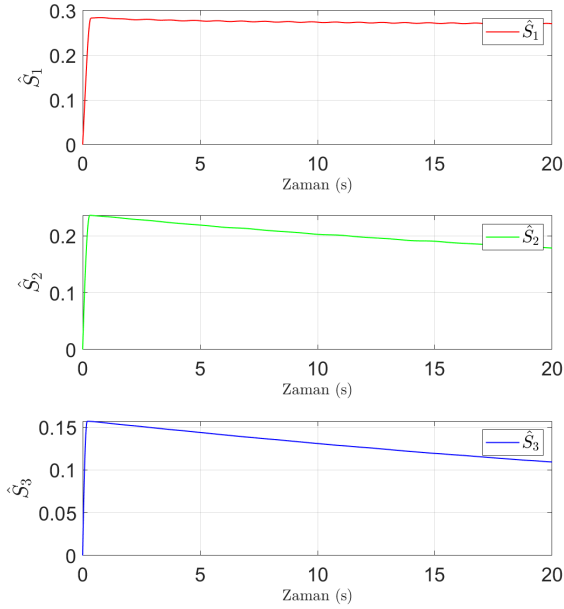
Şekil 2’de gösterildiği üzere İHA sistemi için tasarlanan yönelim kontrolcü sinüzoidal ve birim basamak referansları, sisteme eklenen gürültü sinyallerine ve motor hatalarına rağmen başarıyla takip edebilmektedir. Şekil 3’te ise sistem açılal hızlarının değişimi gösterilmektedir.

Şekil 4’te önerilen PD kontrolcü tarafından üretilen kontrol sinyalleri gösterilmiştir. Bu sinyallere bakıldığında kontrolcü tarafından belirlenen sınırlar içinde kaldığı ve sistemi yeterli hassaslıkla istenilen yörüngeye sürdüğü anlaşılmaktadır. Diğer taraftan Şekil 5’te ve Şekil 6’da uyarlama kuralından elde edilen

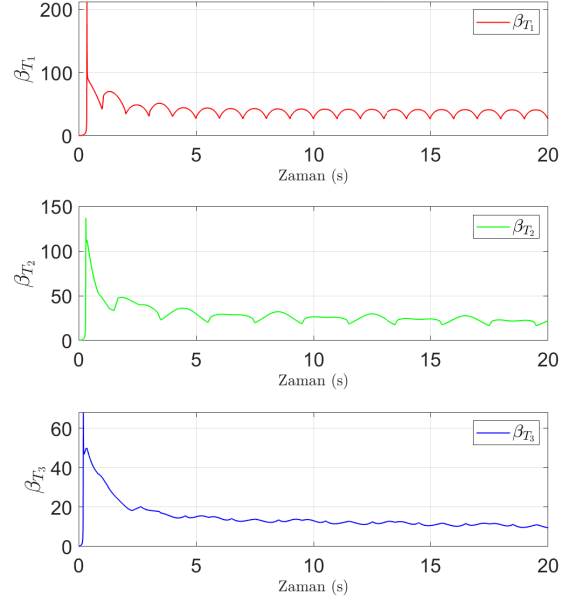


Şekil 4: İHA Yönelim Kontrolcü Çıktıları.

sinyaller sunulmuştur. Sistemin istenilen performansa yaklaşması ile beraber uyarlama katsayıları Şekil 5’te görüldüğü üzere azalma eğilimine girmiştir. Bu eğilime uygun olarak Şekil 6’da gösterilen uyarlama kazançlarında azalma eğilimini sürdürmektedir. Şekil 6’da sunulan uyarlama sinyallerinin zamanla değişmesi ama belli bir bant içerisinde kalması zamanla değişen dış bozucuların kontrolcü tarafından ele alındığını göstermektedir. Ayrıca, ilk saniyelerde ortaya çıkan kontrolcü sinyalindeki yükselmeler Şekil 6’da verilen çıktılar ile uyumlu olup, sistemdeki hata miktarının fazla olması durumunda kontrolcü de buna uygun miktarda tepki göstermektedir.



Şekil 5: Uyarlama Sinyallerinin Değişimi.



Şekil 6: Uyarlanmış Kazanların Değişimi.

6. Sonuçlar

Bu çalışmada doğrusal olmayan geri adımlamalı kontrol yardımıyla uyarlamalı dayanıklı PD kontrolcü önerilmiştir ve önerilen kontrolcü altında ikinci dereceden kapalı çevrim sistemin kararlılığı, Lyapunov tabanlı analizlerle teorik olarak kanıtlanmıştır. Önerilen yapının bir örnek uygulaması olarak, dört motorlu bir İHA yönelim kontrolü için benzetim sonuçları elde edilmiştir. Sonuçlar, kontrolcünün doğrusal olmayan sistemlerde etkili performans sergilediğini göstermektedir. Özellikle eyleyici verimliliğindeki düşüşler, sistem parametrelerindeki değişiklikler ve giriş sinyalindeki bozulmalar gibi dış etkilerin kontrolcü tarafından başarıyla bastırıldığı gözlemlenmiştir. Gelecekte, bu çalışmada önerilen kontrol yapısının PI veya PID versiyonlarının tasarlanması planlanmaktadır. Ayrıca, geliştirilen kontrolcünün gerçek zamanlı olarak bir İHA sisteminde yönelim ve konum kontrolü için test edilmesi hedeflenmektedir.

Kaynakça

- [1] C. Zhao and L. Guo, "On the capability of PID control for nonlinear uncertain systems," *IFAC-PapersOnLine*, vol. 50, no. 1, pp. 1521–1526, 2017.
- [2] K. J. Åström and T. Hägglund, "The future of PID control," *Control Eng. Pract.*, vol. 9, no. 11, pp. 1163–1175, 2001.
- [3] K. J. Åström and B. Wittenmark, *Adaptive Control*. Dover, 2008.
- [4] K. J. Åström, "Adaptive feedback control," *Proc. IEEE*, vol. 75, no. 2, pp. 185–217, 1987.
- [5] D. Zhang and B. Wei, "A review on model reference adaptive control of robotic manipulators," *Annu. Rev. Control*, vol. 43, pp. 188–198, 2017.
- [6] M. Okasha *et al.*, "Gain scheduled linear quadratic control for quadcopter," *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, vol. 270, p. 012009, 2017.
- [7] A. G. Melo *et al.*, "Fuzzy gain-scheduling PID for UAV position and altitude controllers," *Sensors*, vol. 22, no. 6, p. 2173, 2022.
- [8] F. Adıgüzel "An adaptive nonlinear controller design for a class of uncertain chaotic systems with single input using linear model reference," *Chaos, Solitons & Fractals*, vol. 199, 116683, 2025
- [9] I. M. Y. Mareels *et al.*, "Revisiting the MIT rule for adaptive control," in *Adaptive Syst. Control Signal Process.*, pp. 161–166, 1987.
- [10] K. J. Åström and P. R. Kumar, "Control: A perspective," *Automatica*, vol. 50, no. 1, pp. 3–43, 2014.
- [11] Y. Song *et al.*, "Adaptive fault-tolerant PI tracking control with guaranteed transient and steady-state performance," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 62, no. 1, pp. 481–487, 2016.
- [12] X. Gu and E. Zhou, "Fault tolerance controller design for the safety flight of the quadcopter," *IEEE Access*, 2024.
- [13] Y. Chaou *et al.*, "Nonlinear control of PMSM using backstepping," *WSEAS Trans. Syst. Control*, vol. 17, pp. 56–61, 2022.
- [14] I. H. Imran, N. M. Alyazidi, A. Eltayeb, and G. Ahmed, "Robust adaptive fault-tolerant control of quadrotor unmanned aerial vehicles," *Mathematics*, vol. 12, no. 11, art. 1767, 2024.
- [15] Eltayeb, A., Rahmat, M. F. A., Basri, M. A. M., Eltoum, M. M., Mahmoud, M. S.. Integral adaptive sliding mode control for quadcopter UAV under variable payload and disturbance. *IEEE Access*, 10, 94754-94764, 2022.
- [16] Adıgüzel, F., Kurtuluş, K., and Türker, T. A Gain Scheduling Attitude Controller With NN Supervisor for Quadrotor UAVs, *International Journal of Control, Automation and Systems*, 22(12), 3777-3791, 2024.

İşaret Parmağı Rehabilitasyonu için MATLAB-Simscape ortamında uygulama

An Index Finger Rehabilitation application in MATLAB-Simscape

Musa Marul¹, Nurhan Gürsel Özmen²

¹Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Artvin Çoruh Üniversitesi, Artvin
akumusa@artvin.edu.tr

²Makina Mühendisliği Bölümü
Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon
gnurhan@ktu.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, insan eli için geliştirilen bir dış iskelet robotunun işaret parmağı rehabilitasyonu için bir uygulama sunulmuştur. Mekanik olarak imal edilen dış iskelet mekanizmasının, SolidWorks ortamında geliştirilen modeli, klinik olarak doğrulanmış hareket açıklıklarına bağlı kalınarak Metakarpofalangeal (MCP), Proksimal İnterfalangeal (PIP) ve Distal İnterfalangeal (DIP) eklem hareketlerini yapabilmektedir. Tasarlanan 3B model, Simscape Multibody Link eklentisi ile MATLAB/Simulink ortamına aktarılarak, her eklem için fleksiyon ve ekstansiyon hareketlerini yapabilme performansları bir PID kontrolcü ile denetlenmiştir. Benzetim sonuçlarına göre, sistem ± 0.02 rad. tolerans bandında kararlı yörünge takibi sağlamakta ve tüm eklemlerde RMSE değerleri 0.015 rad'ın altında kalmaktadır. Önerilen modelin, biyomekanik sınırlar içinde olduğu ve gerçek sistem için değerlendirilebileceği görülmektedir. Gelecek çalışmalarda, önerilen modelin deneysel doğrulanması planlanmaktadır.

Abstract

In this study, a simulation application for the index finger rehabilitation of an exoskeleton robot developed for the human hand is presented. The mechanically fabricated exoskeleton mechanism, developed in SolidWorks, is capable of performing movements of the metacarpophalangeal (MCP), proximal interphalangeal (PIP), and distal interphalangeal (DIP) joints within clinically validated ranges of motion. The designed 3D model was imported into MATLAB/Simulink using the Simscape Multibody Link plugin, and the performance of abduction and adduction movements for each joint was controlled with a PID controller. Simulation results indicate that the system provides stable trajectory tracking within a tolerance band of ± 0.02 rad, and RMSE values are below 0.015 rad for all joints. The proposed model is within biomechanical limits and can be evaluated for a real-world system. Experimental validation of the proposed model is planned for future studies.

1. Giriş

Günümüzde üst ekstremité rehabilitasyon robotları, felç, inme ve sinir hasarı gibi durumlar sonrası motor fonksiyon kaybının giderilmesi amacıyla yaygın olarak kullanılmaktadır. Dünya Sağlık Örgütü (DSÖ) verilerine göre, nörolojik bozukluklar ve el yaralanmaları sonrası fonksiyonel kayıp yaşayan bireylerin oranı yıllar içerisinde arttığından, kişiye özel, portatif ve kontrollü rehabilitasyon cihazlarına olan ihtiyaç artmaktadır [1, 2].

İnsan eli, yüksek derecede hareket kabiliyeti ve karmaşık manipülasyon yeteneği ile nöromotor sistemin en önemli efektör organlarından biridir. Elin karmaşık anatomik yapısı, rehabilitasyon robotlarının tasarımında önemli zorluklar yaratmaktadır. Parmak eklemleri Metakarpofalangeal (MCP), Proksimal İnterfalangeal (PIP) ve Distal İnterfalangeal (DIP) eklemlerinden oluşmaktadır. Rehabilitasyon esnasında bu eklemlerin fleksiyon ve ekstansiyon hareketlerinin koordineli şekilde yapılması hem mekanik tasarım hem de kontrol algoritmaları açısından yüksek hassasiyet gerektirmektedir [3]. Klinik uygulamalarda, sağlıklı her bir eklem için açma/kapama değerleri ortalama olarak belirlenmiş ve egzersizlerin belirli hız ve kuvvet değerlerinde uygulanması gerekmektedir. Bu durum sinir-kas sisteminin yeniden eğitilmesinde kritik rol oynamaktadır [4].

Son yıllarda, SolidWorks gibi CAD tabanlı tasarım araçlarının MATLAB/Simulink ve Simscape Multibody ile entegrasyonu sayesinde, mekanik prototip üretimine geçmeden önce kinematik ve dinamik analizler yapılabilmekte, böylece prototip öncesi doğrulama süreci hızlanmaktadır [5, 6]. Bu yaklaşım, tasarım hatalarının erken tespit edilmesini, kontrol algoritmalarının gerçekçi koşullarda test edilmesini ve maliyetin azaltılmasını sağlamaktadır.

Rehabilitasyon robotları kinematik yapılarına (dış iskelet/uç-efektör), serbestlik derecelerine (1-6 SD), tahrik mekanizmalarına (elektromekanik/pnömatik), malzeme özelliklerine (rijit/yumuşak robotik) ve kontrol stratejilerine (EMG/beyin-bilgisayar arayüz) göre sınıflandırılmaktadır [7]. Tablo 1'de literatürdeki farklı sınıflandırma yaklaşımları özetlenmiştir. Bu tabloya göre mevcut sistemlerin yaklaşık %62'sinin dış iskelet tipi [8-21], %38'inin ise uç-efektör tabanlı [22-39] tasarımlardan oluştuğu görülmektedir.

Mevcut el rehabilitasyon robotları, klinik uygulamalarda önemli sınırlamalarla karşılaşmaktadır. Özellikle geleneksel rijit yapıli sistemler, hastaların spesifik anatomik değişimlerine (± 15 -20 mm eklem pozisyon farklılıkları) ve nörolojik lezyon heterojenitesine (Fugl-Meyer skorlarında 30-60 puan aralığı) adapte olamamaktadır [33]. Klinik veriler, bu sistemlerin yalnızca belirli hasta popülasyonlarında (ör. kronik inme hastalarının %45'inde) optimal rehabilitasyon sonuçları sağlayabildiğini göstermektedir. Bu durum, kişiselleştirilebilir ve adaptif kontrol stratejileri gerekliliğini ortaya koymaktadır.

Tablo 1. Rehabilitasyon robotlarının farklı sınıflandırma parametreleri [7]

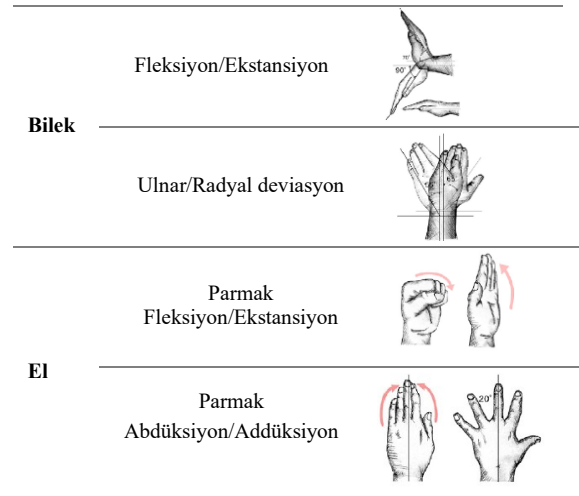
Tip	Araştırmacılar	SD	Kuvvet iletim tipi
Dış iskelet el rehabilitasyon robotları	J. Iqbal et al.	4	Uzuv
	D. Leonardis et al.	5	Uzuv
	R. Conti et al.	4	Halat + Uzuv
	S. Kim et al.	1	Uzuv
	Decker et al.	5	Uzuv
	I. Jo et al.	5	Uzuv
	Sale et al.	4	Kablo+ Zincir
	F. Zhang et al.	6	Kablo+ Uzuv
	A. Lince et al.	1	Kablo+ Uzuv
	A. Bataller et al.	1	Uzuv
	I. Jo et al.	1	Yay + Uzuv
	D. Marconi et al.	5	Uzuv
Uç efektör el rehabilitasyon robotları	Haghshenas J. M. et al.	3	Pnömatik yapay kas
	Polygerinos, P. et al.	5	Lastik geri dönen yay
	Diftler, M.A. et al.	3	Tendon-Kablo Çekme
	Fischer, H.C et al.	5	Kablo
	H. K. Yap et al.	5	Esnek Eyleyici
	Y. Park et al.	3	Kablo
	B.W. K. Ang et al.	5	Esnek Eyleyici
	B. B. Kang et al.	2	Kablo
	D. Popov et al.	4	Tendon
	L. Randazzo et al.	5	Yapay tendon
	Thielbar, K.O. et al.	5	Tendon-Kablo Çekme
	Chua, M.C. et al.	4	Pnömatik yapay kas
	M. Li et al.	5	Çoklu segment
	Butzer, T. et al	2	Yaprak Yay
	Qiaoling Meng et al.	1	Tendon
	Zhi Qiang Tang et al.	5	Pnömatik yapay kas
	Marek Sierotowicz et al.	2	Tendon

El rehabilitasyonunda optimal sonuçların elde edilebilmesi için, eklem hareket açıklığının (ROM) ve kas kuvvetinin fizyolojik sınırlar dahilinde (MCP eklemi için 0-90° fleksiyon, 10-15 Nm tork) yeniden kazanılması kritik önem taşımaktadır [40]. Mevcut dış iskelet sistemlerinin hasta popülasyonunda etkinliğini artırmak amacıyla; (1) adaptif mekanizmalar (± 20 mm ayarlanabilir bağlantı elemanları), (2) hasta-spesifik

kinematik parametrisasyon uygulamaları ve (3) ağırlık optimizasyonu (toplam <500g) gibi yenilikçi yaklaşımlar geliştirilmiştir [41]. Özellikle gerçek zamanlı kontrol algoritmalarının uygulanmasında, sistemin antropometrik uyumu ($R^2 > 0.85$ biyomekanik benzerlik indeksi) ve hafifliği temel performans kriterleri olarak öne çıkmaktadır. Son yıllarda yapılan çalışmalar genellikle elin doğal kinematikini taklit eden biyomimetik tasarımlar şeklindedir [42, 43].

Mekanik sistemlerin matematiksel modellemesine dayalı PID denetleyiciler çok serbestlik dereceli sistemlerde yetersiz kalabilmektedir. Son yıllarda bu sınırlamaları aşmak için Simscape (SimMechanics) tabanlı fiziksel modelleme teknikleri geliştirilmiştir. Bu yöntemler sayesinde, karmaşık biyomekanik sistemlerde gerçek zamanlı dinamik simülasyon yapma imkanı sağlanmış, fizik kanunlarının uygulanması imkanı doğmuş ve yüksek doğrulukta kontrol performansı elde edilmiştir.

Bu çalışmada, Şekil 1'deki anatomik hareket yapılarına uygun olarak geliştirilen bir dış iskelet robotuna ait işaret parmağının rehabilitasyonu hedeflenmiştir. Bunun için geliştirilen kablo ile sürülen dört çubuk mekanizması ile hareket ettirilerek, parmak eklemlerinin her birinin açılıp kapanması PID kontrolcü ile kontrol edilmiştir. Bu amaçla 3 serbestlik dereceli (3-SD) bir parmak dış iskelet mekanizması tasarlanmış ve Simscape Multibody ortamında dinamik modeli oluşturulmuştur. Tasarım MCP, PIP ve DIP eklemlerinin klinik olarak belirlenmiş hareket açıklıkları ve frekanslarını taklit edecek şekilde optimize edilmiştir. PID kontrol ile herbir eklem açısı, yerleşme süresi ve bozucu etki altında kararlılığı analiz edilmiştir.



Şekil 1. Dış iskelet tasarımı için anatomik hareket yapısı[47, 48]

Çalışmanın özgün katkıları şunlardır: Anatomik uyumlu 3-SD dış iskelet tasarımı yapılmış, SolidWorks modeli, Simscape Multibody Link ile MATLAB/Simulink ortamına aktarılmıştır. Bu yöntemle sistemin kinematik ve dinamik parametreleri otomatik olarak elde edilmiştir. PID kontrol yapısı ile hem referans takibi hem de bozucu etki altındaki performansı test edilmiştir.

2. Yöntem

2.1. SolidWorks Ortamında Mekanik Tasarım

İşaret parmağı için geliştirilen dış iskelet mekanizması, rehabilitasyon egzersizlerinde gerekli fleksiyon-ekstansiyon hareketlerini gerçekleştirecek şekilde tasarlanmıştır. Sistemin hareket mekanizması kablo iletimlidir. MCP, PIP ve DIP eklemlerine karşılık gelen üç döner mafsalları kullanılmıştır. Hareket açıklıkları literatürdeki rehabilitasyon protokollerinden alınmış, eklemler eksenleri insan anatomisine $\pm 2^\circ$ hassasiyetle hizalanmıştır [49]. Bağlantı elemanları, farklı el boyutlarına uyum sağlayacak şekilde ayarlanabilir olarak modellenmiştir. Toplam sistem kütlesi, hasta yorgunluğunu azaltmak amacıyla 500 g'ın altında tutulmuştur.

Temel mekanik özellikler şu şekilde seçilmiştir:

MCP Hareket açıklığı: 0.3491 rad ekstansiyon – 1.047 rad fleksiyon,

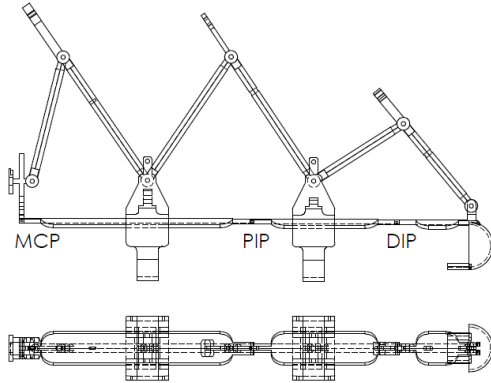
PIP Hareket açıklığı: 0 rad ekstansiyon – 1.05 rad fleksiyon,

DIP Hareket açıklığı: 0.05 rad ekstansiyon – 0.79 rad fleksiyon,

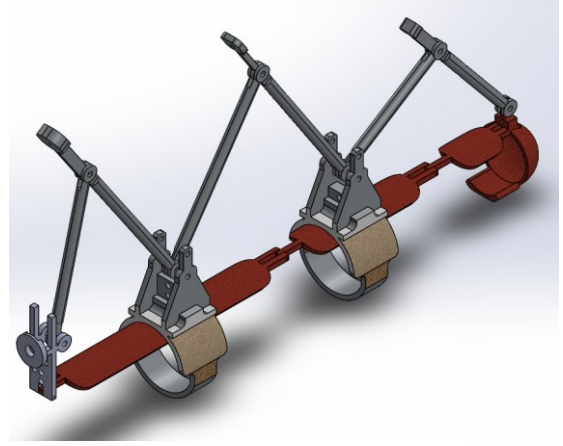
Malzeme: Alüminyum alaşım + PETG destek elemanları

Mafsalları tipi: Düşük sürtünmeli yataklı döner mafsalları

Şekil 2 ve Şekil 3'te parmak dış iskelet mekanizmasına ait teknik resim ve katı model görünümü verilmiştir.



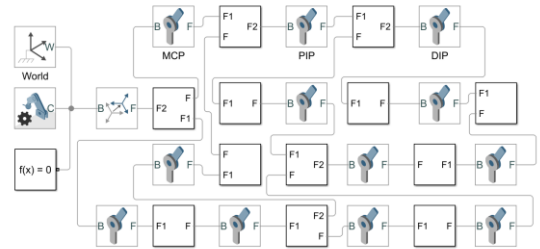
Şekil 2. Parmak dış iskelet mekanizmasının önden ve üstten görünümü



Şekil 3. İşaret parmağı üzerine monte edilecek dört çubuk mekanizmasının CAD görünümü

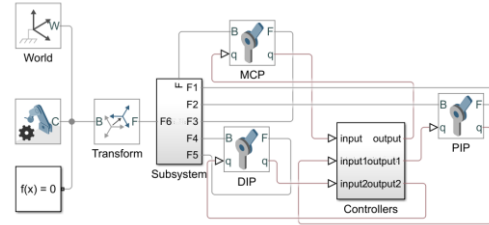
2.2. MATLAB/Simscape Ortamına Aktarım

SolidWorks modeli, Simscape Multibody Link eklentisi ile XML formatında dışa aktarılmış ve MATLAB Simulink ortamına yüklenmiştir (Şekil 4). CAD verilerinden kütle, atalet momenti ve merkez koordinat bilgileri otomatik olarak alınmıştır. MCP, PIP ve DIP mafsalları için revölüt eklemleri tanımları yapılmış, başlangıç açıları nötr anatomik pozisyona göre ayarlanmıştır. Modelde yerçekimi ivmesi 9.81 m/s^2 olarak tanımlanmış, eklemler kontrol katsayıları ise Tablo 3'te verilmiştir.



Şekil 4. SolidWorks Tasarımının MATLAB/Simulink ortamına Simscape Multibody Link ile aktarım şeması

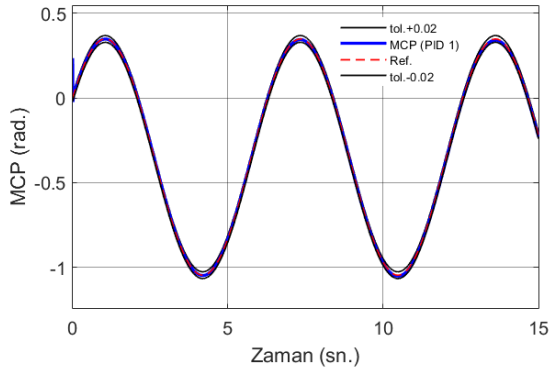
Alt sistemler MCP, PIP ve DIP eklemlerinin PID kontrolüne ait blok diyagramları Şekil 5'te verilmiştir.



Şekil 5. SolidWorks modelinin Simscape multibody ortamına aktarım diyagramı

Alt sistem kontrolünün detayları Şekil 6'da gösterilmiştir.

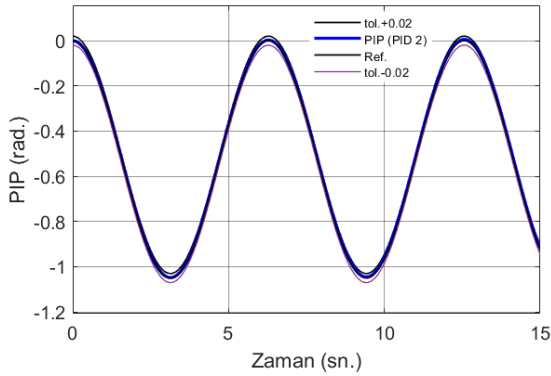
Şekil 8’de MCP eklemi için referans ve benzetim sonucu yörünge karşılaştırması verilmiştir.



Şekil 8. MCP eklem açısının referans ve benzetim sonucu yörünge karşılaştırması.

MCP eklemi 0.42 s’de kararlı duruma ulaşmış, %8.9 aşım ile ± 0.02 rad tolerans bandında çalışmıştır. RMS hata değeri 0.0148 rad olarak hesaplanmıştır. Bozucu etki senaryosunda hata değeri kısa süreli olarak 0.005 rad seviyesine çıkmış, 0.5 s içinde tekrar nominal seviyeye dönmüştür.

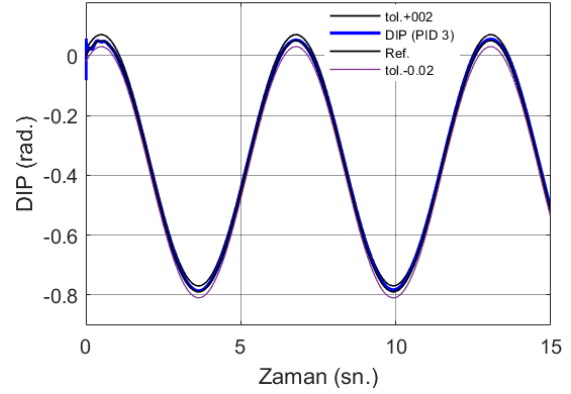
Şekil 9’da PIP eklemi için referans ve benzetim sonucu yörünge değişimleri görülmektedir.



Şekil 9. PIP eklem açısının referans ve benzetim sonucu yörünge karşılaştırması.

PIP eklemine 0.39 s’de kararlı duruma ulaşmış, %7.3 aşım ile ± 0.02 rad tolerans bandında çalışmıştır. RMS hata değeri 0.0151 rad olup MCP eklemine kıyasla daha düşük aşım gözlenmiştir. Proksimal konumundan dolayı daha yüksek dinamik yük altında çalışmasına rağmen kontrolcü, kararlı durum hatasını 0.002 rad seviyesinde tutabilmiştir.

Şekil 10’da DIP eklemi için referans ve benzetim sonucu yörünge karşılaştırması verilmiştir.



Şekil 10. DIP eklem açısının referans ve benzetim sonucu yörünge karşılaştırması.

DIP eklemi 0.40 s’de kararlı duruma ulaşmış, %9.1 aşım ile ± 0.02 rad tolerans bandında çalışmıştır. Düşük moment ihtiyacı sayesinde en hızlı ve düşük enerji tüketimi ile tepki veren eklem olmuştur. Bozucu etki altında ek hata değeri 0.004 rad seviyesini aşmamıştır. Bu durum ince motor rehabilitasyon uygulamalarına uygunluğunu göstermektedir.

4. Tartışma

Bu bölümde, MCP, PIP ve DIP eklemlerine uygulanan PID kontrol sonuçları Referans Takip Performansı, Kararlılık Analizi ve Kontrolcü Karşılaştırması başlıkları altında değerlendirilmiştir.

4.1. Referans Takip Performansı

Tüm eklemler ± 0.02 rad tolerans bandı içerisinde kararlı takip gerçekleştirmiştir. Bu değerler, rehabilitasyon robotlarında istenen hassasiyet kriterlerini karşılamaktadır.

4.2. Kararlılık Analizi

Sistemin kararlılık performansı hem nominal koşullarda hem de bozucu etki altında değerlendirilmiştir. Her eklem $d(t)=0.5\sin(0.001t)$ formunda bozucu uygulanmış, PID kontrolcünün bozucu etki bastırma kabiliyeti incelenmiştir.

Sonuçlar, PID kontrolün bozucu etki altında maksimum ± 0.005 rad ilave hata oluşturduğunu ve 0.5 s içerisinde tekrar tolerans bandına döndüğünü göstermektedir. Bu durum, rehabilitasyon esnasında kullanıcıdan veya dış ortamdan kaynaklanabilecek beklenmedik kuvvetlere karşı sistemin dayanıklı olduğunu ortaya koymaktadır.

4.3. Kontrolcü Karşılaştırması

Her eklem özgü PID parametreleri Tablo 3’te verilmiştir. MCP eklemine türev kazancı K_d düşük tutulduğunda aşım oranı artış göstermiş, kazancın artırılması ile aşım %5 seviyelerine indirilebilmiştir. PIP eklemine integral kazancı K_i referans takibinde etkili olmuş, ancak yüksek değerlerde osilasyon eğilimi gözlenmiştir. DIP eklemi, düşük moment ihtiyacı nedeniyle en hızlı yerleşme süresine sahip olmuş, bu nedenle ince motor beceri rehabilitasyonu için en uygun eklem olarak değerlendirilebilir.

Tablo 4. Performans metrikleri (Nominal koşullar)

	Ekleme RMSE (rad)	Aşım (%)	Yerleşme Süresi (s)	Tolerans Bandı (rad)
MCP	0.0148	8.9	0.42	±0.02
PIP	0.0151	7.3	0.39	±0.02
DIP	0.0139	9.1	0.40	±0.02

5. Sonuçlar

Bu çalışmada, el dış iskelet rehabilitasyon robotunun işaret parmağının hareketi için Simscape modellemesi ve kontrolü gerçekleştirilmiştir. SolidWorks-Simscape entegrasyonu ile dinamik olarak modellenen sistemin, PID tabanlı kontrol performansı değerlendirilmiştir.

Elde edilen başlıca sonuçlar şunlardır:

Yüksek Hassasiyet: Tüm eklemler ± 0.02 rad tolerans bandında ve RMSE < 0.015 rad hata ile referans yörüngeleri takip edebilmiştir.

Kararlılık: Nominal ve bozucu etki senaryolarında yerleşme süresi 0.5 s'nin altında kalmış, sistem kısa sürede kararlı duruma ulaşmıştır.

Ekleme Bazlı Değerlendirme: MCP ekleminde türev kazancı ile aşım kontrol edilebilirken, PIP ekleminde yük altında dahi stabil çalışmıştır. DIP ekleminde ise en hızlı yanıtı vermiştir.

Prototip Öncesi Doğrulama: Simscape Multibody Link ile yapılan entegrasyon, mekanik tasarım ile kontrol algoritmalarının aynı platformda test edilmesini sağlamıştır. Bu yöntem ile prototip tasarım doğrulaması mümkün olmuştur.

Gelecek çalışmalarda, sistemin tüm el rehabilitasyonu için Simscape modeli oluşturulacaktır. Benzetim ortamında farklı kontrolcüler denenecektir. Deneysel sistem ve benzetim modeli sonuçları kıyaslanacaktır. Bu sonuçlara göre, geliştirilen rehabilitasyon robotunun klinik uygulanabilirlik açısından değerlendirilebileceği açıktır.

Destek/Teşekkür

Bu çalışma Karadeniz Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından desteklenmiştir. Proje numarası: 10664.

Kaynakça

[1] T. Wang, D. Mantini, and C. R. Gillebert, "The potential of real-time fMRI neurofeedback for stroke rehabilitation: A systematic review," (in eng), *Cortex*, vol. 107, pp. 148-165, Oct 2018.

[2] H. B. Hoffman and G. L. Blakey, "New design of dynamic orthoses for neurological conditions," (in eng), *NeuroRehabilitation*, vol. 28, no. 1, pp. 55-61, 2011.

[3] F. Molteni, G. Gasperini, G. Cannaviello, and E. Guanziroli, "Exoskeleton and End-Effector Robots for Upper and Lower Limbs Rehabilitation: Narrative Review," *PM&R*, vol. 10, no. 9, Supplement 2, pp. S174-S188, 2018/09/01/ 2018.

[4] A. C. McConnell *et al.*, "Robotic devices and brain-machine interfaces for hand rehabilitation post-stroke," (in eng), *J Rehabil Med*, vol. 49, no. 6, pp. 449-460, Jun 28 2017.

[5] E. Güdemez, Y. Ataker, and S. C. Ece, *El Rehabilitasyonu*. Amerikan Hastanesi Yayınları: Vehbi Koç Vakfı Amerikan Hastanesi, 2013.

[6] C. Liu, J. Lu, H. Yang, and K. Guo, "Current State of Robotics in Hand Rehabilitation after Stroke: A Systematic Review," vol. 12, no. 9, p. 4540, 2022.

[7] C. Liu, J. Lu, H. Yang, and K. Guo, "Current State of Robotics in Hand Rehabilitation after Stroke: A Systematic Review," *Applied Sciences*, vol. 12, no. 9. doi: 10.3390/app12094540

[8] J. Iqbal, N. G. Tsagarakis, and D. G. Caldwell, "Four-fingered lightweight exoskeleton robotic device accommodating different hand sizes," vol. 51, no. 12, pp. 888-890, 2015.

[9] D. Leonardis *et al.*, "An EMG-Controlled Robotic Hand Exoskeleton for Bilateral Rehabilitation," (in eng), *IEEE Trans Haptics*, vol. 8, no. 2, pp. 140-51, Apr-Jun 2015.

[10] R. Conti, E. Meli, and A. Ridolfi, "A novel kinematic architecture for portable hand exoskeletons," *Mechatronics*, vol. 35, pp. 192-207, 2016/05/01/ 2016.

[11] R. Conti *et al.*, "Kinematic synthesis and testing of a new portable hand exoskeleton," *Meccanica*, vol. 52, no. 11, pp. 2873-2897, 2017/09/01 2017.

[12] S. Kim, J. Lee, and J. Bae, "Analysis of Finger Muscular Forces using a Wearable Hand Exoskeleton System," *Journal of Bionic Engineering*, vol. 14, no. 4, pp. 680-691, 2017/10/01/ 2017.

[13] S. Kim, J. Lee, W. Park, and J. Bae, "Quantitative evaluation of hand functions using a wearable hand exoskeleton system," (in eng), *IEEE Int Conf Rehabil Robot*, vol. 2017, pp. 1488-1493, Jul 2017.

[14] M. Decker and Y. J. I. W. H. C. Kim, "A hand exoskeleton device for robot assisted sensory-motor training after stroke," pp. 436-441, 2017.

[15] I. Jo, J. Lee, Y. Park, and J. Bae, "Design of a wearable hand exoskeleton for exercising flexion/extension of the fingers," (in eng), *IEEE Int Conf Rehabil Robot*, vol. 2017, pp. 1615-1620, Jul 2017.

[16] P. Sale, G. Sellin, M. Stefano, F. Becchi, and W. Sieklicki, "FEX a Fingers Extending eXoskeleton for Rehabilitation and Regaining Mobility," 2018.

[17] F. Zhang, L. Hua, Y. Fu, H. Chen, and S. Wang, "Design and development of a hand exoskeleton for rehabilitation of hand injuries," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 73, pp. 103-116, 2014/03/01/ 2014.

[18] A. Lince *et al.*, "Design and testing of an under-actuated surface EMG-driven hand exoskeleton," (in eng), *IEEE Int Conf Rehabil Robot*, vol. 2017, pp. 670-675, Jul 2017.

[19] A. Bataller, J. A. Cabrera, M. Clavijo, and J. J. Castillo, "Evolutionary synthesis of mechanisms applied to the design of an exoskeleton for finger rehabilitation," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 105, pp. 31-43, 2016/11/01/ 2016.

- [20] I. Jo, Y. Park, J. Lee, and J. Bae, "A portable and spring-guided hand exoskeleton for exercising flexion/extension of the fingers," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 135, pp. 176-191, 2019/05/01/ 2019.
- [21] D. Marconi, A. Baldoni, Z. McKinney, M. Cempini, S. Crea, and N. Vitiello, "A novel hand exoskeleton with series elastic actuation for modulated torque transfer," *Mechatronics*, vol. 61, pp. 69-82, 2019/08/01/ 2019.
- [22] M. Haghshenas-Jaryani, W. Carrigan, C. Nothnagle, and M. B. J. Wijesundara, "Sensorized soft robotic glove for continuous passive motion therapy," *EEE 6th. International Conference on Biomedical Robotics*, pp. 815-820, 2016.
- [23] P. Polygerinos, Z. Wang, K. C. Galloway, R. J. Wood, C. J. J. R. Walsh, and A. Systems, "Soft robotic glove for combined assistance and at-home rehabilitation," vol. 73, pp. 135-143, 2015.
- [24] H. K. Yap, B. W. K. Ang, J. H. Lim, J. C. H. Goh, C.-H. J. I. I. C. o. R. Yeow, and Automation, "A fabric-regulated soft robotic glove with user intent detection using EMG and RFID for hand assistive application," pp. 3537-3542, 2016.
- [25] M. A. Diftler *et al.*, "RoboGlove A Grasp Assist Device for Earth and Space.," *In Proceedings of the 45th International Conference on Environmental Systems Bellevue, DC, USA, 12-16 July 2015*, 2015.
- [26] H. C. Fischer, K. Stubblefield, T. Kline, X. Luo, R. V. Kenyon, and D. G. Kamper, "Hand Rehabilitation Following Stroke: A Pilot Study of Assisted Finger Extension Training in a Virtual Environment," *Topics in Stroke Rehabilitation*, vol. 14, no. 1, pp. 1-12, 2007/01/01 2007.
- [27] H. K. Yap *et al.*, "A Fully Fabric-Based Bidirectional Soft Robotic Glove for Assistance and Rehabilitation of Hand Impaired Patients," *IEEE Robotics and Automation Letters*, vol. 2, no. 3, pp. 1383-1390, 2017.
- [28] Y. Park, I. Jo, J. J. I. R. I. C. o. I. R. Bae, and Systems, "Development of a dual-cable hand exoskeleton system for virtual reality," pp. 1019-1024, 2016.
- [29] B. W. K. Ang, C.-H. J. I. R. I. C. o. I. R. Yeow, and Systems, "Print-it-Yourself (PIY) glove: A fully 3D printed soft robotic hand rehabilitative and assistive exoskeleton for stroke patients," pp. 1219-1223, 2017.
- [30] B. B. Kang, H. Choi, H. Lee, and K. J. Cho, "Exo-Glove Poly II: A Polymer-Based Soft Wearable Robot for the Hand with a Tendon-Driven Actuation System," (in eng), *Soft Robot*, vol. 6, no. 2, pp. 214-227, Apr 2019.
- [31] D. Popov, I. Gaponov, and J.-H. J. I. A. T. o. M. Ryu, "Portable Exoskeleton Glove With Soft Structure for Hand Assistance in Activities of Daily Living," vol. 22, pp. 865-875, 2017.
- [32] L. Randazzo, I. Iturrate, S. Perdakis, and J. d. R. Millán, "mano: A Wearable Hand Exoskeleton for Activities of Daily Living and Neurorehabilitation," *IEEE Robotics and Automation Letters*, vol. 3, no. 1, pp. 500-507, 2018.
- [33] K. O. Thielbar *et al.*, "Training finger individuation with a mechatronic-virtual reality system leads to improved fine motor control post-stroke," (in eng), *J Neuroeng Rehabil*, vol. 11, p. 171, Dec 26 2014.
- [34] M. C. H. Chua, J. H. Lim, and R. C. H. Yeow, "Design and Characterization of a Soft Robotic Therapeutic Glove for Rheumatoid Arthritis," *Assistive Technology*, vol. 31, no. 1, pp. 44-52, 2019/01/01 2019.
- [35] M. Li *et al.*, "An Attention-Controlled Hand Exoskeleton for the Rehabilitation of Finger Extension and Flexion Using a Rigid-Soft Combined Mechanism," (in eng), *Front Neurorobot*, vol. 13, p. 34, 2019.
- [36] T. Bützer, O. Lamercy, J. Arata, and R. Gassert, "Fully Wearable Actuated Soft Exoskeleton for Grasping Assistance in Everyday Activities," (in eng), *Soft Robot*, vol. 8, no. 2, pp. 128-143, Apr 2021.
- [37] Q. Meng, Z. Shen, Z. Nie, Q. Meng, Z. Wu, and H. Yu, "Modeling and Evaluation of a Novel Hybrid-Driven Compliant Hand Exoskeleton Based on Human-Machine Coupling Model," *Applied Sciences*, vol. 11, no. 22. doi: 10.3390/app112210825
- [38] Z. Q. Tang, H. L. Heung, X. Q. Shi, R. K. Y. Tong, and Z. Li, "Probabilistic Model-Based Learning Control of a Soft Pneumatic Glove for Hand Rehabilitation," (in eng), *IEEE Trans Biomed Eng*, vol. 69, no. 2, pp. 1016-1028, Feb 2022.
- [39] M. Sierotowicz *et al.*, "EMG-Driven Machine Learning Control of a Soft Glove for Grasping Assistance and Rehabilitation," *IEEE Robotics and Automation Letters*, vol. 7, no. 2, pp. 1566-1573, 2022.
- [40] E. Akdoğan, "Rehabilitasyon amaçlı Bir robot kolunun kuvvet ve konumunun zeki kontrolü / Intelligent force and position control of a robot manipulator for rehabilitation," Doktora Tezi, Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Ana Bilim Dalı, Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 201642, 2007.
- [41] F. Alain, "Glove Exoskeleton for Extra-Vehicular Activities: Analysis of Requirements and Prototype Design," PhD thesis, Politecnico di Torino, 2014.
- [42] M. Fontana, A. Dettori, F. Salsedo, and M. Bergamasco, "Mechanical design of a novel Hand Exoskeleton for accurate force displaying," in *2009 IEEE International Conference on Robotics and Automation*, 2009, pp. 1704-1709.
- [43] E. T. Wollbrecht, K. J. Morse, J. C. Perry, and D. J. Reinkensmeyer, "Design of a thumb module for the FINGER rehabilitation robot," in *2016 38th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society (EMBC)*, 2016, pp. 582-585.
- [44] T. Dickmann, N. J. Wilhelm, C. Glowalla, S. Haddadin, P. Van der Smagt, and R. Burgkart, "An Adaptive Mechatronic Exoskeleton for Force-Controlled Finger Rehabilitation," (in eng), *Front Robot AI*, vol. 8, p. 716451, 2021.
- [45] L. Chen *et al.*, "Robust hierarchical sliding mode control of a two-wheeled self-balancing vehicle using perturbation estimation," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 139, p. 106584, 2020/05/01/ 2020.

- [46] E. Pezent, "Design, Characterization, and Validation of the OpenWrist Exoskeleton," Master of Science Engineering, Mechanical Engineering, Rice University, Published by ProQuest LLC, 2017.
- [47] R. A. R. C. Gopura, D. S. V. Bandara, K. Kiguchi, and G. K. I. J. R. A. S. Mann, "Developments in hardware systems of active upper-limb exoskeleton robots: A review," vol. 75, pp. 203-220, 2016.
- [48] J. D. Sanjuan *et al.*, "Cable driven exoskeleton for upper-limb rehabilitation: A design review," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 126, p. 103445, 2020/04/01/ 2020.
- [49] A. Lince, "ReHand - a portable assistive rehabilitation hand exoskeleton," Doctor of Philosophy Thesis Mechanical, Politecnico di Torino 2016.

Dört Pervaneli İHA'nın Yörünge Takibi için LQR Kazançlarının Fonksiyon Kestirim Yöntemleriyle İncelenmesi: Enterpolasyon ve Derin Öğrenme Yaklaşımları

Investigation of LQR Gains for Quadcopter UAV Trajectory Tracking Using Function Estimation Methods: Interpolation and Deep Learning Approaches

Alihan Öztürk, Bahadır Çatalbaş, Nurettin Tarık Mut, Eyüp Okumuş, Buse Tacal Uzun, Şeref Naci Engin

Kontrol ve Otomasyon Mühendisliği Bölümü
Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul

alihan.öztürk1@std.yildiz.edu.tr, bahadir.catalbas@yildiz.edu.tr, tarik.mut@std.yildiz.edu.tr
eyup.okumus@yildiz.edu.tr, btacal@yildiz.edu.tr, nengin@yildiz.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, bir dört pervaneli insansız hava aracının yörünge takibi için tasarlanan kazanç-ayarlamalı kontrol yapısı, fonksiyon kestirim yöntemleri kullanılarak incelenmiştir. Önerilen kontrol mimarisi, havada asılı kalma durumunu sağlayan bir ileri besleme (*feed-forward*) bileşeni ile yörünge takip hatasını minimize etmeyi amaçlayan Lineer Kuadratik Regülatör (LQR) tabanlı bir durum geri besleme (*state-feedback*) bileşeninden oluşmaktadır. Hava aracının sapma (*yaw*) açısına bağlı değişen dinamikleri nedeniyle, LQR kazanç matrisinin bu açıya göre güncellenmesi gerekmektedir. Bu bağlamda, eğitim/enterpolasyon ve kıyaslama için seçilen denge noktalarında analitik olarak hesaplanan LQR kazançları üretilmiştir. Sonrasında bu kazançların gerçek zamanlı uygulamadaki hesaplama yükünü ortadan kaldırmak amacıyla doğrusal aradeğerleme ve derin bir yapay sinir ağı (YSA) kullanımı araştırılmıştır. Yöntemlerin performansı benzetim ortamında kök ortalama kare hata metriği ve kapalı çevrim özdeğer analizi ile karşılaştırılmıştır. Sonuçlar, her iki fonksiyon kestirim yönteminin de analitik LQR kontrolcüsüne çok yakın performans sergilediğini ve özellikle YSA modelinin, sistem kararlılığını koruyarak LQR kazançlarını başarılı bir şekilde öğrendiğini göstermektedir. Bu çalışma, karmaşık kontrol yasalarının işlem gücü kısıtlı platformlarda etkin bir şekilde uygulanabilmesi için pratik yaklaşımlar sunmaktadır.

Abstract

In this study, a gain-scheduled control structure designed for the trajectory tracking of a quadrotor unmanned aerial vehicle is investigated using function approximation methods. The proposed control architecture consists of a feed-forward component that ensures hovering and a state-feedback component based on the Linear Quadratic Regulator (LQR) aimed at minimizing trajectory tracking error. Due to the system's dynamics

changing with the yaw angle, the LQR gain matrix must be scheduled according to this angle. In this context, analytically calculated LQR gains for selected equilibrium points of the system are generated for training/interpolation and benchmarking. Subsequently, the use of linear interpolation and a deep artificial neural network (ANN) was explored to eliminate the computational burden of real-time implementation. The performance of the methods was compared in a simulation environment using the root mean square error (RMSE) metric and closed-loop eigenvalue analysis. The results show that both function approximation methods exhibit performance very close to the analytical LQR controller, and the ANN model, in particular, successfully learns the LQR gains while maintaining system stability. This study presents practical approaches for the effective implementation of complex control laws on computationally constrained platforms.

1. Giriş

Dört pervaneli insansız hava araçları (İHA), çok yönlü hareket kabiliyetleri sayesinde hem eğlence amaçlı hem de endüstriyel uygulamalarda giderek daha fazla kullanılmaktadır. Bu sistemlerin otonom olarak hassas yörüngeleri takip edebilmesi, arama-kurtarma, haritalama ve denetim gibi görevler için kritik bir gerekliliktir. Dört pervaneli İHA'nın doğası gereği doğrusal olmayan ve eksenleri arasında etkileşime sahip dinamikleri, yüksek performanslı kontrolcülerin tasarımını zorunlu kılmaktadır [1].

Optimal kontrol teorisinin temel taşlarından olan Lineer Kuadratik Regülatör (LQR), doğrusal veya doğrusallaştırılmış sistemler için enerji ve hata arasında optimal bir denge kuran bir geri besleme kazanç matrisi sunar [2]. Ancak, İHA'nın dinamikleri, özellikle sapma açısı (ψ) değiştiğinde farklılık gösterir [3]. Bu durum, tüm uçuş zarfında tek bir sabit kazançlı LQR'ın optimal performans gösteremeyeceği anlamına gelir. Bu soruna yönelik yaygın bir çözüm, sistemin çalışma noktasına göre kontrolcü kazançlarını güncelleyen "kazanç ayarlama" (*gain scheduling*) tekniğidir [3].

Kazanç ayarlamalı bir LQR kontrolcüsünde ideal yaklaşım,

uçuş sırasında anlık sapma açısına göre Riccati denklemini sürekli çözerek optimal kazanç matrisini analitik olarak hesaplamaktır. Ne var ki, bu işlem gömülü uçuş kontrolcülerinin kısıtlı işlem kapasitesi için oldukça maliyetlidir. Bu çalışmanın temel motivasyonu, bu hesaplama yükünü ortadan kaldırarak analitik LQR'ın performansını taklit edebilecek pratik yöntemleri incelemektir. Bu bağlamda, analitik LQR'ı bir referans olarak kabul edip, bu kontrolcünün davranışını daha az hesaplama yükü ile taklit edebilen iki fonksiyon kestirim yöntemi sunulmakta ve karşılaştırılmaktadır. Bu yöntemlerden biri önceden hesaplanmış bir kazanç tablosundan anlık kazanç matrisinin enterepolasyon edilerek bulunduğu Doğrusal Enterepolasyon yöntemidir [4]. Diğer yöntem sapma açısının girdi olarak alıp, 48 elemanlı LQR kazanç matrisini çıktı olarak üreten bir Yapay Sinir Ağı (YSA) kullanılmasıdır [5, 6, 7].

Bu bildiri, söz konusu üç farklı kontrolcü uygulamasını (analitik, enterepolasyon tabanlı ve derin öğrenme tabanlı) yörünge takip performansı ve sistem kararlılığı (özdeğer analizi) açısından sistematik olarak karşılaştırmaktadır. Fonksiyon kestiriminden kaynaklanan hataların kontrol performansına ve sistemin kararlılığına etkileri detaylı olarak incelenerek, bu yaklaşımların pratik uygulanabilirliği değerlendirilmektedir.

2. Yöntem ve Materyaller

Bu bölümde, çalışmada kullanılan İHA modeli, kontrolcü tasarımları ve öğrenme yaklaşımları detaylandırılmaktadır.

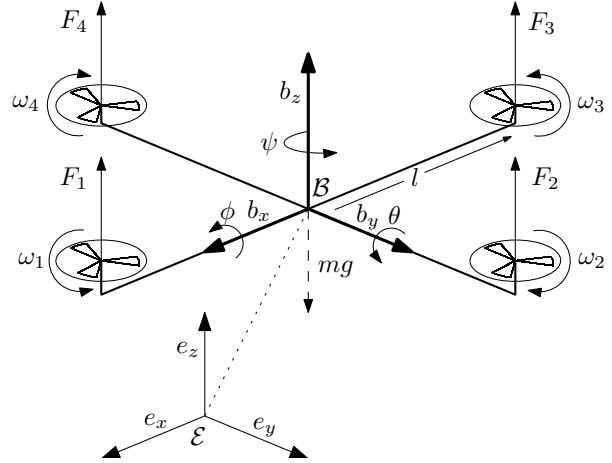
2.1. Dört Pervaneli İHA Dinamik Modeli

Şekil 1'de İHA'nın temsili gösterimi verilmiştir. Burada, B gövde referans sistemini, \mathcal{E} ise dünya referans sistemini ifade etmektedir. Çalışmada kullanılan İHA modeli, 6 serbestlik derecesine sahip rijit bir cisim olarak kabul edilmiştir. Sistemin durumu, dünya referans sistemindeki pozisyonu (x, y, z) , Euler açıları $(\phi: \text{yuvarlanma}, \theta: \text{yunuslama}, \psi: \text{sapma})$ ve bu değişkenlerin zamana göre türevlerinden oluşan 12 elemanlı bir durum vektörü \mathbf{X} ile temsil edilir. Sistemin doğrusal olmayan dinamik denklemleri Denklem 1 ile verilmiştir. Benzetimlerde kullanılan fiziksel parametreler; kütle $m = 2.0$ kg, rotor-merkez mesafesi $l = 0.2$ m, atalet momentleri $I_1 = 1.25$, $I_2 = 1.25$, $I_3 = 2.50$ kg·m², öteleme sürüklenme katsayıları $k_1 = 0.01$, $k_2 = 0.01$, $k_3 = 0.01$ ve dönme sürüklenme katsayıları $k_4 = 0.012$, $k_5 = 0.012$, $k_6 = 0.012$ olarak alınmıştır.

$$\begin{aligned}\ddot{x} &= (\cos \phi \sin \theta \cos \psi + \sin \phi \sin \psi)u_1 - \frac{k_1}{m} \dot{x} \\ \ddot{y} &= (\cos \phi \sin \theta \sin \psi - \sin \phi \cos \psi)u_1 - \frac{k_2}{m} \dot{y} \\ \ddot{z} &= (\cos \phi \cos \theta)u_1 - g - \frac{k_3}{m} \dot{z} \\ \ddot{\theta} &= u_2 - \frac{k_4 l}{I_1} \dot{\theta} \\ \ddot{\phi} &= u_3 - \frac{k_5 l}{I_2} \dot{\phi}, \quad \ddot{\psi} = u_4 - \frac{k_6}{I_3} \dot{\psi}\end{aligned}\quad (1)$$

2.2. Referans Yörünge Tasarımı

Bir İHA için dinamik olarak takip edilebilir bir referans yörünge oluşturmak, basit bir geometrik şekil tanımlamaktan daha kar-



Şekil 1: Dört pervaneli İHA şematiği [8].

maşıktır. Yörünge, İHA'nın fiziksel limitlerini (örn. maksimum hız, ivme) aşmayacak şekilde yeterince pürüzsüz (en az iki kez türevlenebilir) olması gerekir. Bu çalışmada iki farklı yörünge tipi kullanılmıştır:

2.2.1. Dairesel Yörünge

Bu yörünge, r yarıçapında ve h yüksekliğinde sabit bir v hızıyla hareket eden bir İHA'yı tanımlar. Açısal hız $\omega = v/r$ olmak üzere, herhangi bir t anındaki referans durum $\mathbf{x}_{ref}(t)$ aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\begin{aligned}x_{ref}(t) &= r \cos(\omega t) & \dot{x}_{ref}(t) &= -r\omega \sin(\omega t) \\ y_{ref}(t) &= r \sin(\omega t) & \dot{y}_{ref}(t) &= r\omega \cos(\omega t) \\ z_{ref}(t) &= h\end{aligned}\quad (2)$$

2.2.2. Kare Yörünge

Bu yörünge, kenar uzunluğu L olan bir kare üzerinde sabit v hızıyla hareketi tanımlar. Yörünge, dört doğrusal segmentten oluşur. Köşelerdeki ani hız değişimleri, kontrolcünün bozucu etkileri ne kadar iyi sönümlendiğini test etmek için zorlu bir senaryo sunar.

Her iki yörünge için de, İHA'nın burnunun hareket yönüne bakması istendiğinde (*course lock*), referans sapma açısı ψ_{ref} anlık hız vektöründen Denklem 3 kullanılarak hesaplanır:

$$\psi_{ref}(t) = \text{atan2}(\dot{y}_{ref}(t), \dot{x}_{ref}(t))\quad (3)$$

2.3. Yörünge Takip Kontrol Mimarisi

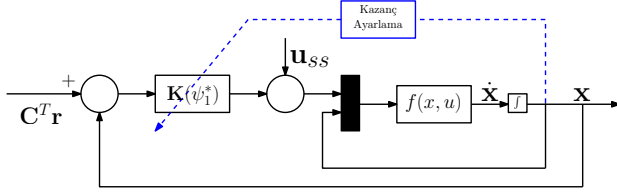
İHA'nın referans bir yörüngeyi $\mathbf{x}_{ref}(t)$ takip etmesi için tasarlanan kontrol yasası, bir ileri besleme ve bir geri besleme teriminin toplamından oluşur ve Denklem 4 ile ifade edilir. Bu mimarinin blok diyagramı Şekil 2'da gösterilmiştir. Bu yapı, sapma açısı değiştikçe kazanç matrisinin güncellendiği bir kazanç ayarlamalı kontrol kuralını teşkil eder.

$$\mathbf{u}(t) = \mathbf{u}_{ff} + \mathbf{u}_{fb}(t)\quad (4)$$

- **İleri Besleme Kontrolü (\mathbf{u}_{ff}):** Bu terim, İHA'nın yerçekimine karşı koyarak havada asılı kalmasını (*hover*) sağlayan nominal kontrol girdisidir. $\mathbf{u}_{ff} = \mathbf{u}_{ss} =$

$[g, 0, 0, 0]^T$ olarak tanımlanır; burada g yerçekimi ivmesidir.

- **Geri Besleme Kontrolü (u_{fb}):** Bu terim, anlık durum hatasını $\mathbf{x}_\delta(t) = \mathbf{x}(t) - \mathbf{x}_{ref}(t)$ sıfıra yönlendirmekle görevlidir. Kontrol yasası $\mathbf{u}_{fb}(t) = -\mathbf{K}(\psi(t))\mathbf{x}_\delta(t)$ şeklindedir.



Şekil 2: Önerilen kazanç ayarlamalı yörünge takip kontrolcüsünün blok diyagramı.

Geri besleme kazanç matrisi $\mathbf{K}(\psi)$, sistemin sapma açısı ψ_{ss} etrafında doğrusallaştırılmış hata dinamikleri $\dot{\mathbf{x}}_\delta = \mathbf{A}(\psi_{ss})\mathbf{x}_\delta + \mathbf{B}\mathbf{u}_\delta$ için LQR problemi çözülerek elde edilir. Doğrusallaştırma sonucunda elde edilen durum ve girdi matrisleri aşağıdaki gibidir:

$$\mathbf{A}(\psi_{ss}) = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{6 \times 6} & \mathbf{I}_{6 \times 6} \\ \Psi(\psi_{ss}) & \Delta \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{8 \times 4} \\ \mathbf{I}_{4 \times 4} \end{pmatrix} \quad (5)$$

Burada $\Psi(\psi_{ss})$ ve Δ alt matrisleri Denklem 6 ile tanımlanır:

$$\Psi(\psi_{ss}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & g \cos \psi_{ss} & g \sin \psi_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & g \sin \psi_{ss} & -g \cos \psi_{ss} & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0}_{4 \times 6} \end{pmatrix}$$

$$\Delta = \text{diag}(-k_1/m, -k_2/m, -k_3/m, -k_4 l/I_1, -k_5 l/I_2, -k_6/I_3) \quad (6)$$

LQR, Denklem 7 ile verilen maliyet fonksiyonunu minimize eden \mathbf{K} matrisini bulur:

$$J = \int_0^\infty (\mathbf{x}_\delta^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_\delta + \mathbf{u}_\delta^T \mathbf{R} \mathbf{u}_\delta) dt \quad (7)$$

Bu çalışmada, ağırlık matrisleri aşağıdaki gibi seçilmiştir:

- $\mathbf{Q} = \text{diag}([10, 10, 20, 1, 1, 5, 1, 1, 1, 1, 1, 1])$
- $\mathbf{R} = \text{diag}([0.1, 0.1, 0.1, 0.1])$

Bu seçimler, pozisyon hatalarına (özellikle z ekseninde) ve sapma açısı hatasına daha fazla ağırlık vererek hassas pozisyon kontrolünü önceliklendirir.

2.4. Veri Kümesi Oluşturma ve Öğrenme Amacı

YSA modelini eğitmek ve enterpolasyon yöntemini beslemek için gereken veri seti, benzetim ortamında oluşturulmuştur. Bu süreçte, ψ açısı $[-\pi, +\pi]$ aralığında 72 eşit aralıklı noktaya bölünmüştür. Her bir ayrık ψ değeri için, LQR problemi analitik olarak çözülerek karşılık gelen 4×12 boyutundaki kazanç matrisi \mathbf{K} hesaplanmış ve 48 kazanç elemanı, ilgili ψ değeri ile birlikte bir veri setine kaydedilmiştir.

Bu çalışmada veri kümesi oluşturulmasındaki temel amaç, sadece düşük bir Ortalama Karesel Hata (MSE) elde etmek değildir. Asıl hedef, öğrenme modelinin, LQR çözümünün temelindeki kontrol teorisi prensiplerini ve parametre (ψ) değişimlerine karşı olan hassasiyetini ne kadar iyi kavradığını görmektir. Düşük bir MSE, modelin veri noktalarını iyi ezberlediğini gösterebilir, ancak kapalı çevrim sistemin kararlılığı veya yörünge takip performansı hakkında tek başına bir garanti vermez. Bu nedenle, modelin başarımı, yörünge takip hatası ve özdeğer analizi gibi kontrol metrikleri üzerinden ayrıca değerlendirilmiştir.

2.5. Kazanç Matrisi Kestirim Yöntemleri

Analitik LQR'ın davranışını taklit etmek için iki yöntem incelenmiştir:

2.5.1. Doğrusal Enterpolasyon Tabanlı LQR

Bu yaklaşımda, anlık ψ değeri için kazanç matrisinin her bir elemanı $k_{ij}(\psi)$, veri setindeki en yakın komşuları $(\psi_1, k_{ij}(\psi_1))$ ve $(\psi_2, k_{ij}(\psi_2))$ kullanılarak Denklem 8 ile doğrusal olarak hesaplanır:

$$k_{ij}(\psi) = k_{ij}(\psi_1) + \frac{k_{ij}(\psi_2) - k_{ij}(\psi_1)}{\psi_2 - \psi_1}(\psi - \psi_1) \quad (8)$$

2.5.2. Derin Öğrenme Tabanlı LQR

Bu yaklaşımda, bir YSA modeli, ψ açısı ile LQR kazançları arasındaki karmaşık ve doğrusal olmayan ilişkiyi öğrenmek üzere eğitilmiştir.

Model, tek bir girdiye (anlık ψ açısı), sırasıyla 64, 128 ve 64 nörondan oluşan üç gizli katmana (ReLU aktivasyonlu) ve 48 elemanlı kazanç matrisini üreten bir çıktı katmanına sahiptir.

Modelin parametreleri θ , m adet eğitim verisi üzerinde MSE kayıp fonksiyonu $J(\theta)$ 'yı minimize edecek şekilde güncellenir. Temel yığın gradyan inişi (*batch gradient descent*) güncelleme kuralı Denklem 9 ve 10'da verilmiştir:

$$\nabla_\theta J(\theta) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \nabla_\theta L(\hat{y}^{(i)}, y^{(i)}) \quad (9)$$

$$\theta := \theta - \alpha \nabla_\theta J(\theta), \quad (10)$$

Burada α öğrenme oranı, L ise tek bir örnek için kayıp fonksiyonudur. Bu çalışmada, gradyan inişinin daha gelişmiş bir versiyonu olan ve her parametre için uyarlanabilir öğrenme oranları kullanan Adam (*Adaptive Moment Estimation*) eniyileme algoritması kullanılmıştır.

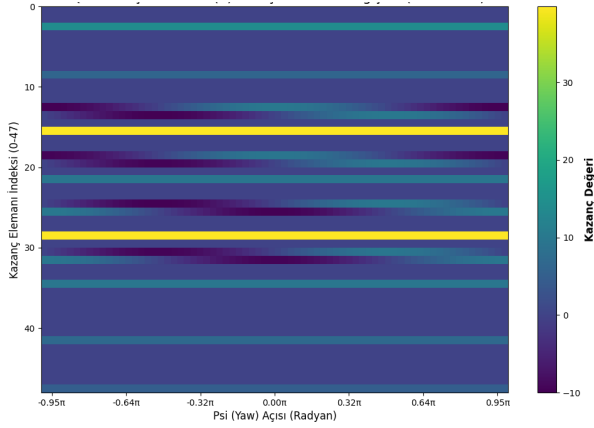
3. Benzetim Sonuçları

Bu bölümde, tasarlanan kontrolcülerin performans karşılaştırmaları sunulmaktadır.

3.1. LQR Kazançlarının Analizi

LQR kazançlarının ψ açısına ne kadar bağımlı olduğunu gösteren görseller Şekil 3'de sunulmuştur. Isı haritası, 48 kazanç elemanının birçoğunun ψ değeriyle sinüzoidal bir davranış sergilediğini açıkça ortaya koymaktadır. Bu durum, sabit kazançlı

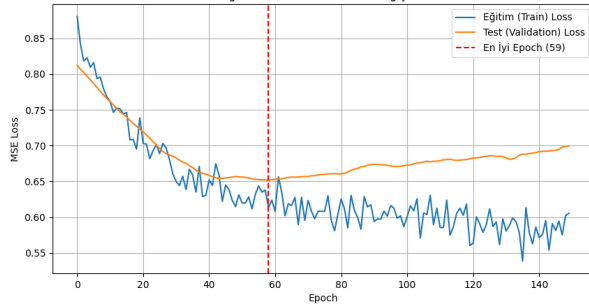
bir kontrolcü yerine kazanç ayarlamalı bir yapının gerekliliğini doğrulamaktadır.



Şekil 3: LQR kazanç matrisinin (K) ψ açısına göre değişimi: Isı haritası.

3.2. Derin Öğrenme Modelinin Başarımı

Modelin eğitim süreci sonunda elde edilen kayıp grafiği Şekil 4'de gösterilmiştir. Eğitim ve test hatalarının birlikte azaldığı ve modelin veriyi 59. iterasyona kadar ezberlemeden (*over-fitting*) öğrendiği görülmektedir. Şekil 5 ise test verisindeki bazı kazanç elemanları için modelin tahminlerinin gerçek değerlerle ne kadar örtüştüğünü göstermektedir. Kayıp fonksiyonunun doğrulama verisetindeki 0.64'lük uyumu ve Şekil 5, YSA'nın kazanç fonksiyonunu bir şekilde öğrendiğinin göstermektedir. Küçük ölçekte kazanç değişimlerinde modelin öğrenmekten daha çok ortalama değeri sürdürdüğü görülmektedir.

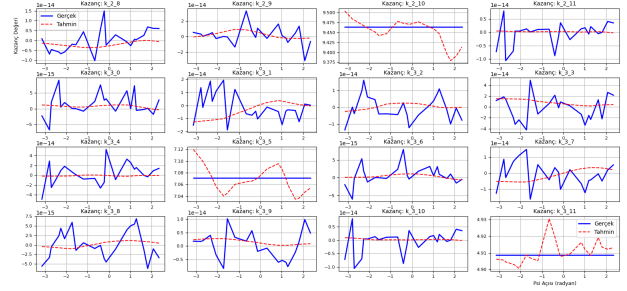
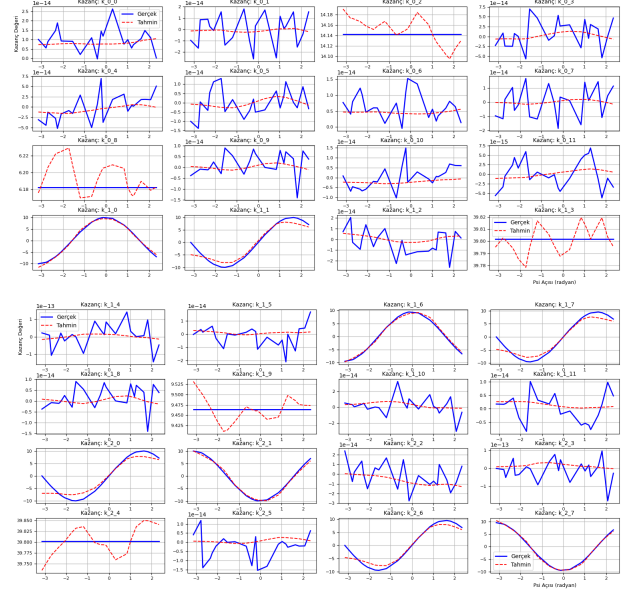


Şekil 4: YSA modelinin eğitim ve test (doğrulama) kayıp (MSE) değerlerinin devirlere göre değişimi.

3.3. Yörünge Takip Başarımı Karşılaştırması

Üç kontrolcünün (Analitik, Enterpolasyonlu, YSA tabanlı) temel senaryodaki (dairesel yörünge, 2 m/s hız) performansı Şekil 6 ve Şekil 7'da karşılaştırılmıştır. Şekil 6'da görüldüğü gibi, her üç kontrolcü de referans yörüngeyi çok yakın bir şekilde takip etmektedir. Şekil 7 ise anlık pozisyon hatalarının zamanla değişimini göstermekte ve tüm kontrolcülerin hatayı hızla minimize ettiğini doğrulamaktadır.

Analitik LQR kontrolcüsünün kazanç güncelleme mekanizması, anlık sapma açısı ile kazancın hesaplandığı son sapma açısı arasındaki farkın belirli bir toleransı (ψ_{tol}) aşmasına dayanır. Bu çalışmada $\psi_{tol} = \pi/36$ (5 derece) gibi küçük bir



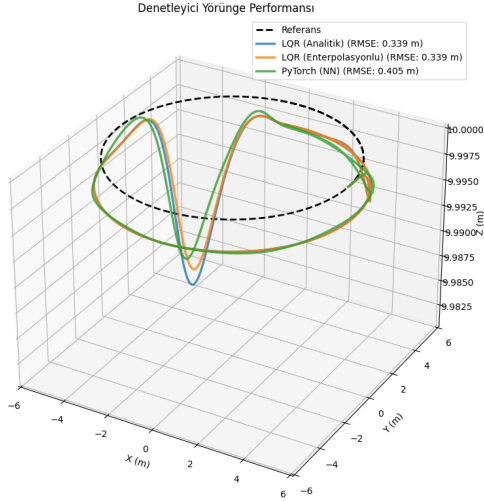
Şekil 5: YSA modelinin test verisi üzerindeki tahminleri (kırmızı kesik) ile gerçek LQR kazanç değerlerinin (mavi düz) karşılaştırılması.

değer kullanılarak, doğrusallaştırılmış modelin gerçek sistem dinamiklerine yakın kalması sağlanmıştır. Bu toleransın artırılması, kontrolcünün kazançlarını daha seyrek güncellemesine neden olur. Özellikle yüksek hızlı dönüşlerde, İHA'nın sapma açısı hızla değişirken, kontrolcü eski ve artık geçerli olmayan bir kazanç matrisi ile çalışmaya devam eder. Bu durum, model ile gerçeklik arasındaki farkın artmasına ve dolayısıyla yörünge takip performansının belirgin şekilde düşmesine yol açar. Bu nedenle, analitik yöntemin performansı ile hesaplama maliyeti arasında bir denge kurulması gerekmektedir.

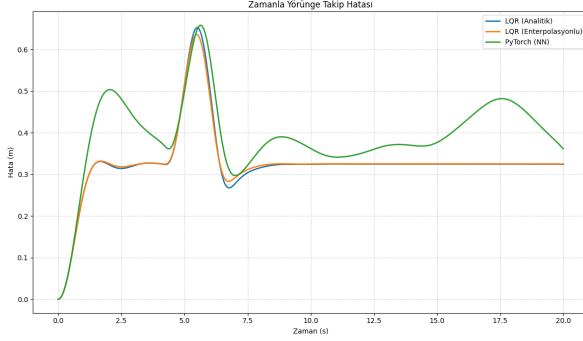
3.4. Yörünge Takip Başarımı ve Maliyet Analizi

Kontrolcülerin performansı, farklı yörünge tipleri ve detaylı bir maliyet analizi ile incelenmiştir. Bunun için kontrolcüler minimum 1 ve maksimum 5 m/s arasında 10 farklı referansı takip etmiş ve Tablo 1, LQR maliyet fonksiyonunun bileşenlerini ve toplam maliyeti özetlemektedir.

Tablo 1'den görülebileceği üzere, karesel yörünge, dairesel yörüngeye kıyasla çok daha yüksek maliyetlere neden olmaktadır. Bu durum, karesel yörünge köşelerindeki ani yön değişikliklerinin, kontrolcünden çok daha yüksek bir kontrol eforu



Şekil 6: Üç farklı kontrolcünün dairesel yörünge takip performanslarının referans yörünge ile karşılaştırılması.

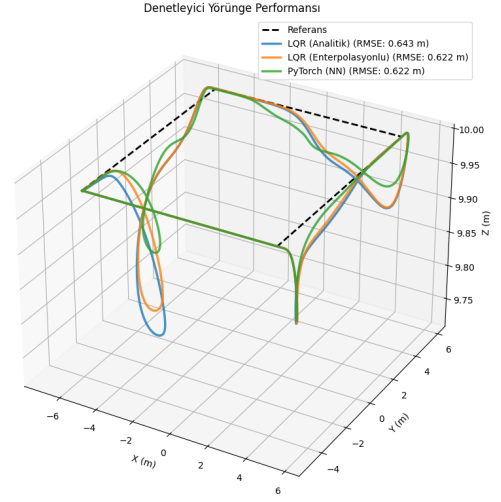


Şekil 7: Üç kontrolcünün dairesel yörünge takip hatalarının zamana göre karşılaştırılması.

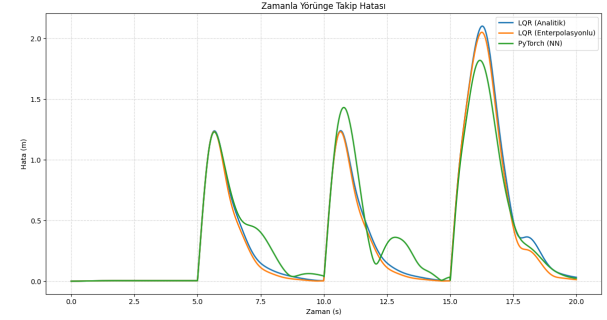
(kontrol maliyeti) oluşturmamasından ve bu esnada durum hatalarının (durum maliyeti) artmasından kaynaklanmaktadır. Her iki yörünge tipinde de fonksiyon kestirim yöntemlerinin, LQR'dan (her 5 derece ψ açısı değişiminde bir lineerleştirilmiş kazanç kullanmaktadır.) daha iyi değerleri sergilemesi, bu yöntemlerin başarısını ve düşük lineerleştirmenin performansı ne kadar düşüreceğini göstermektedir. Ayrıca Şekil 10'da en düşük performansa sahip kontrolcünün kare yörünge takibi verilmiştir.

3.5. Kapalı Çevrim Kararlılık Analizi

Bir kontrolcünün en önemli özelliği sistemi kararlı tutmasıdır. YSA'nın ürettiği kazançların kararlılığı nasıl etkilediğini incelemek için kapalı çevrim sistem matrisi $(A - BK)$ 'nin özdeğerleri analiz edilmiştir. Şekil 11 analitik LQR kazançları ile elde edilen referans özdeğer değişimlerini, Şekil 12 ise YSA'nın ürettiği kazançlarla elde edilen yörüngeleri göstermektedir. İki grafiğin birbirine benzememesi, YSA'nın özdeğerlerinin ψ değerine göre yer değiştirmesi gözlemlenmektedir. Yine de tüm özdeğerlerin karmaşık frekans düzlemin sol yarısında (kararlı bölge) kalması, YSA tarafından öğrenilen kazançların sistemin kararlılığını koruduğunu göstermektedir.



Şekil 8: Üç farklı kontrolcünün karesel yörünge takip performanslarının referans yörünge ile karşılaştırılması.



Şekil 9: Üç kontrolcünün anlık karesel yörünge takip hatalarının zamana göre karşılaştırılması.

4. Tartışma ve Sonuç

Bu çalışmada, bir dört pervaneli İHA için tasarlanan kazanç-ayarlamalı LQR kontrolcüsünün, fonksiyon kestirim yöntemleri olan doğrusal enterpolasyon ve derin öğrenme ile nasıl taklit edilebileceği incelenmiştir.

Benzetim sonuçları, hem enterpolasyonun hem de derin öğrenme modelinin, hesaplama açısından çok daha verimli yollarla analitik LQR kontrolcüsünün yörünge takip performansını arttırdığı göstermiştir. YSA modeli, sadece kazanç değerlerini taklit etmekle kalmayıp azda olsa performans olarak daha iyi görünmektedir.

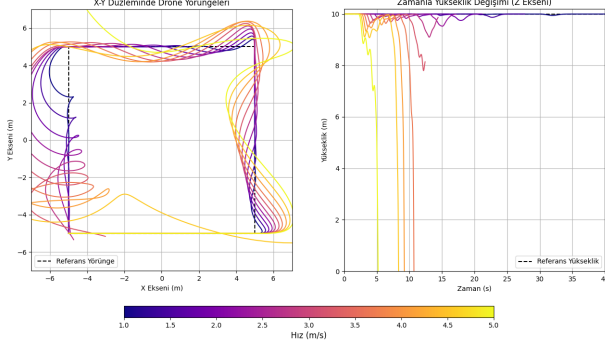
Enterpolasyonlu LQR Uygulaması en basit ve çıkarım hızı en yüksek olan yöntemdir. Ancak, performansı veri setinin çözünürlüğüne bağlıdır ve hafızada bir arama tablosu gerektirir.

YSA çıkarım zamanında çok hızlıdır ve sürekli, pürüzsüz kazanç çıktıları üretebilir. Böylece enterpolasyonun neden olabileceği ayrık geçişleri ortadan kaldırır. Ancak, dikkatli bir çevrimdışı eğitim süreci ve modelin ürettiği kazançların kararlılığı garanti ettiğinin ayrıca doğrulanmasını gerektirir.

Analitik LQR yaklaşımı, her bir çalışma noktası için sürekli zamanlı Cebirsel Riccati Denklemi'nin (ARE) çözülmesini gerektirir. Bu, n durum sayısı olmak üzere, genellikle $O(n^3)$ mertebesinde bir hesaplama karmaşıklığına sahip yinelemeli sayısal yöntemler ile yapılır. Buna karşılık, eğitilmiş YSA modelinin

Tablo 1: Farklı Senaryolar için Detaylı Maliyet Analizi.

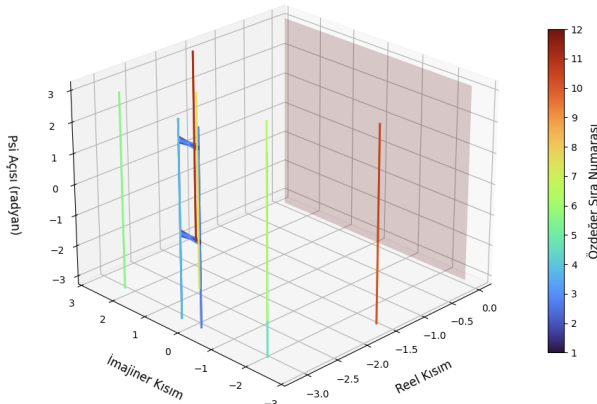
	Kontrolcü	Durum M.	Kontrol M.	Toplam M.
Dairesel	Ent LQR	23.94	6.76	30.70
	LQR	25.28	7.97	33.25
	YSA	25.61	5.15	30.76
Karesel	Ent LQR	5,298.11	2,517.62	7,815.73
	LQR	25,431.39	24,004.92	49,436.30
	YSA	3,716.10	1,205.43	4,921.53



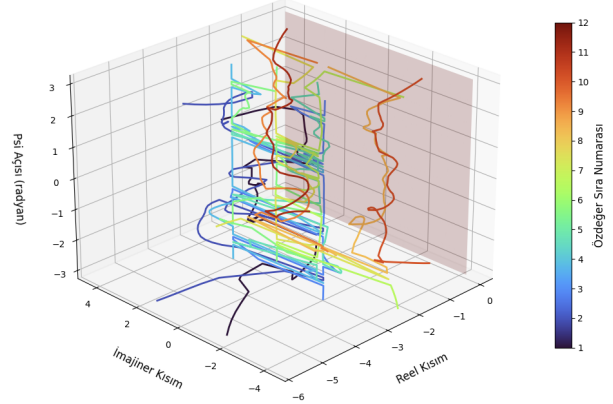
Şekil 10: Farklı hızlara göre analitik LQR yörünge takibi.

ileri-yayılım işlemi, temel olarak matris-vektör çarpımlarından oluşur ve hesaplama karmaşıklığı, katmanlardaki nöron sayıları ile orantılıdır. Bu işlem, ARE çözümüne kıyasla büyüklük mertebeleri kadar daha hızlıdır ve gömülü sistemler için çok daha uygundur. Bu teorik çıkarımı pratik olarak doğrulamak amacıyla bir hesaplama süresi testi gerçekleştirilmiştir. Intel i9-9880H işlemcili bir sistem üzerinde, 72000 adet ψ açısı için kazanç matrisi hesaplaması yapılmıştır. Analitik LQR yönteminin CPU üzerinde 72000 adet Riccati denklemini çözmesi 75.73 saniye sürerken, daha önce eğitilmiş olan PyTorch tabanlı YSA modelinin aynı sayıda kazanç matrisini ileri besleme yoluyla tahmin etmesi (çıkarmı yapması) 2.42 saniye sürmüştür.

Bu çalışma, fonksiyon kestirim yöntemlerinin, doğrusal olmayan sistemler için karmaşık ve adaptif kontrol stratejilerinin tasarlanmasında güçlü bir araç olduğunu ortaya koymuştur. Ni-



Şekil 11: Analitik LQR ile elde edilen kapalı çevrim sistem özdeşlerinin ψ açısına göre 3B değişimi.



Şekil 12: YSA tabanlı kontrolcü ile elde edilen kapalı çevrim sistem özdeşlerinin ψ açısına göre 3B değişimi.

tekim, yapay sinir ağlarının uçuş kontrolü gibi zorlu problemlerde etkinliği daha önce de kanıtlanmıştır [9]. Bu çalışmada sunulan YSA tabanlı yaklaşım, analitik bir kontrolcünün davranışını öğrenerek, yörünge takibi ve sistem kararlılığını koruma görevlerini başarıyla yerine getirmiştir

5. Teşekkür

Bu çalışma Yıldız Teknik Üniversitesi FBG-2025-6799 proje numaralı Gündümlü Bilimsel Araştırma Projesi ile desteklenmiştir.

6. Kaynakça

- [1] M. Ö. Efe, "Neural network assisted computationally simple pid control of a quadrotor uav," *EEE Transactions on Industrial Informatics*, 2011.
- [2] K. Ogata, "Modern control engineering" *Prentice hall*, 2002.
- [3] S. Sawyer, "Gain-scheduled control of a quadcopter UAV," Doktora Tezi, *University of Waterloo*, 2015.
- [4] D. J. Leith ve W. E. Leithead, "Survey of gain-scheduling analysis and design," *International journal of control*, 2000.
- [5] F. L. Lewis, S. Jagannathan, and A. Yesildirak, "Neural network control of robot manipulators and non-linear systems," *CRC Press*, 1998.
- [6] J. M. Zurada, "Introduction to artificial neural systems," *West Publishing Company St, Paul*, 1992.
- [7] S. Haykin, "Neural Networks and Learning Machines", *Pearson Education India*, 2010.
- [8] F. Adgüzel, Kurtulus, K., ve Türker, T. "A Gain Scheduling Attitude Controller With NN Supervisor for Quadrotor UAVs." *International Journal of Control, Automation and Systems*, 2024
- [9] A. J. Calise and R. T. Rysdyk, "Nonlinear adaptive flight control using neural networks," *IEEE Control Systems Magazine*, vol. 18, no. 6, pp. 14-25, 2002.

Bir Demiryolu Aracı için Bulanık Mantık Tabanlı Yarı Aktif Kontrolcü Tasarımı

Fuzzy Logic Based Semi-Active Controller Design for a Railway Vehicle

Aslı Soyiç Leblebici¹, Semiha Türkay²

¹Elektronik ve Otomasyon Bölümü
Eskişehir Osmangazi Üniversitesi, Eskişehir
{aleblebici}@ogu.edu.tr

²Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü
Eskişehir Teknik Üniversitesi, Eskişehir
{semihaturkay}@eskisehir.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, yüksek hızlı bir yolcu treninde konforun artırılmasına yönelik bir yarı-aktif kontrolcü tasarımı amaçlanmıştır. İnceleme yalnızca düşey titreşimler üzerine odaklanmış ve araç dokuz serbestlik dereceli (9-DOF) bir model ile temsil edilmiştir. Bozucu yol girdisi olarak, Konya–Polatlı hızlı tren hattının 75+500–78+000 km’leri arasında sağ ve sol raydan elde edilen nivelman ölçümleri kullanılmıştır. Yarı-aktif kontrolcü tasarımında mutlak (*skyhook*) sönümleyiciler dikkate alınmıştır. Tanımlanan kontrol probleminin çözümü için ikili (açık/kapalı) kontrol yaklaşımı ile bulanık mantık tabanlı kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Tüm benzetim çalışmaları MATLAB/Simulink ortamında gerçekleştirilmiş olup, sonuçlar aracın yanıtlarının karekök-ortalama-karesi (RMS) değerleri ile zaman ve frekans düzlemindeki davranışları üzerinden ayrıntılı şekilde tartışılmıştır.

Abstract

This study aims to design a semi-active controller to enhance passenger comfort in high-speed railway vehicles. The analysis focuses exclusively on vertical vibrations, with the vehicle modeled as a nine-degree-of-freedom (9-DOF) system. Track irregularities are introduced as disturbance inputs using vertical alignment measurements collected from the right and left rails between km 75+500 and km 78+000 of the Konya?Polatlı high-speed line. Absolute (*skyhook*) dampers are employed as the semi-active control strategy. To address the defined control problem, both binary (on/off) and fuzzy logic control methods are implemented. All simulations are conducted in the MATLAB/Simulink environment. The results are comprehensively evaluated by analyzing the root-mean-square (Rms) values of the vehicle responses, as well as their characteristics in both the time and frequency domains.

1. Giriş

Yüksek hızlı tren teknolojilerindeki ilerlemeler, modern demiryolu taşımacılığının yaygınlaşmasını desteklemekte, bölgesel bağlantıları güçlendirmekte, yolcuların aktarma sürelerini azaltmakta ve daha düşük maliyetlerle güvenli ve konforlu ulaşım sağlamaktadır. Japonya, Almanya, Fransa ve İspanya gibi ülkelerde yüksek hızlı demiryolu ağlarının yaygınlaştırılması, yoğun ulaşım koridorlarındaki trafik yükünü önemli ölçüde hafifletmiştir [1, 2, 3]. Ancak, tren hızlarının artmasıyla gövde titreşimlerinin şiddetlenmesi işletme güvenliği ve yapısal bütünlük üzerinde olumsuz etkiler yaratmaktadır [4, 5]. Bu nedenle, modern demiryolu araçlarında güvenlik, konfor ve verimlilik hedeflerini eşzamanlı karşılayabilen gelişmiş süspansiyon sistemlerinin geliştirilmesi kritik bir gereklilik haline gelmiştir.

Süspansiyon sistemleri genel olarak pasif, yarı-aktif ve aktif sistemler olmak üzere üç grupta sınıflandırılmaktadır [6]. Pasif sistemler basitlik ve düşük maliyet avantajına sahip olsa da sabit rijitlik ve sönümleme parametreleri nedeniyle farklı yol düzensizlikleri ve işletme koşullarında, optimum performans sağlayamamaktadır. Bu kısıt, sürüş konforu ile güvenlik arasında temel bir çelişki doğurmaktadır [6, 7, 8]. Aktif sistemler yüksek performans sunmakla birlikte, yüksek enerji tüketimi ve maliyet dezavantajına sahiptir. Yarı-aktif süspansiyon sistemleri ise bu iki uç arasında rasyonel bir denge kurarak, düşük enerji gereksinimi, görece düşük maliyet ve uygulama kolaylığı ile birlikte gelişmiş dinamik performans sağlamaktadır [9, 10, 11]. İsveç’te X2000 tren setlerinde, Avusturya’da Siemens tarafından gerçekleştirilen saha testlerinde ve Japonya’da farklı tren setlerinde uygulanmış örnekler mevcuttur [12]. Tüm bu sistemler, değişken sönümleme özelliklerine sahip amortisörler üzerine kuruludur. Demiryolu araçlarında değişken amortisör değerlerini kontrol eden en yaygın kontrol yaklaşımları skyhook ve groundhooktur [4, 5, 13, 14]. [3]’de birleştirilmiş skyhook ve yer değiştirme-hız kontrol yöntemi bir çeyrek araç modeli üzerinde uygulanmış ve kontrolsüz duruma kıyasla yolcu konforunda yaklaşık % 50 iyileşme sağladığı görülmüştür. Benzer şe-

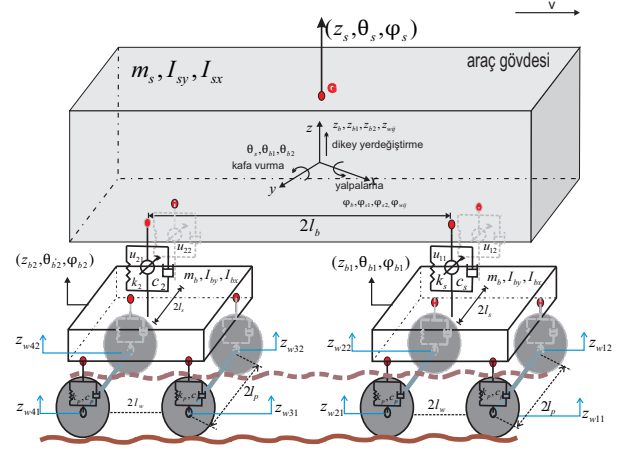
kilde, [13]'te valf kontrollü yarı-aktif süspansiyon sistemi hem konvansiyonel hem de yüksek hızlı trenler için geliştirilmiş ve deneysel platformda doğrulanmıştır. Bununla birlikte [15]'de, skyhook sönümleyiciler için optimal parametrelerin belirlenmesi doğrusal matris eşitsizlikleri (LMI) ve gradyan yöntemleriyle ele alınmış ve sonuçlar zaman düzleminde karşılaştırılmıştır.

Manyetoreolojik (MR) akışkan sönümleyiciler, negatif rijitlik özelliğine sahip manyetoreolojik elastomer (MRE) izolatörler ve elektronik valf kontrollü sönümleyiciler gibi donanım alanındaki gelişmeler, sönümleme kuvvetlerinin hızlı ve hassas bir şekilde ayarlanmasına olanak sağlamaktadır [9, 16, 17]. Bu gelişmeler, sezgisel yöntemlerden gürbüz H_∞ tabanlı kontrol algoritmalarına, hibrit yaklaşımlardan akıllı kontrol tekniklerine kadar uzanan geniş bir kontrol stratejisi yelpazesini desteklemektedir [3, 15, 18]. Akıllı kontrol yöntemleri arasında bulanık mantık kontrollü (FLC), insan benzeri kural tabanlı çıkarım mekanizmaları sayesinde doğrusal olmayan dinamikleri ve parametre belirsizliklerini etkin biçimde yönetebilmektedir. [6, 9]'da, FLC'nin titreşim bastırma performansını artırmada hem bağımsız bir kontrolör olarak hem de PID veya kayma kipli kontrol gibi klasik yöntemlerle bütünleşik biçimde kullanıldığında önemli avantajlar sunduğu belirtilmektedir. Ayrıca, [8, 17]'da farklı işletme koşullarında kararlılığı korurken düşey ve yanıl konfor performansını geliştirdiği de gösterilmiştir. Ne yazık ki, bulanık mantık kontrolünün demiryolu süspansiyon sistemlerine adaptasyonu hala gelişmekte olan bir araştırma alanı olup, çoklu tasarım hedeflerinin eşzamanlı olarak dengelenmesi bu alandaki temel araştırma boşluklarından birini oluşturmaktadır. Bu çalışma, demiryolu araçlarında bulanık mantık tabanlı kontrol stratejilerinin uygulanabilirliğini inceleyerek titreşimlerin azaltulması ve genel sürüş kalitesinin artırılmasına yönelik katkılar sunmayı amaçlamaktadır.

Sunulan çalışma şu şekilde organize edilmiştir: Bölüm 2'de, tipik bir yolcu vagonunun dokuz serbestlik dereceli (9-DOF) matematiksel modeli elde edilmiş ve hareket denklemleri kullanılarak MATLAB/Simulink ortamında modellenmiştir. Bölüm 3'te, yarı-aktif kontrolcü olarak skyhook sönümleyici ele alınmış; çözüm yöntemi olarak ikili (açık/kapalı) kontrol ile bulanık mantık tabanlı kontrol tasarımları sunulmuştur. Bölüm 4'te elde edilen benzetim sonuçları aktarılmış, makale Sonuçlar bölümü ile tamamlanmıştır.

2. Dinamik Araç Modeli

Şekil 1'de tipik bir yolcu vagonunun matematiksel modeli sunulmaktadır. Modelde tüm kütleler rijit kabul edilmiş ve yalnızca düşey yöndeki titreşimler dikkate alınmıştır. Buna göre, araç gövdesinin (m_s) ve boji gövdelerinin (m_b) düşey hareketleri (z_s, z_{b1}, z_{b2}), kafa vurma hareketleri ($\theta_s, \theta_{b1}, \theta_{b2}$) ve yalpalama hareketleri ($\phi_s, \phi_{b1}, \phi_{b2}$) tanımlanmıştır. Araç gövdesi ile boji gövdeleri, ikincil süspansiyon sistemleri (k_s, c_s) aracılığıyla birbirine bağlanırken, tekerlekler boji gövdelerine birincil süspansiyon sistemleri (k_p, c_p) ile bağlanmıştır. Tekerleklerin yolda nokta temas izleyicisi olduğu varsayılmış, yol girdisi olarak ise Konya-Polatlı hızlı tren hattının 75+500-78+000 km'leri arasında toplanan nivelman ölçümleri kullanılmıştır. Benzetim çalışmalarında aracın 180 km/h sabit hızla seyrettiği kabul edilmiştir [4]. Buna göre, birincil ve ikincil süspansiyon sistemle-



Şekil 1: Dokuz serbestlik dereceli araç matematiksel modeli.

rinde oluşan kuvvetler sırasıyla \mathbf{F}_s ve \mathbf{F}_p için,

$$\mathbf{F}_s = -K_s(\mathbf{z} - \mathbf{z}') - C_s(\dot{\mathbf{z}} - \dot{\mathbf{z}}') \quad (1)$$

$$\mathbf{F}_p = -K_p(\mathbf{z}_b - \mathbf{z}_w) - C_p(\dot{\mathbf{z}}_b - \dot{\mathbf{z}}_w) \quad (2)$$

olarak tanımlanmaktadır. Burada $\mathbf{z} = [z_{11} \ z_{12} \ z_{21} \ z_{22}]^T$ vektörü, araç gövdesi ile boji arasındaki ikincil süspansiyon bağlantı noktalarındaki düşey yer değiştirmeleri, $\mathbf{z}' = [z'_{11} \ z'_{12} \ z'_{21} \ z'_{22}]^T$ ise ilgili boji yer değiştirmelerini göstermektedir. Boji gövdeleri üzerindeki tekerlek temas noktalarının düşey yer değiştirmeleri $\mathbf{z}_b = [z_{b11} \ z_{b12} \dots z_{b42}]^T$ vektöründe, benzer şekilde her tekerlek temas noktasındaki yol girdileri ise $\mathbf{z}_w = [z_{w11} \ z_{w12} \dots z_{w42}]^T$ vektöründe toplanmaktadır.

İkincil süspansiyonun rijitlik ve sönüm özellikleri $K_s = \text{diag}(k_s, k_s, k_s, k_s)$ ve $C_s = \text{diag}(c_s, c_s, c_s, c_s)$ şeklinde diagonal matrisler olarak ifade edilmektedir. Sekiz girişten oluşan birincil süspansiyon için $K_p = \text{diag}(k_p, k_p, \dots, k_p)$, $C_p = \text{diag}(c_p, c_p, \dots, c_p)$ matrisleri kullanılmaktadır. Birincil ve ikincil süspansiyon kuvvetleri dikkate alındığında aracın hareket denklemleri aşağıdaki şekilde elde edilmektedir. Burada $\mathbf{U} = [u_{11} \ u_{12} \ u_{21} \ u_{22}]$ kontrol kuvveti vektörünü göstermekte olup, her bir eleman Şekil 1'de görüldüğü üzere ikincil süspansiyon sistemlerine paralel olarak yerleştirilmiştir.

Araç gövdesi için hareket denklemleri:

$$M_s \ddot{\mathbf{q}}_s = B_s \mathbf{F}_s + B_u \mathbf{U} \quad (3)$$

Burada,

$$\mathbf{q}_s = [z_s \ \theta_s \ \phi_s]^T, \quad M_s = \text{diag}(m_s, I_{sy}, I_{sx})$$

$$B_s = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ l_c & l_c & -l_c & -l_c \\ l_s & -l_s & l_s & -l_s \end{bmatrix} \quad B_u = -B_s.$$

Boji gövdeleri için hareket denklemleri:

$$M_b \ddot{\mathbf{q}}_b = B_{bs} \mathbf{F}_s + B_{bp} \mathbf{F}_p + B_{bu} \mathbf{U} \quad (4)$$

Burada,

$$\begin{aligned}
q_b &= [z_{b1} \ \theta_{b1} \ \phi_{b1} \ z_{b2} \ \theta_{b2} \ \phi_{b2}]^T, \\
M_b &= \text{diag}(m_b, I_{by}, I_{bx}, m_b, I_{by}, I_{bx}), \\
B_{bs} &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 & 0 \\ -l_c & +l_c & 0 & 0 \\ -l_s & +l_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -l_c & +l_c \\ 0 & 0 & -l_s & +l_s \end{bmatrix}, \\
B_{bp} &= \text{diag}(B_{bp}^u, B_{bp}^a), \\
B_{bp}^u &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -l_p & -l_p & +l_p & +l_p \\ -l_s & +l_s & -l_s & +l_s \end{bmatrix}, \\
B_{bp}^a &= \begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 & -1 \\ -l_p & -l_p & +l_p & +l_p \\ -l_s & +l_s & -l_s & +l_s \end{bmatrix}, \\
B_{bu} &= \begin{bmatrix} +1 & +1 & 0 & 0 \\ +l_c & -l_c & 0 & 0 \\ +l_s & -l_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & +1 & +1 \\ 0 & 0 & +l_c & -l_c \\ 0 & 0 & +l_s & -l_s \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

Bu çalışmanın temel amacı, raylı taşıtın sürüş güvenliğini koruyarak yolcu konforunu artıracı yarı-aktif sönümleyicilerin tasarlanmasıdır. Bu kapsamda, Eşitlik 1-4'de hareket denklemleri esas alınarak araca ait MATLAB/Simulink modeli oluşturulmuştur. Şekil 2'de görüldüğü üzere, yol bozucuları araca girdi olarak uygulanmış ve buna karşılık çıktı vektörü z olarak araç düşey, yalpalama ve kafa vurma ivmeleri ile ikincil süspansiyon deformasyonu elde edilmiştir.



Şekil 2: Simulink modeli.

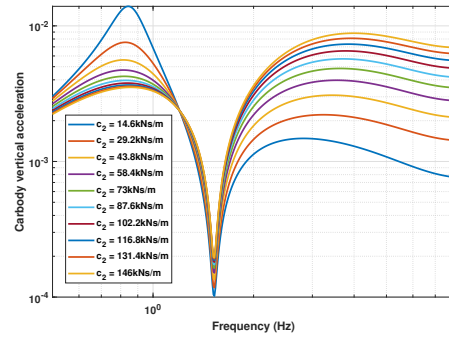
3. Yarı-Aktif Kontrol

Yarı-aktif kontrol yöntemleri arasında en yaygın kullanılan yaklaşım, mutlak (skyhook) sönümleyicilerdir. Skyhook sönümleyici tasarlanırken, araç gövdesinin gökyüzünde sabit bir nok-

taya, sönüm katsayısı değişken bir sönümleyici aracılığıyla bağlandığı varsayılmaktadır [4]. Bu yaklaşımın temel amacı, araç gövdesi ile boji gövdelerinin birbirinden uzaklaştığı veya birbirine yaklaştığı durumlarda sisteme yüksek düzeyde sönümleme uygulamaktır. Ancak skyhook sönümleyici bağlantısını fiziksel olarak gerçekleştirmek mümkün olmadığından, bu kontrol algoritması yalnızca matematiksel olarak modellenmektedir.

Eşitlik (5), skyhook sönümleyicinin matematiksel davranışını tanımlamaktadır. Burada birincil ve ikincil süspansiyon sistemlerindeki yer değiştirmeler ile bunların zamana göre türevleri; $i = 1$ ön, $i = 2$ arka boji olmak üzere ve $j = 1$ sağ, ve $j = 2$ sol yönler için tanımlansın. Buna göre, $\dot{z}_{ij}(\dot{z}_{ij} - \dot{z}'_{ij}) > 0$ koşulu, araç gövdesi ile boji gövdesinin zıt yönlerde ve birbirlerine doğru hareket ettiği durumlarda sağlanmaktadır. Bu koşul sağlandığında sisteme yüksek sönüm uygulanırken, diğer tüm durumlarda düşük sönüm devreye girmektedir. Pasif sistemlerde ise sönüm katsayısının artırılmasıyla yüksek sönümleme elde edilebilse de, sönüm kuvveti araç gövdesi ile boji gövdeleri arasındaki bağıl hıza bağlı olduğundan, ikincil süspansiyon sistemindeki sönüm artışı aracın birinci modunun üzerindeki frekanslarda gövde düşey ivmesini artırabilmektedir [7]. Bu durum Şekil 3'de gösterilmektedir.

$$u_{ij} = \begin{cases} c_{sky}^{max} \dot{z}_{ij}, & \dot{z}_{ij}(\dot{z}_{ij} - \dot{z}'_{ij}) > 0 \\ 0, & \dot{z}_{ij}(\dot{z}_{ij} - \dot{z}'_{ij}) \leq 0 \end{cases} \quad (5)$$



Şekil 3: Pasif sönümleyicinin araç gövdesi düşey ivmesine etkisi.

Araç gövdesi hareketsizken boji gövdesi ona yaklaşabilir veya ondan uzaklaşabilir. Benzer şekilde, boji gövdesi sabitken araç gövdesi de aynı hareketi gerçekleştirebilir. Ayrıca her iki gövde aynı yönde hareket etmekte olup, hızlarından birinin diğerine göre daha düşük olması da mümkündür. Bu durumların tümünde gövdeler birbirine yaklaşıp ya da uzaklaşmaktadır. Böyle koşullarda sisteme uygulanan sönüm düşük düzeyde kalmakla birlikte, skyhook sönümleyici katsayısı sıfır yerine pozitif bir değer olarak $0 < c_{sky} < c_{sky}^{max}$ aralığında seçilmelidir.

Bu seçim için bulanık mantık tabanlı kontrol yaklaşımı benimsenmiştir. Geleneksel mantık (Boole mantığı), yalnızca doğru (1) ve yanlış (0) olmak üzere ikili değerlerle işlem yapan bir cebirsel yapı üzerine kuruludur. Bu çerçevede, ikili girdiler (0,1) değerlendirilerek ikili çıktılar elde edilmektedir. Bilgisayar donanımlarının ikili değerler üzerinden çalışması nedeniyle Boole fonksiyonları, bilgisayar mimarisinin temel bileşenlerin-

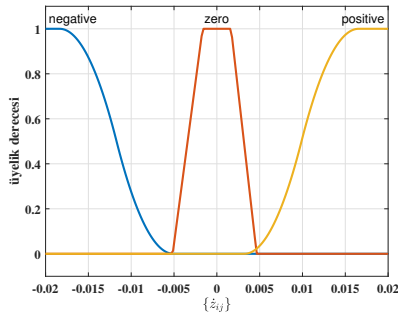
den birini oluşturmaktadır. Ancak doğal dilin ve gerçek yaşamın yapısı, kesin olarak 0 ve 1 ile temsil edilemeyecek belirsizlikler ve ara durumlar içermektedir. Bu bağlamda bulanık mantık, insan düşünce sistemine ve doğal dile daha yakın bir model sunmakta; 0 ile 1 arasındaki sürekli değerleri kapsayan çok seviyeli bir mantık sistemi olarak tanımlanmaktadır [19].

3.1. Bulanık Mantık Kontrolü

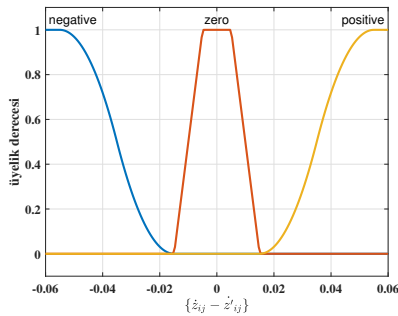
Bulanık mantık kontrolü, dilsel bir stratejiye dayanmakta olup matematiksel kontrol sürecini dilsel kurallar üzerinden ifade etmektedir. Bulanık mantık denetleyicisi üç temel aşamadan oluşmaktadır: bulanıklaştırma (fuzzification), kural tabanı (fuzzy rules) ve durulaştırma (defuzzification) [16]. Bu çalışmada kullanılan bulanık mantık kontrol yapısı aşağıda özetlenmiştir.

- Bulanıklaştırma

Bulanık mantık kontrolünün ilk aşamasıdır. Ölçülen sinyaller \dot{z}_{ij} , $\dot{z}_{ij} - \dot{z}'_{ij}$ ve \dot{z}'_{ij} sayısal değerler olarak elde edilmekte ve bulanıklaştırma işlemine tabi tutulmaktadır. Bu sinyallerin bulanıklaştırılması, Şekil 4?6?te verilen üyelik fonksiyonları aracılığıyla gerçekleştirilmiştir. İlgili sinyaller pozitif, negatif veya sıfır değerlerini alabilmektedir.



Şekil 4: \dot{z}_{ij} üyelik fonksiyonu.



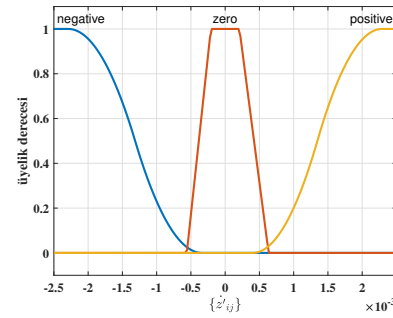
Şekil 5: $\dot{z}_{ij} - \dot{z}'_{ij}$ üyelik fonksiyonu.

- Kurallar

Bulanık kontrol kuralları, klasik *eğer-o halde* (if-then) yapısına dayanmaktadır. Bu çalışmada Mamdani tipi bulanık mantık yöntemi tercih edilmiş olup, kullanılan kuralların ayrıntılı ifadesi Tablo 1'de sunulmaktadır.

Tablo 1: Bulanık Mantık Kontrol Kuralları

\dot{z}_{ij}	$\dot{z}_{ij} - \dot{z}'_{ij}$	\dot{z}'_{ij}	Skyhook Değeri
pozitif	pozitif	negatif	c_{sky}^{max}
negatif	negatif	pozitif	c_{sky}^{max}
pozitif	pozitif	sıfır	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
pozitif	pozitif	pozitif	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
negatif	negatif	negatif	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
negatif	negatif	sıfır	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
sıfır	pozitif	negatif	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
sıfır	negatif	pozitif	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
negatif	pozitif	negatif	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
pozitif	negatif	pozitif	$c_{sky} \in (0, c_{sky}^{max})$
–	sıfır	–	$c_{sky} = 0$



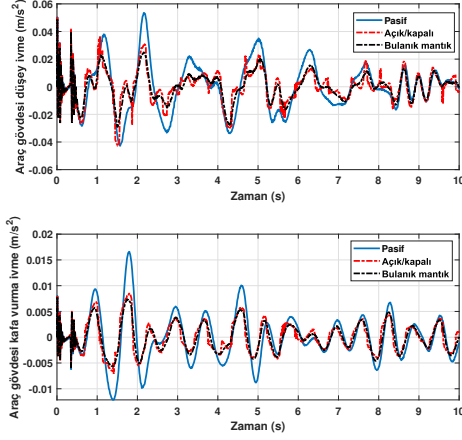
Şekil 6: \dot{z}'_{ij} üyelik fonksiyonu.

- Durulaştırma

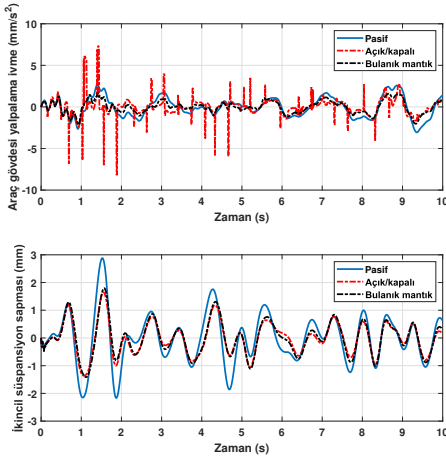
Bulanık kontrol, dilsel kurallara dayalı bir strateji olduğundan, elde edilen çıktının sayısal değerlere dönüştürülebilmesi için durulaştırma adımının uygulanması gerekmektedir. Bu çalışmada, bulanık kontrol çıktısı $0 \leq \gamma \leq 1$ aralığında tanımlanmıştır. Kontrol kuvvetinin hesaplanmasında ise sönüm katsayısı $c_{sky} = \gamma \cdot c_{sky}^{max}$ bağıntısı kullanılmıştır.

Tanımlanan kurallar doğrultusunda, MATLAB/Simulink ortamında açık/kapalı kontrol ve bulanık mantık tabanlı kontrol yöntemleri ile gerçekleştirilen benzetimlerin sonuçları Tablo 2 ve Şekil 7-11'de sunulmaktadır. Tablo 2 incelendiğinde, bulanık mantık yaklaşımı ile tasarlanan skyhook sönümleyicinin performansının, aktif kontrolcülerle elde edilen sonuçlara oldukça yakın olduğu görülmektedir. Bununla birlikte, Şekil 9'da gösterildiği üzere, bulanık mantık yöntemi kullanılarak elde edilen yarı-aktif kontrol kuvveti, açık/kapalı kontrol yöntemine kıyasla daha düşük seviyelerde gerçekleşmektedir. Ayrıca, bulanık mantık tabanlı denetimde skyhook sönümleyicinin değişken değerler alabilmesi, sistemin ara değerler üzerinden çalışmasına imkan tanımakta ve böylece enerji verimliliğinin artırılmasına katkı sağlamaktadır.

Şekil 7 ve Şekil 8 incelendiğinde, özellikle yalpalama ivmesi açısından bulanık mantık kontrol yöntemi ile daha gürbüz sonuçlar elde edildiği gözlemlenmektedir. Şekil 10 ve Şekil 11 ise araç yanıtlarının Fourier dönüşümleri aracılığıyla frekans düzlemindeki davranışlarını ortaya koymaktadır. Elde



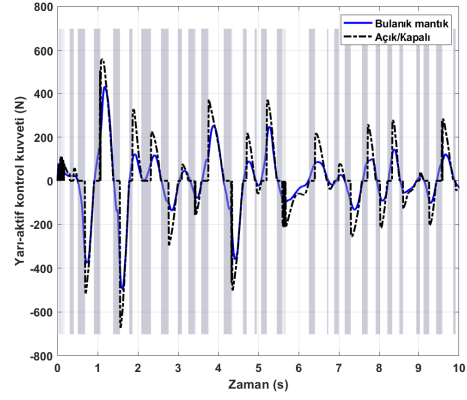
Şekil 7: Yarı-aktif kontrollü araç yanıtı.



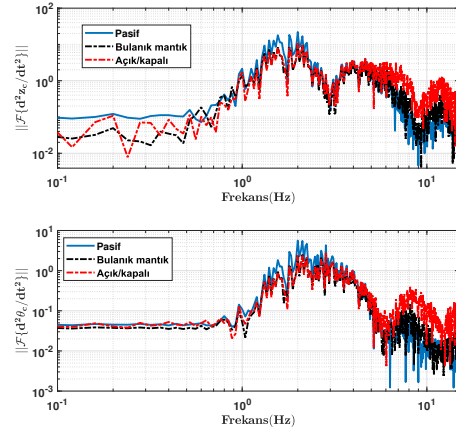
Şekil 8: Yarı-aktif kontrollü araç yanıtı.

Tablo 2: Araç Rms Yanıtları

Araç yanıtı	Kontrol edilmiş	Açık/Kapalı kontrol	Bulanık Kontrol
\ddot{z}_s	0.0165 m/s^2	0.0106 m/s^2 (↑ %35, 91)	0.0075 m/s^2 (↑ %44, 42)
$\ddot{\theta}_s$	0.0045 m/s^2	0.0027 m/s^2 (↑ %41, 60)	0.0020 m/s^2 (↑ %45, 34)
$\ddot{\phi}_s$	0.0015 m/s^2	0.0012 m/s^2 (↑ %17, 76)	0.007 m/s^2 (↑ %39, 24)
s_{11}	0.8052 mm	0.5163 mm (↑ %35, 87)	0.5504 mm (↑ %30, 44)



Şekil 9: Yarı-aktif kontrol kuvvetleri.

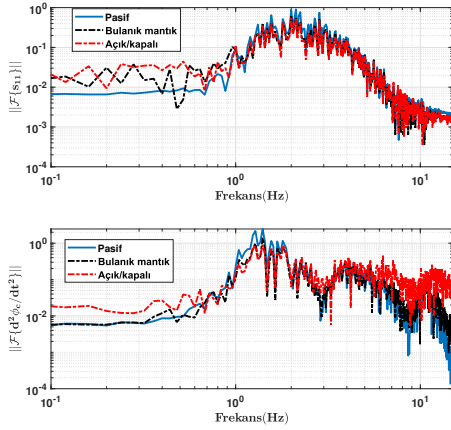


Şekil 10: Yarı-aktif kontrollü araç frekans yanıtı.

edilen bulgular, araç gövdesi ivmesi için düşük frekanslarda ($< 5Hz$) her iki kontrol yönteminin de etkinlik gösterdiğini; ancak frekans değeri arttıkça bulanık mantık kontrol yönteminin çok daha iyi bir performans sergilediğini göstermektedir. Ayrıca, ikinci süspansiyon sapmaları analiz edildiğinde, bulanık mantık tabanlı kontrol yaklaşımının düşük frekans bölgelerinde dahi açık/kapalı kontrol yöntemine kıyasla daha yüksek düzeyde etkinlik sağladığı görülmektedir.

4. Sonuçlar

Bu çalışmada, bir yolcu vagonunun dokuz serbestlik dereceli matematiksel modeli ele alınmış ve yolcu konforunu artırmaya yönelik yarı-aktif süspansiyon sistem tasarımı incelenmiştir. Yarı-aktif kontrolcü tasarımında literatürde yaygın olarak kullanılan skyhook sönümleyiciler dikkate alınmıştır. Araç hareketinin sabit hızla Konya-Polatlı hızlı tren hattı üzerinde gerçekleştiği varsayılmıştır. Yarı-aktif kontrol probleminin çözümünde ise ikili (açık/kapalı) kontrol ve bulanık mantık tabanlı kontrol yöntemleri uygulanmıştır. MATLAB/Simulink ortamında ger-



Şekil 11: Yarı-aktif kontrollü araç frekans yanıtı.

çekleştirilen benzetim sonuçları, bulanık mantık tabanlı skyhook sönümleyici tasarımının, yalnızca daha iyi performans sağlamakla kalmayıp aynı zamanda enerji verimliliği yüksek bir çözüm sunduğunu ortaya koymuştur.

5. Kaynakça

- [1] H. Wu, N. Gong, J. Yang, L. Gong, W. Li, and S. Sun, "Investigation of a semi-active suspension system for high-speed trains based on magnetorheological isolator with negative stiffness characteristics," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 208, pp. 111085, 15 Subat 2024.
- [2] S. Lin, R. D. Prithvi, and W. Zhaowei, "The impact of high-speed railway on china's regional economic growth based on the perspective of regional heterogeneity of quality of place," *Sustainability*, vol. 13, no. 9:4820, 2021.
- [3] Y. Shiao and T. Huynh, "New mixed skyhook and displacement-velocity control for improving the effectiveness of vibration isolation in the lateral suspension system of a railway vehicle," *Appl. Sci.*, vol. 14, pp. 11680, 2024.
- [4] A. S. Leblebici and S. Türkay, "On the optimization of the semi-active suspension for a railway vehicle," in *Proceedings of the IFAC 21th World Congress*, Berlin, Germany, Temmuz 2020, pp. 8494–8499.
- [5] A. S. Leblebici and S. Türkay, "Skyhook controller design for the lateral and vertical suspension of a railway trailer," in *Proceedings of the IEEE 18th International Conference on Control & Automation (ICCA)*, Reykjavik, Iceland, 18-21 Haziran 2024.
- [6] H. Liu, K. Nonami, and T. Hagiwara, "Active following fuzzy output feedback sliding mode control of real-vehicle semi-active suspensions," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 314, pp. 39–52, 2008.
- [7] A. L. Gomez, *Computer-Aided Simulation in Railway Dynamics*, CRC Press, 1987.
- [8] S. Singh and A. Kumar, "Modelling and analysis of a passenger train for enhancing the ride performance using mr-based semi-active suspension," *Journal of Vibration Engineering and Technologies*, vol. 10, pp. 1737–1751, 2022.
- [9] Y. Wu, F. Gan, H. Shi, J. Zeng, C. Chen, and Y. Feng, "Experimental investigations on the semi-active control of a valve driven secondary lateral damper for a high speed rail vehicle," *Journal of Vibration and Control*, vol. 29(13-14), pp. 3025–3037, 2023.
- [10] M. Q. Nguyen, M. Canole, O. Sename, and L. Dugard, "A model predictive control approach for semi-active suspension control problem of a full-car," in *Proceedings of the IEEE 55th Conference on Decision and Control (CDC)*, Las Vegas, USA, 12-14 Aralık 2016.
- [11] X. Wei, M. Zhu, and L. Jia, "A semi-active control suspension system for railway vehicles with magnetorheological fluid dampers," *Vehicle System Dynamics*, vol. 54, pp. 982–1003, 2016.
- [12] B. Fu, R. L. Giossi, and R. Persson, "Active suspension in railway vehicles: a literature survey," *Rail. Eng. Science*, vol. 28, pp. 3–35, 2020.
- [13] H. Shi, F. Gan, and J. Zeng, "Experimental investigations of valve controlled dampers for enhanced ride comfort on high speed rail vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2025.
- [14] C. Xu, F. Xie, R. Zhou, X. Huang, W. Cheng, Z. Tian, and Z. Li, "Vibration analysis and control of semi-active suspension system based on continuous damping control shock absorbers," *Journal of the Brazilian Society of Mechanical Sciences and Engineering*, vol. 45:341, 2023.
- [15] A. S. Leblebici and S. Türkay, "Hybrid control for semi-active suspension design of a railway vehicle," in *2020 21th International Carpathian Control Conference (ICCC)*, High Tatras, Slovakia, 27-29 Ekim 2020, pp. 1–6.
- [16] O. Demir, I. Keskin, and S. Cetin, "Modeling and control of a nonlinear half-vehicle suspension system: a hybrid fuzzy logic approach," *Nonlinear Dyn.*, vol. 67, pp. 2139–2151, 2011.
- [17] L. H. Zong, "Semi-active h control of high-speed railway vehicle suspension with magnetorheological dampers," *Vehicle System Dynamics*, vol. 51(5), pp. 600–626, 2013.
- [18] L. H. Zong, "A lateral active suspension controller for high-speed railway vehicle ride comfort based on h control method," *Journal of Mechanical Science and Technology*, vol. 37(11), pp. 5781–5788, 2023.
- [19] L. J. Yue, C. Y. Tang, and H. Li, "Research on vehicle suspension systems based on fuzzy logic control," in *IEEE International Conference on Automation and Logistics*, Qingdao, 2008, pp. 1817–1821.

İkili Tank Sisteminin Sıvı Seviye Kontrolü için Farklı Optimizasyon Yöntemlerinin Kıyaslanması ve Performans Analizi

Comparison and Performance Analysis of Different Optimization Methods for Liquid Level Control of Coupled-Tank System

Kaan Can

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü

Atatürk Üniversitesi, Erzurum

kaan.can@atauni.edu.tr

Özetçe

Bu çalışmada, doğrusal olmayan dinamiğe sahip ikili tank sisteminin sıvı seviye kontrolü amacıyla lineer tabanlı kontrolcü parametreleri (K_p ve K_i), Gri Kurt (GK), Arı Koloni (AK) ve Guguk Kuşu (GUK) optimizasyon algoritmaları kullanılarak belirlenmiştir. Elde edilen kontrolcü parametreleri hem sabit hem de zamana bağlı değişken referans sinyalleri altında test edilmiştir. Ayrıca, kullanılan optimizasyon yöntemlerinin performanslarını karşılaştırmak amacıyla her bir yöntem için ortalama mutlak hata (OMH) (Mean Absolute Error) değerleri hesaplanmıştır. Benzetim sonuçları ve performans analizleri, elde edilen kontrolcü parametrelerinin ikili tank sisteminde sıvı seviye kontrolünü yüksek doğrulukla ve minimum hata ile gerçekleştirdiğini ortaya koymuştur.

Abstract

In this study, the linear-based controller parameters (K_p and K_i) for the liquid level control of a nonlinear coupled-tank system were determined using Grey Wolf Optimizer (GWO), Artificial Bee Colony (ABC), and Cuckoo Search (CS) optimization algorithms. The obtained controller parameters were tested under both constant and time-varying reference signals. Furthermore, to evaluate the performance of the optimization methods, the Mean Absolute Error (MAE) values of the results obtained from each algorithm were calculated. Simulation results and performance analyses demonstrated that the optimized controller parameters successfully achieved accurate liquid level control of the coupled-tank system with minimal error.

1. Giriş

Sıvı seviye kontrolü; petrokimya, arıtma tesisleri, nükleer santraller ve gıda endüstrisi gibi tesislerde yoğun olarak kullanılan sistemlerdir [1]. Bu sebeple, bu tür sistemlerin kontrolü hem verim hem de güvenlik açısından oldukça önemlidir. Her ne kadar tanklar arası bağlantılar ve sistemin sıvı akış modeli gerçeğe yakın olarak modellenirse de, yine de gerçek zamanlı sıvı kontrolü için önerilen PI, PD ve PID gibi

doğrusal kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Ancak, doğrusal kontrol yöntemlerinin bu tür karmaşık sistemlerde kullanılabilmesi için, sahip olduğu K_p , K_i ve K_d gibi kontrolcü parametrelerinin sistem dinamiğine göre optimize edilmesi gerekmektedir. Bu sebeple, literatürde çeşitli optimizasyon yöntemleri kullanılarak bu parametrelerin optimizasyonu sağlanmaktadır.

Yılmaz ve ark., ikili tank sisteminin sıvı seviye kontrolü için PI + ileri beslemeli kontrol yöntemini kullanmışlardır [1]. Sistemin hem tank 1 hem de tank 2 konfigürasyonu için kontrolcü parametrelerini Genetik Algoritma (GA) ile optimize etmişlerdir. Elde edilen parametreler ile başarılı sıvı seviye kontrolü gerçekleştirmişlerdir. Chauhan ve ark., ikili tank sisteminin sıvı seviye kontrolü için kullanılan PID kontrolcüsünün parametrelerini modifiye edilmiş Karınca Koloni (m-KK) yöntemi ile elde etmiş ve önerilen yöntemi Ziegler-Nichols (Z-N) ve Parçacık Sürü Optimizasyon (PSO) yöntemleri ile kıyaslamıştır [2]. Elde edilen sonuçlar incelendiğinde, m-KK ile elde edilmiş PID'nin diğer yöntemlere kıyasla daha başarılı performans gösterdiği gözlemlenmiştir. Katal ve ark., zaman düzlemi performans indekslerini kullanarak PID kontrolcüsünün ayarlanmasında Yarasa Algoritmasının (YA) potansiyelini araştırmaktadır [3]. Kontrolcü optimizasyonu için YA kullanılması, klasik yöntemlerle karşılaştırıldığında, ISE'nin amaç fonksiyonu olarak alınması durumunda kayda değer ölçüde azalmış aşım yüzdesi, yükselme ve oturma süreleri açısından daha iyi sonuçlar sunar. Optimize edilmiş sistem, bağlantılı tank sıvı seviyesi kontrolü için daha iyi bir işlem sunar ve daha iyi performansı sağladığı gözlemlenmiştir. Mohideen ve ark., tank seviye süreci standart sistem tanımlama yöntemleriyle aşırı sönümlü ikinci mertebe bir model olarak tanımlanmış ve model doğruluğu RGA (Relative Gain Array) yöntemiyle artırılmıştır [4]. Ardından, önerilen Değiştirilmiş Model Referans Adaptif Kontrol (MRAC) yapısı geliştirilerek klasik MRAC ve PID denetleyici ile karşılaştırılmıştır. Benzetim sonuçları, değiştirilmiş MRAC'ın geçici ve kararlı durum performansını önemli ölçüde iyileştirdiğini, özellikle GA tabanlı Değiştirilmiş MRAC'ın diğer tüm denetleyicilere üstünlük sağladığını göstermiştir.

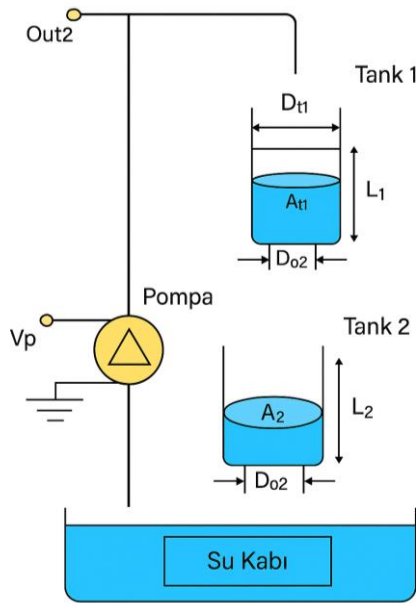
Bu çalışmada, ikili tank sisteminin sıvı seviye kontrolü için kullanılan PI kontrolcü parametreleri AK, GK ve GUK yöntemleri ile optimize edilmiştir. Elde edilen kontrolcü parametreleri iki farklı sıvı seviye referansı için benzetim çalışmaları yapılmış ve elde edilen sonuçlar hem grafiksel hem de OMH ile hesaplanarak kıyaslanmış ve performans analizleri yapılmıştır.

2. Sistem Modeli

Bu kısımda, ikili tank sistemine ait matematiksel ifadeler sunulmuştur. Ayrıca, görsel olarak da sunulan tankın modelinin çalışma prensibi aşağıdaki kısımda anlatılmıştır.

2.1. İkili Tank Sisteminin Matematiksel Modeli

Bu makalede kullanılan sisteme ait tank modeli Şekil 1’de sunulmuştur. Birbirine seri şekilde bağlanan tank 1 ve tank 2’nin sahip oldukları kesit alanı, tank çapı ve seviye göstergeleri şekildeki gibidir [5]-[9].



Şekil 1: İkili Tank Modeli

Burada, V_p pompaya uygulanan gerçek gerilimdir ve birimi voltur. İkili tank modelinde, sistemin durum değişkenleri üst kısımdaki tank için L_1 ve alt kısımdaki tank için L_2 sıvı seviyeleridir. Tank 2’nin çıkışına ait akış oranı ise aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [5]-[9],

$$f_{o2} = A_{o2} V_{o2} \quad (1)$$

Tank 2’ye ait sıvı çıkışının akış hızı, Bernoulli denklemi esas alınarak (2)’deki gibi ifade edilmektedir [7], [8].

$$V_{o2} = \sqrt{2\sqrt{gL_2}} \quad (2)$$

Tank 2’ye ait sıvı çıkış yolu için kesit alanı hesabı aşağıdaki gibidir [7], [8].

$$A_{o2} = \frac{1}{4} \pi D_{o2}^2 \quad (3)$$

Bu denklemler (1)’de yeniden yazılırsa, (4) elde edilir [5]-[7].

$$f_{o2} = A_{o2} \sqrt{2\sqrt{gL_2}} \quad (4)$$

Böylece, tank 2 ‘ye giren sıvı akış oranına ait matematiksel ifade aşağıdaki gibi elde edilebilir [8], [9].

$$f_{i2} = A_{o1} \sqrt{2\sqrt{gL_1}} \quad (5)$$

Tank 2 için kütle korunumu prensibi dikkate alındığında; L_2 için birinci dereceden diferansiyel denklem ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir [8].

$$A_{i2} \left(\frac{dL_2}{dt} \right) = f_{i2} - f_{o2} \quad (6)$$

Elde edilen eşitlikler yeniden düzenlenirse, tank 2 için sistem modeli (7)’deki gibi elde edilir [5]-[9].

$$\frac{dL_2}{dt} = \frac{-A_{o2} \sqrt{2\sqrt{gL_2}} + A_{o1} \sqrt{2\sqrt{gL_1}}}{A_{i2}} \quad (7)$$

3. Kontrol Yöntemleri

3.1. Optimizasyon Yöntemleri

Bu makalede, ikili tank sisteminin sıvı seviye kontrolü için kullanılan optimizasyon yöntemleri sırasıyla AK, GK ve GUK yöntemleridir. Bu yöntemler ile; tank 2’nin kontrolcü parametreleri olan Kp_2 , Ki_2 ve Kff_2 değerleri bulunmuştur.

3.1.1. Arı Kolonisi Optimizasyon Yöntemi

Arı kolonisi yönteminde, gerçek hayattaki arı kolonilerinin verimli yiyecek kaynaklarını bulmak ve bu kaynaklara yönelmek için kolektif karar verme mekanizmalarını kullanmaları mantığı vardır [10]. Arıların bu davranışı, AKO algoritmasının temelini oluşturur. Bu algoritmanın mantığı şu şekildedir:

İzci arılar, çevrede rastgele dolaşarak potansiyel besin kaynaklarını arar. Bir kaynak bulunduğunda, arı kovana dönerek dans eder. Bu dans, kaynağın kalitesi hakkında diğer arılara bilgi verir. Diğer arılar, dansı izleyerek yüksek verimli kaynaklara yönelir, bu da koloninin zamanla en iyi kaynak etrafında toplanmasını sağlar.

Her çözüm için başlangıç parametreleri rastgele seçilir, çözüm adayları üretilir [10], [11].

$$x_{ij} = x_j^{min} + rand(0.1)(x_j^{max} - x_j^{min}) \quad (8)$$

Yeni çözüm, mevcut çözüm ile başka bir rastgele çözüm arasındaki farktan üretilir [10], [11].

$$v_{ij} = x_{ij} + \phi_{ij}(x_{ij} - x_{kj}) \quad (9)$$

Her arının bulduğu çözümün kalitesi aşağıda verilen uygunluk fonksiyonuna göre hesaplanır [10], [11].

$$Pi = \frac{fit_i}{\sum_{j=1}^N fit_j} \quad (10)$$

Burada amaç; parametre değerlerini optimize ederek (11)’deki hata fonksiyonunu en aza indirmektir.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (11)$$

3.1.2. Gri Kurt Optimizasyon Yöntemi

GKO algoritması, gri kurtların doğadaki avlanma davranışları ve sosyal hiyerarşi yapısından esinlenerek geliştirilmiş bir yöntemdir. Bu yöntemde çözüm uzayındaki her birey bir "kurt" olarak temsil edilir ve bu kurtlar belirli kurallara göre hareket ederek optimum çözüme ulaşmaya çalışır [12], [13].

Başlangıçta, tanımlanan sınırlar içerisinde rastgele N adet gri kurt oluşturulur. Her kurt, bir çözüm vektörünü temsil eder; örneğin, bir sistemin kontrolör parametreleri bu vektörün elemanları olabilir. Her çözüm, bir uygunluk (fitness) fonksiyonu kullanılarak değerlendirilir. Bu fonksiyon, her kurdun "ne kadar iyi bir avcı" olduğunu belirler, çözümün ne kadar başarılı olduğunu ifade eder.

PI denetleyicisinin, denetleyici parametrelerinin optimize edilmesi amaçlanmaktadır [12], [13].

$$J(x) = \int_0^{\tau} e^2(t; x) dt \quad (12)$$

Avın mesafesi aşağıdaki gibi hesaplanabilir [12], [13].

$$\vec{D} = |\vec{C} \cdot \vec{X}_{leader} - \vec{X}| \quad (13)$$

Konum güncelleme kuralları [12], [13].

$$\vec{X}(t+1) = \vec{X}_{leader} - \vec{A} \cdot \vec{D} \quad (14)$$

Her birey üç liderin etkisine göre pozisyonunu günceller [12], [13].

$$\vec{X}(t+1) = \frac{1}{3}(\vec{X1} + \vec{X2} + \vec{X3}) \quad (15)$$

Sistemdeki kontrolcü performansını ölçmek için (16) ve (17)'deki ifadelerle benzer bir performans ölçütü kullanılır [12], [13].

$$J(x) = \int_0^{\tau} [y_{ref}(t) - y(t; x)]^2 dt \quad (16)$$

$$Fitness(x) = \frac{1}{J(x) + \varepsilon} \quad (17)$$

3.1.3. Guguk Kuşu Optimizasyon Yöntemi

Guguk Kuşu algoritması, doğadaki bazı guguk kuşlarının üreme davranışlarından ilham alan bir meta-sezgisel optimizasyon yöntemidir [14]. Özellikle, guguk kuşlarının yumurtalarını başka kuşların yuvalarına bırakma stratejisi, bu algoritmanın temelini oluşturmaktadır.

Bu yöntemde her yuva bir çözümü belirtir. Her guguk kuşu, rastgele seçilmiş bir yuvaya yalnızca bir yumurta bırakır. Yuva sahibi kuş, eğer yumurtayı tanımasa (yani, uyumsuz bir çözümse), ya yumurtayı yuvadan atar ya da yuvayı tamamen terk eder. Bu davranış, kötü çözümlerin elenmesi ya da rastgele yeni çözümlerin denenmesi anlamına gelir. En iyi yumurtalar

(çözümler) ise bir sonraki nesle taşınır, yani algoritma boyunca korunur ve geliştirilir. Çözümler aşağıda verildiği gibi rastgele başlatılır [14]:

$$xi = xmin + rand(0.1)(xmax - xmin) \quad (18)$$

Yeni bir çözüm oluştururken mevcut çözümde küçük bir değişiklik yapılır. Bu değişiklik aşağıda verilen Levy uçuşu tarafından modellenmiştir [14]:

$$xi^{new} = xi + \alpha \cdot Levy(u) \quad (19)$$

Uygunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi hesaplanır [14]:

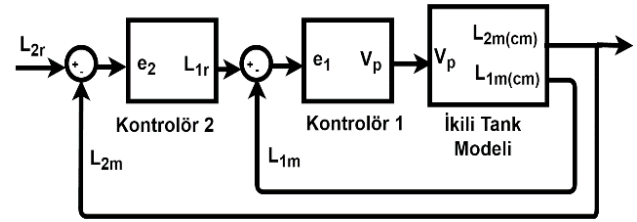
$$fitness(xi) = \frac{1}{1 + J(xi)} \quad (20)$$

Ayrıca, her bir optimizasyon yöntemi ile elde edilen K_p ve K_i kontrolcü parametrelerine ait sayısal değerler Tablo 1'de sunulmuştur. Burada K_{ff2} parametresi, ikinci tankın kontrolü için kullanılan ileri besleme kontrolcü kazancıdır.

Tablo 1: Optimizasyon sonucu elde edilen kontrolcü parametreleri

Kontrolcü Parametreleri	Gri Kurt	Arı Koloni	Guguk Kuşu
K_{ff2}	1.1102	0.9958	1
K_{p2}	7.6302	7.3871	7.5
K_{i2}	1.1008	0.9893	1.0257

Bununla birlikte, tank 2 için uygulanan sistemin kontrol blok diyagramına ait görsel Şekil 2'deki gibidir. Burada, tank 2 için referans sıvı sağlayan tank 1'in parametreleri deneme yanılma yöntemi ile elde edilmiştir.



Şekil 2: İkili Tank Modelinin Kontrol Blok Diyagramı

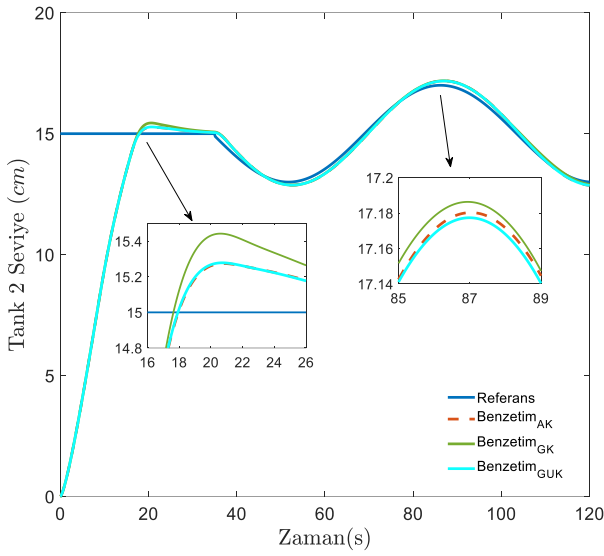
4. Benzetim Sonuçları

Bu kısımda, optimizasyon yöntemleri ile elde edilen benzetim bulguları sunulmuştur.

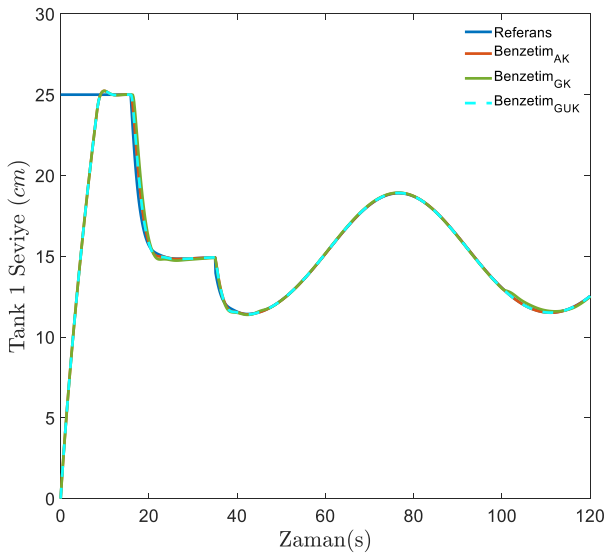
İlk olarak, Şekil 3'te sabit + sinüzoidal referans sinyali altında tüm optimizasyon yöntemlerinin benzetim sonuçları sunulmuştur. Referansın sabit kısmı için sıvı seviyesinin 15 cm olarak uygulanmıştır. Şekilden de görüleceği üzere, GK yöntemi ile elde edilen kontrolcü parametrelerinin diğer yöntemlere kıyasla daha kısa sürede referansa ulaşmasına rağmen, en yüksek aşım miktarına sahip olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, AK ve GUK yöntemlerinin benzer sıvı seviye takip performansı gösterdikleri görülmüş ve hemen

hemen aynı yükselme, aşım ve yerleşme sürelerine sahip oldukları gözlemlenmiştir. Referansın zamanda değişim gösteren kısmı olan sinüzoidal kısmında ise; GK algoritmasının diğer yöntemlere göre daha fazla referans takip hatasına sahip olduğu, AK ve GUK yöntemlerinin benzer referans takip performansına sahip oldukları gözlemlenmiştir.

Şekil 4'te alt tank olan Tank 2 için gerekli olan referans sıvı girişini sağlayan Tank 1'in sıvı seviyesi sunulmuştur. Tank 1'den gelen sıvı Tank 2'nin kontrolünü sağladığından, kontrolcü performansını değerlendirmekte oldukça önemli bir göstergedir. Şekilden; tüm optimizasyon yöntemleri sonucunda elde edilen kontrolcü parametreleri ile gerçekleştirilen sıvı seviye kontrolünün benzer davranışlar gösterdikleri gözlemlenmiştir. Böylece, Tank 2'nin kontrolü için gerekli sıvı miktarının tedariki sağlanmıştır.

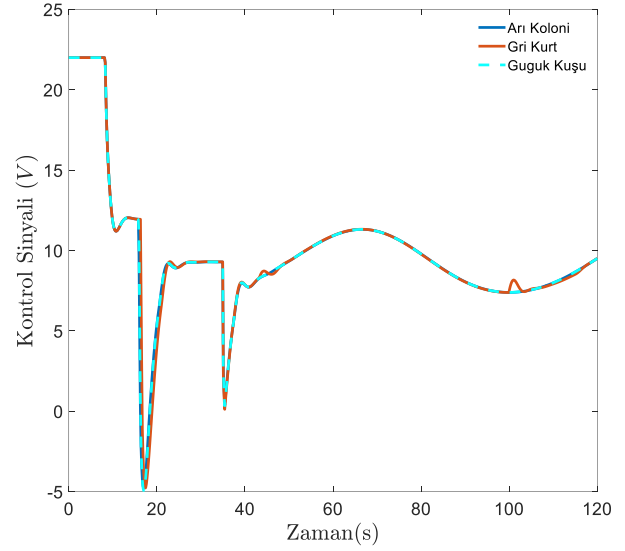


Şekil 3: Sabit + sinüzoidal referans sinyali altında tüm optimizasyon yöntemlerinin benzetim sonuçları.

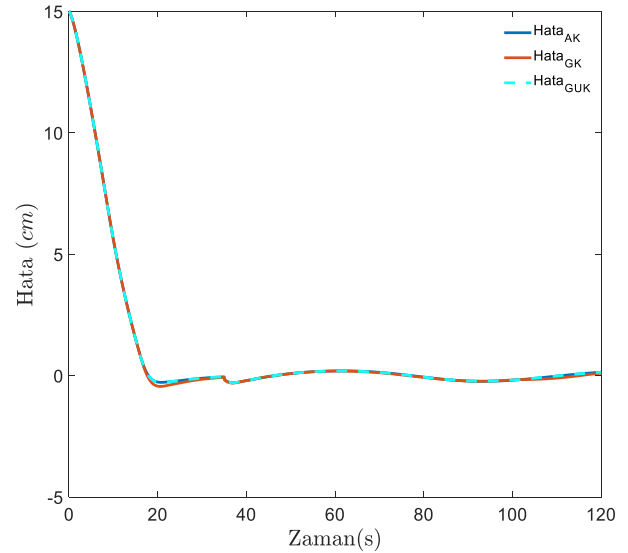


Şekil 4: Tank 2 için gerekli olan Tank 1 referans ve benzetim sonuçları.

Şekil 5'te sabit + sinüzoidal referans sinyali için tüm optimizasyon yöntemlerinin kontrol sinyalleri sunulmuştur. Benzetim için uygulanan kontrol sinyallerinin voltaj genlikleri gerçek zamanlı sistem dinamikleri göz önünde bulundurularak -5 ile +22 volt arasında olacak şekilde sınırlandırılmıştır. Şekilden de görüleceği üzere, referansın sabit kısmında sistemdeki sıvı seviyesinin sıfır olması sebebiyle kontrol sinyal genliklerinin yaklaşık 22 volt seviyesinden başladığı, ardından referansı yakalayıp hafif aşım yaptığı için voltaj genliklerinin -5 voltaja kadar düştüğü görülmüştür. Daha sonra, referansın yumuşak değişim içeren kısmı olan sinüzoidal sinyal uygulandığında, tüm yöntemlerin aynı formda kontrol sinyali ürettikleri ve sıvı seviye takibini sürdürdükleri gözlemlenmiştir.



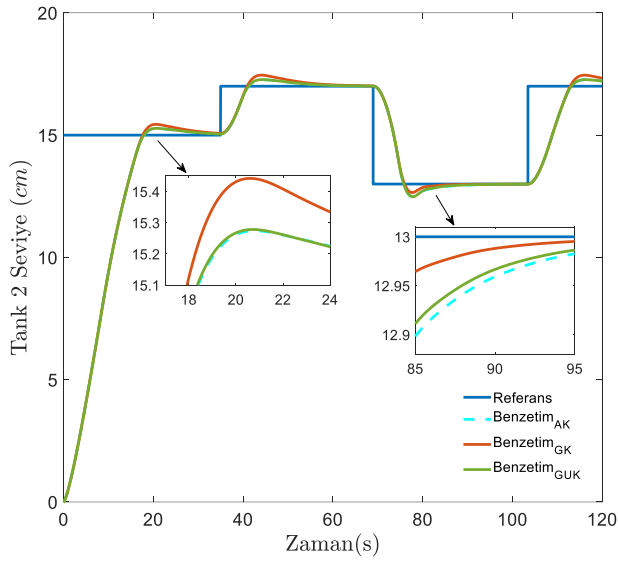
Şekil 5: Sabit + sinüzoidal referansı için tüm optimizasyon yöntemlerinin kontrol sinyalleri.



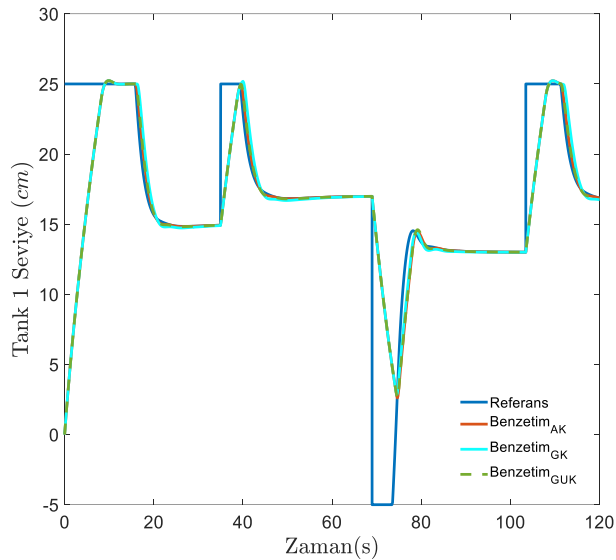
Şekil 6: Sabit + Sinüzoidal referans sinyali altındaki tüm optimizasyon yöntemlerinin hata sinyalleri.

Şekil 6’da, sabit + sinüzoidal referans sinyali altındaki tüm optimizasyon yöntemlerinin hata sinyalleri sunulmuştur. İlk anda tanktaki sıvı seviyesinin sıfır olması sebebiyle hata değerinin 15 cm’den başladığı, tanka su pompalandıktan sonra hata değerinin azalarak sıfıra yakınsadığı görülmüştür. Ancak tanka pompalanan fazla sıvı sebebiyle oluşan aşım nedeniyle bir miktar hatanın meydana geldiği gözlemlenmiştir. Daha sonra, sinüzoidal referans uygulandığında, genlikte oluşan yumuşak değişimler nedeniyle meydana gelen hafif sıvı hatalarının oluştuğu, ancak yine de her bir optimizasyon yöntemi ile elde edilen kontrolcü parametrelerinin oluşan hataları kompanse ederek hata değerini yaklaşık sıfır etrafında tutabildikleri gözlemlenmiştir.

Şekil 7’de sabit + kare referans sinyali altında tüm

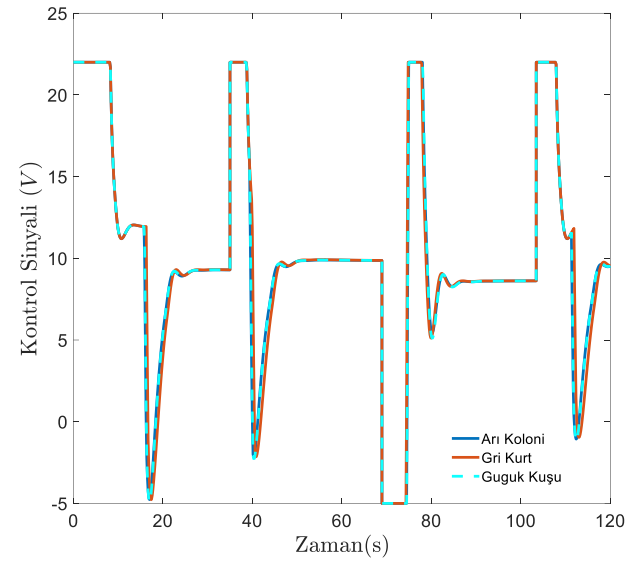


Şekil 7: Sabit + kare referans sinyali altında tüm optimizasyon yöntemlerinin benzetim sonuçları.

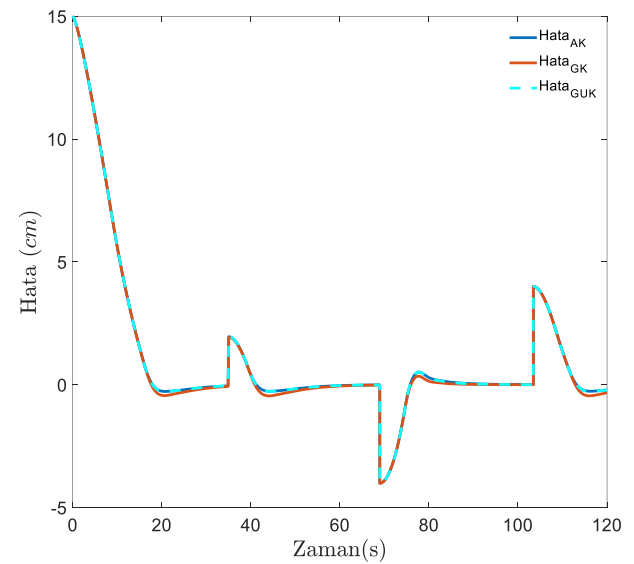


Şekil 8: Tank 2 için gerekli olan Tank 1 referans ve benzetim sonuçları.

optimizasyon yöntemlerinin benzetim sonuçları sunulmuştur. Referansın sabit kısmı incelendiğinde; AK ve GUK yöntemleri ile elde edilen kontrolcü parametreleri ile gerçekleştirilen sıvı seviye kontrolünün benzer performansa sahip oldukları, hemen hemen aynı yükselme zamanına ve aşım miktarına sahip oldukları gözlemlenmiştir. Diğer taraftan, GK yönteminin ise daha kısa sürede referansa ulaşmasına rağmen, daha yüksek aşım miktarına sahip olduğu görülmüştür. Ayrıca, ani değişim içeren bir referans formu olan kare sinyali uygulandığında ise; yine GK yönteminin daha yüksek aşım miktarına sahip olduğu gözlemlenmiştir. Bununla birlikte, diğer optimizasyon yöntemlerinin referanstaki ani değişimlere benzer tepki verdikleri gözlemlenmiştir.



Şekil 9: Sabit + kare referans sinyali için tüm optimizasyon yöntemlerinin kontrol sinyalleri.



Şekil 10: Sabit + kare referans sinyali altındaki tüm optimizasyon yöntemlerinin hata sinyalleri.

Şekil 8’de sabit + kare referansı için Tank 1’in sağladığı referans sıvı seviyesi ve kontrolcülerin ürettikleri seviyeler sunulmuştur. İlk olarak, Tank 2 için gerekli olan sabit sıvı referansını sağlamak için gerekli olan miktarın yaklaşık 25 cm olması gerektiği görülmektedir. Bu sebeple, optimizasyon yöntemleri ile elde edilen kontrolcülerin hızla bu seviyeyi sağlamak için sıfırdan başlayarak eksik olan sıvı miktarını kompanze etmeye başladıkları gözlemlenmiştir. Ardından, ani değişim bölgelerinde her ne kadar hızla tepki verseler de, gerekli olan referans sıvı miktarını eksik sağladıkları gözlemlenmiştir.

Şekil 9’da, sabit + kare referans sinyali için tüm optimizasyon yöntemlerinin kontrol sinyalleri sunulmuştur. Şekilden de görüldüğü üzere, yine kontrol sinyali genliğinin -5 ile + 22 volt arasında sınırlandırılmıştır. Sabit referans için, kontrolcünün yaklaşık 22 volt seviyesinde sinyal ürettiği, devamında azalan hata değeri ile birlikte kontrol sinyalinin genliğinin de azaldığı görülmüştür. Aşım miktarına bağlı olarak kontrol sinyalinin genliğinin eksi değerlere indiği (fazla sıvının sistemden geri çekilmesi) görülmüştür. Ayrıca, kare sinyali ani değişimler içerdiğinden kontrol sinyalinin de buna uygun olarak ani genlik yükselmesi/alçalması sağladığı gözlemlenmiş ve tüm optimizasyon yöntemlerinin hemen hemen aynı genlik ve formda kontrol sinyali ürettikleri gözlemlenmiştir.

Ayrıca, Şekil 10’da sabit + kare referans sinyali altındaki tüm optimizasyon yöntemlerinin hata sinyalleri sunulmuştur. Şekilden de görüldüğü üzere, her bir yöntem ile kontrol edilmek istenen kare referansın özellikle ani değişiminden kaynaklı seviyelerde kontrolcülerin benzer kontrol performansına sahip oldukları ve hemen hemen aynı hata genliği ve formuna sahip oldukları gözlemlenmiştir.

Tablo 2: Sabit + Sinüzoidal Referans için Ortalama Mutlak Hata Değerleri

Yöntem	Sabit	Kare	Toplam
Arı Koloni	3.6972	0.1252	1.1744
Gri Kurt	3.7381	0.1247	1.1859
Guguk Kuşu	3.6964	0.1219	1.1716

Tablo 2’de sabit + sinüzoidal referans için ortalama mutlak hata değerleri sunulmuştur. İlk olarak referansın sabit kısmında; GK yöntemi ile elde edilen kontrolcü parametrelerinin sahip olduğu OMH değerinin yaklaşık 3.7381 olduğu; bunu sırasıyla AK’nin 3.6972 ve GUK’un 3.6964 ile takip ettiği görülmüştür. Ayrıca, sinüzoidal referans altında meydana gelen OMH değerlerinin ise; AK’nin 0.1252, GK’nin 0.1247 ve GUK’un 0.1219 olduğu gözlemlenmiştir. Son olarak, tüm referans boyunca oluşan OMH değerlerinin sırasıyla; GK’nin 1.1859, AK’nin 1.1744 ve GUK’un 1.1716 olarak elde edildiği görülmüş ve en iyi takip performansını da GUK algoritması ile elde edilen kontrolcü parametrelerine ait olduğu gözlemlenmiştir.

Tablo 3’te sabit + kare referans için ortalama mutlak hata değerleri sunulmuştur. İlk olarak referansın sabit kısmında; GK yöntemi ile elde edilen kontrolcü parametrelerinin sahip olduğu OMH değerinin yaklaşık 3.7381 olduğu; bunu sırasıyla AK’nin 3.6972 ve GUK’un 3.6964 ile takip ettiği görülmüş, en iyi performansın GUK ile elde edilen kontrolcü parametrelerine ait olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca, kare

referans altında meydana gelen OMH değerlerinin ise; GK’nin 0.5963, AK’nin 0.5821 ve GUK’un 0.5803 olduğu gözlemlenmiş en iyi takip performansına GK ile ulaşıldığı görülmüştür. Son olarak, tüm referans boyunca oluşan OMH değerlerinin sırasıyla; GK’nin 1.5475, AK’nin 1.5247 ve GUK’un 1.5230 olarak elde edildiği görülmüş ve en iyi takip performansını da GUK algoritması ile elde edilen kontrolcü parametrelerine ait olduğu gözlemlenmiştir.

Tablo 3: Sabit + Kare Referans için Ortalama Mutlak Hata Değerleri

Yöntem	Sabit	Kare	Toplam
Arı Koloni	3.6972	0.5821	1.5247
Gri Kurt	3.7381	0.5963	1.5475
Guguk Kuşu	3.6964	0.5803	1.5230

5. Sonuçlar

Bu makalede, ikili tank sisteminin sıvı seviye kontrolü için kullanılan PI kontrolcü parametreleri AK, GK ve GUK optimizasyon yöntemleri ile elde edilmiş ve iki farklı referans için benzetim çalışmaları gerçekleştirilmiştir.

- İlk olarak, sabit + sinüzoidal referansı uygulanmış ve elde edilen kontrolcü parametrelerinin referans takip performansı OMH değeri ile hesaplanmıştır. Elde edilen sayısal değerler incelendiğinde; tüm referans boyunca en iyi takip performansına yaklaşık 1.1716 OMH değeri ile GUK yöntemi ile ulaşılmıştır.
- İkinci olarak, sisteme sabit + kare referansı uygulanmıştır. Elde edilen sonuçların yine OMH değerleri hesaplanmış ve elde edilen bulgulardan en iyi referans takip performansının yaklaşık 1.5230 OMH değeri ile yine GUK yöntemine ait olduğu gözlemlenmiştir.

Her iki farklı referans için de en iyi kontrolcü parametre değerlerine GUK yöntemi ile ulaşıldığı görülmüştür.

Kaynakça

- [1] M. Yılmaz, K. Can and A. Başçi, “PI+Feed Forward Controller Tuning Based on Genetic Algorithm for Liquid Level Control of Coupled-Tank System,” *Journal of the Institute of Science and Technology*, Cilt: 11, No:2, s: 1014-1026, 2021.
- [2] S. Chauhan, B. Singh and M. Singh, “Modified ant colony optimization based PID controller design for coupled tank system,” *Eng. Res. Express*, Cilt: 3 No: 045005, s:1-14, 2021.
- [3] N. Katal, P. Kumar and S. Narayan, “Optimal PID controller for coupled-tank liquid-level control system using bat algorithm,” 2014 International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES), Allahabad, India, s: 1-4, 2014.
- [4] K. A. Mohideen, G. Saravanakumar, K. Valaarmathi, D. Devaraj and T.K. Radhakrishnan, “Real-coded Genetic Algorithm for system identification and tuning of a modified Model Reference Adaptive Controller for a hybrid tank system,” *Applied Mathematical Modelling*, Cilt: 37(2013), s: 3829-3847, 2013.
- [5] Quanser manufacturer, Two Tank Manuel, 2005.

- [6] H.T. Sekban, K. Can, A. Başçı, "Model-based Dynamic Fractional-order Sliding Mode Controller Design for Performance Analysis and Control of a Coupled Tank Liquid-level System," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, Cilt: 20(3), s: 93-100, 2020. DOI: [10.4316/AECE.2020.03011](https://doi.org/10.4316/AECE.2020.03011)
- [7] H.T. Sekban, K. Can, A. Başçı, "İkili Tank Sıvı-Seviye Sisteminin PI ve Geri Adımlamalı Kontrol Yöntemleri ile Kontrolü ve Performans Analizi" *EMO Bilimsel Dergi*, s:272-277, 2016. https://www.emo.org.tr/ekler/8a7fe75c6389498_ek.pdf?v=1
- [8] H.T. Sekban, "İkili Tank Sisteminde Sıvı Seviye Kontrolünün Kesir Dereceli Kayan Kipli Kontrolcü İle Gerçekleştirilmesi," Yüksek Lisans Tezi, Atatürk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, s: 74 sayfa, 2017.
- [9] H.T. Sekban, K. Can, A. Başçı, "İkili Tank Sıvı Seviye Sisteminin Kesir Dereceli PI Kontrolcü ile Kontrolü ve Performans Analizi" Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı, TOK 2017, İstanbul, Türkiye, 21-23 Eylül 2017, ss.126-131.
- [10] L. J. Yao, M. R. Hashim, M. O. Tokhi, "Artificial Bee Colony Optimization Algorithm with Flexible Manipulator System," *Int. J. of Electrical Engineering and Applied Sciences (IJEEAS)*, Cilt: 3(2), 2020.
- [11] A. Zakaria H, S. Anam, d. I. Robandi, "Penempatan Dan Penentuan Kapasitas Optimal Distributed Generator (DG) Menggunakan Artificial Bee Colony (ABC)," *JURNAL TEKNIK ITS*, Cilt: 1, No: 1, s: B16-B21, 2012.
- [12] S. Mirjalili, S. M. Mirjalili, A. Lewis, "Grey Wolf Optimizer," *Advances in Engineering Software*, Cilt:69, s: 46-61, 2014.
- [13] C. Bi, S. Zhang, H. Chen, X. Bi, J. Liu, H. Xie, H. Yu, S. Song, and L. Shi, "Non-Destructive Classification of Maize Seeds Based on RGB and Hyperspectral Data with Improved Grey Wolf Optimization Algorithms," *Agronomy*, Cilt: 14, No: 4, s: 22 pages, 2024. <https://doi.org/10.3390/agronomy14040645>
- [14] K. Chen, B. Xiao, C. Wang, X. Liu, S. Liang, X. Zhang, "Cuckoo Coupled Improved Grey Wolf Algorithm for PID Parameter Tuning," *Appl. Sci.*, Cilt:13, No: 23, s: 1-19, 2023.

Ticari ve Akademik Protez Dizlerin Karşılaştırması

Comparison of Commercial and Academic Prosthetic Knees

Burcu Keskin¹, Mehmet Serdar Çelik², Eiad Saif³, İlyas Eminoğlu⁴

^{1,2,4}Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Ondokuz Mayıs Üniversitesi

burcu.keskin@omu.edu.tr, mehmetserdar.celik@omu.edu.tr, ilyase@omu.edu.tr

³ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Samsun Üniversitesi, Samsun
eiad.saif@samsun.edu.tr

Özetçe

Dünya çapında ampute bireylerin büyük kısmı alt uzuv amputesi olup, transfemoral amputasyonlar yaygın olarak görülmektedir. Protez dizler; pasif, yarı aktif (mikroişlemci kontrollü), aktif (güç destekli) ve hibrit olmak üzere dört ana kategoride değerlendirilmektedir. Pasif modeller enerji üretmezken, mikroişlemcili dizler sensör verileriyle sönümlemeyi ayarlayabilmekte, aktif protezler ise motorlar aracılığıyla pozitif enerji sağlayarak merdiven çıkma gibi zorlu görevleri desteklemektedir. Ticari protezler, güvenlik, dayanıklılık ve basitlik odaklıdır. Akademik araştırmalar, daha doğal yürüyüş, enerji verimliliği ve biyomekanik uyum hedeflemektedir. Kontrol yapıları genellikle hiyerarşik olarak yüksek (niyet tanıma), orta (faz bazlı kontrol) ve düşük seviyeli (aktüatör kontrol) denetimden oluşmaktadır. Ticari protezler güvenlik ve adaptasyon avantajları sunarken, akademik araştırmalar biyolojik fonksiyonelliği tam olarak taklit edebilen ileri teknolojiler geliştirmektedir. Gelecekte akademik yeniliklerin ticari ürünlere entegrasyonu ile amputelerin yaşam kalitesinde önemli iyileşmeler sağlanması öngörülmektedir.

Abstract

Lower-limb amputations account for the majority of cases worldwide, with transfemoral amputations being highly prevalent. Prosthetic knees are categorized into four types: passive, semi-active (microprocessor-controlled), active (powered), and hybrid. Passive designs provide no energy, microprocessor-controlled knees adjust damping via sensor data, while powered prostheses supply positive energy for demanding tasks such as stair climbing. Commercial devices emphasize safety, durability, and simplicity, whereas academic research aims for natural gait, energy efficiency, and biomechanical compatibility. Control structures are typically hierarchical, including high-level (intent recognition), mid-level (phase-based control), and low-level (actuator control). While commercial prostheses offer reliability and adaptability, academic developments target advanced replication of biological function. Future integration of research innovations into commercial products is expected to bring substantial improvements to amputees' quality of life.

1. Giriş

Dünya çapında 40 milyon ampute bireyden yaklaşık 36 milyonu (%90) alt uzuv amputesidir ve bunların tahmini %26'sı transfemoral amputedir (TFA'lar) [1]. Amputasyonlar genellikle hastalık, enfeksiyon veya kaza sonucu yaralanmalar ile oluşmaktadır [2]. En çok karşılaşılan alt uzuv amputasyonlarından biri olan transfemoral amputasyon (TFA), ampute kişilerin günlük yaşam kalitesini önemli ölçüde etkilemektedir. Bu nedenle TFA için geliştirilen diz protezleri, bireyin günlük hareketlerini gerçekleştirmesinde ve yaşam kalitesini arttırmada önemli bir rol oynamaktadır.

Protez dizler genel olarak pasif, yarı aktif ve aktif (güç destekli) olarak üç ana kategoriye ayrılabilir [2], [3].

Pasif protezler, sabit yay ve sönümleyici olarak işlev görür ve yalnızca temel işlevsellik sunar. İnsan kaslarının sağladığı enerji üretimini sağlayamazlar. Sadece bir miktar enerji emilimi sağlarlar[4].

Yarı aktif protezler (mikroişlemci kontrollü dizler - MPK olarak da bilinir), mikroişlemci teknolojisi aracılığıyla davranışlarını anında değiştirebilir ve durumlara tepki verebilirler. Hareketli parçalarındaki dirençleri veya sönümlemeyi ayarlamak için aktüatörler veya hidrolik/manyetorheolojik/pnömatik sistemler kullanırlar[5], [6], [7]. Ancak, pasif protezlerde olduğu gibi, net pozitif enerji üretemezler ve sadece direnç kuvvetleri oluşturmakla sınırlıdır.

Aktif (güç destekli) protezler, harici güç sağlamak için aktüatörler kullanır ve bu nedenle kendi başlarına hareket etme yeteneğine sahiptirler. Net pozitif enerji katkısıyla pasif protezlere göre avantaj sağlarlar [8], [9]. Bu, özellikle protez kullanıcılarının kompozatuar davranışlarını hafifletmek için önemlidir.

Özel olarak ise hibrit protezler bazen yarı-aktif protezlerle iç içe geçse de, özellikle birden fazla güç aktarım modunu birleştiren veya hem pasif hem de aktif çalışma prensiplerini tek bir cihazda kullanan protezleri daha net tanımlar [3], [10], [11]. Bu protezler, farklı yürüyüş fazları veya etkinlikler için güç aktarım modları arasında geçiş yapabilir.

Bu bildiri, ticari olarak temin edilebilen ve araştırma ortamlarında geliştirilen protez dizlerin mekanik ve kontrol yapılarını incelemektedir.

2. Ticari Protez Dizler

Ticari protezler genellikle sadelik, güvenilirlik ve doğrudan ayarlanabilirlik gibi özelliklere öncelik verir. Son kullanıcı memnuniyeti ve standart performans ölçümleri, ticari başarının anahtarı olarak değerlendirilir. Ticari piyasa, güvenlik ve sağlamlık nedenleriyle karmaşık yöntemler yerine basit yöntemleri tercih etme eğilimindedir, bu da protez ayarlarının kişiye özel ayarlanmasını kolaylaştırır[12].

Mevcut ticari diz protezleri tahrik mekanizmaları ve enerji sağlama özelliği açısından sınıflandırıldığında; pasif (mekanik), mikroişlemci kontrollü (yarı-aktif) ve aktif (güç destekli) olmak üzere üç ana kategoriye ayırmak mümkündür [2].

Geleneksel pasif protezler, genellikle sabit bir yay ve sönümleyici gibi mekanizmalar aracılığıyla çalışır ve sisteme herhangi bir güç sağlamamaktadır. Bunun yerine kullanıcının kas gücünü kullanmaktadır [13]. Bu kas gücünden elde edilen enerjiyi depolayıp geri verebilir veya pasif olarak dağıtabilirler. Şekil 1'deki Ottobock 3R80 ve 3S80 gibi mekanik dizler örnek olarak verilebilir [14]. Bunlar mikroişlemci içermemekte ve sönümleme ayarları montaj sırasında elle (manuel olarak) yapılmaktadır ve sabittir.



Şekil 1 Ticari protez dizler: a) Ottobock 3R80 hidrolik pasif protez diz b) Ottobock C-Leg değişken sönümlemeli mikroişlemcili (yarı aktif) hidrolik protez diz c) Össur Rheo değişken sönümlemeli mikroişlemcili (yarı aktif) manyetoreolojik protez diz d) Proteor Plie değişken sönümlemeli mikroişlemcili (yarı aktif) hidrolik protez diz e) Tehlin V One değişken sönümlemeli mikroişlemcili (yarı aktif) hidrolik protez diz f) College Park Capital Knee değişken sönümlemeli mikroişlemcili (yarı aktif) hidrolik protez diz g) Össur Power Knee tamamen elektrikli aktif protez diz

aktif) pnömatik protez diz f) College Park Capital Knee değişken sönümlemeli mikroişlemcili (yarı aktif) hidrolik protez diz g) Össur Power Knee tamamen elektrikli aktif protez diz

Yarı-aktif protezler, aynı zamanda mikroişlemci kontrollü protezler (MPK'lar) olarak da adlandırılır [15], [16]. Bazı kaynaklar, bu tür dizlerin enerjik olarak pasif cihazlar olduğunu belirtse de [12], mikroişlemcinin aktif kontrol yeteneği nedeniyle pasif kategorisinden ayrılırlar. Bu protezler, pasif mekanik bileşenleri; ayarlanabilir sönümleme veya sertlik mekanizmalarıyla birleştirir [15]. Mikroişlemciler ve üzerlerindeki sensörler aracılığıyla çevresel verileri ve kullanıcı niyetini analiz ederek sönümlemeyi anlık olarak ayarlayabilirler [17]. Bu ayarlanabilirlik, protezin farklı yürüme koşullarına (hız, eğim vb.) uyum sağlamasına olanak tanımaktadır. Şekil 1'deki Ottobock C-Leg [14], Össur Rheo Knee [18], Proteor Plie [19], Tehlin V One[20], College Park Capital Knee [21] gibi mikroişlemci kontrollü protez dizler örnek olarak verilebilir.

Aktif protezler, uzvun biyomekanik davranışını taklit etmek, daha doğal ve verimli bir yürüyüş paterni sağlamak amacıyla motorlar, sensörler ve gelişmiş kontrol algoritmaları içermektedir. Bu protezler, merdiven çıkma, rampalardan yürüme veya oturma-ayağa kalkma gibi günlük aktivitelerde gerekli olan pozitif enerjiyi aktif olarak sağlayabilirler [22]. Bu sayede kullanıcının metabolik maliyetini düşürebilir ve yürüme simetrisini artırabilirler Ticari piyasada sınırlı sayıda güç destekli alt ekstremité protezi bulunmaktadır. Mevcut iki güç destekli alt ekstremité protezi, Ottobock'tan Empower güç destekli ayak bileği protezi (2010'da piyasaya sürüldü) ve şekil 1'deki Össur'dan Power Knee güç destekli diz protezidir (2006'da piyasaya sürüldü)[4].

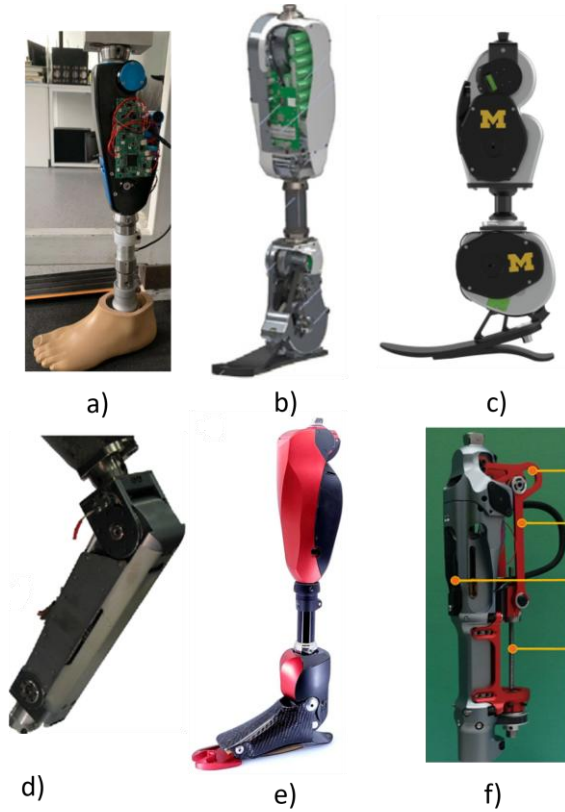
Ticari protezler kontrol yapısı olarak genellikle sezgisel kural tabanlı (HRB) yaklaşımlar kullanır [12]. Bu yöntemler, önceden tanımlanmış kuralları ve sensör verilerini (örn. IMU'lar ve diz açısı sensörleri) kullanarak kullanıcının istiharene göre bir kontrol yapar.

Yürüme kontrolü için en yaygın strateji, sonlu durum makinesi (FSM) empedans kontrolörleridir. Bu kontrolörler, yürüyüş döngüsünü ayrık fazlara (örn. duruş, sallanma) ayırır ve her faz için önceden tanımlanmış empedans parametreleri uygular.

Ticari protezlerde empedans ayarlarının bir protez uzmanı tarafından yapılması gerekir. Ticari pazar, güvenlik ve sağlamlık düşünceleri nedeniyle basit yöntemleri tercih etme eğilimindedir, bu da bireysel ayarlamaların daha basit olmasını sağlar.

3. Akademik Protez Dizler

Akademik araştırmalar, protez teknolojisini geliştirmek ve amputelerin yaşam kalitesini yükseltmek amacıyla daha kapsamlı ve yenilikçi yöntemlere odaklanmaktadır[22]. Şekil 2'de akademik çalışmalarda tasarlanan ve üretilen bazı prototip protez dizler gösterilmiştir.



Şekil 2 Akademik protez dizler: a) Değişken sönümlemeli mikroişlemcili (yarı aktif) hidrolik protez diz [6] b) Tamamen elektrikli aktif Vanderbilt protez dizi (diz ve ayak bileği) [9] c) Open source bionic leg tamamen elektrikli aktif protez diz (diz ve ayak bileği) [8] d) İki seri elastik aktüatörlü agonist-antagonist aktif protez diz [23] e) Torka duvarlı aktüatöre sahip Utah knee aktif protez dizi (diz, bilek, ayak parmağı) f) Yüksek tork gereksiniminde aktif düşük tork gereksiniminde pasif çalışan hibrit protez diz [10]

Protez dizler, mekanik yapıları ve sağladıkları işlevsellik açısından çeşitli kategorilere ayrılır. Akademik makaleler, pasif, yarı aktif, aktif ve hibrit protez tasarımlarını ve bu tasarımlardaki yenilikleri ortaya koymaktadır.

Protez diz teknolojisindeki gelişmeler, temel olarak hafifletme, enerji verimliliğini artırma ve doğal insan yürüyüşünü taklit etme üzerine odaklanmıştır. Pasif protezler uygun maliyetli ve temel işlevsellik sağlarken, yarı aktif protezler mikroişlemci kontrolü ve gelişmiş sönümleme mekanizmalarıyla hız adaptasyonu ve stabilize sunmaktadır. Cao ve arkadaşları, bir motor kullanılarak bağımsız ve sürekli fleksiyon ve ekstansiyon sönümlemesi ayarlayabilen elektrik kontrollü bir hidrolik silindir tasarlamışlardır. Bu tasarım, protezin ağırlığını ve enerji tüketimini azaltırken, kompakt boyut ve daha uzun çalışma süresi sağlamaktadır [6]. Wang ve ekibinin gerçekleştirdiği çalışmada, harici fan valfi yapısı, tek bir motorla bağımsız ve sürekli fleksiyon ve ekstansiyon sönümlemesi ayarı yaparak aşırı yükten kaynaklanan arızaları önlemeyi ve geliştirilen hidrolik sönümleyici ile yürüyüş simetrisini iyileştirmeyi amaçlamıştır [24].

Aktif protezler, pozitif enerji üretimiyle daha karmaşık görevlerin gerçekleştirilmesini sağlamaktadır. Hem diz hem de ayak bileği ünitelerinde fırçasız DC motorlar ve üç aşamalı

kayış/zincir hız düşürme transmisyonları kullanılarak tasarlanan Vanderbilt protezi, ayak bileğinde bir 6 Nm/derece paralel yay içeren tam aktif bir tasarımıdır [9]. Tamamen motorlar ve harmonik tahrikler aracılığıyla sürülmekte olup sağlıklı uzvun sergilediği çeşitli biyomekanik davranışları (güç dağıtımı, depolama, üretimi) taklit etme yeteneği sunmaktadır. Başka bir aktif protez çalışmasında açık kaynaklı bir tasarım sunulmuş, böylelikle araştırma ve geliştirme için erişilebilir bir platform sağlanmıştır [8]. Martinez-Villalpando ve arkadaşları diz eklemine saran iki seri-elastik aktüatörü paralel olarak agonist-antagonist düzenlemede konumlandırmışlar ve düşük elektrik güç gereksinimli (8 W) diz mekanizmasını üretmişlerdir [23]. Başka bir çalışmada tork duyarlılığına sahip bir aktüatör kullanılmış olup, bu aktüatörün motor torku ve akımını anlamlı ölçüde azaltırken aynı zamanda elektriksel enerji geri kazanımına imkân sağladığı ifade edilmektedir [25]. Çalışmada, küçük boyutlu ve hafif bir mekanizma ile yüksek performansın (örneğin düşük çıkış empedansı, pasif salınım desteği, enerji verimliliği) sağlanmasına imkân tanıdığı belirtilmiştir.

Hibrit protezler, genellikle hem pasif hem de aktif modları veya bileşenleri bir araya getirerek, her iki tasarım türünün avantajlarından yararlanmayı amaçlar. Enerji verimliliği ve geniş işlevsellik arasında bir denge kurmayı hedeflerler. Bu kategorideki bazı protezler, işlevsellik açısından yarı aktif protezlerle örtüşebilir ancak genellikle modlar arasında net geçiş veya özel kombinasyonlar sunarlar. Mikroişlemci kontrollü bir hidrolik sönümleyici ve aktif motor ünitesini birleştirerek hem aktif hem de pasif çalışma modlarına izin veren HPAK dizinin aktif motor ünitesini yalnızca sürüş torku gerektiğinde (yürüyüş döngüsünün %15-44'ü) kullanarak, yalnızca aktif olan bir proteze kıyasla 3.6 kat daha az enerji tüketimi sağladığı ifade edilmiştir [3]. Lenzi ve arkadaşlarının yaptığı çalışmada merdiven çıkışı gibi yüksek tork/güç gerektiren görevler için aktif modu kullanan, düz zemin yürüyüşü gibi düşük enerji gerektiren görevler için pasif modda çalışabilen bir hibrit diz tasarlamışlardır [10]. Bu dizin Aktif Olarak Değişken Transmisyon (AVT) ile geniş bir transmisyon oranı aralığına olanak tanıdığı ve alan/kütle kullanımını verimli hale getirdiği ve batarya dahil 1.6 kg ağırlığıyla pasif diz protezleriyle benzer ağırlıkta ilk tam güçlü diz protezi olarak öne çıktığı vurgulanmıştır.

Akademik çalışmalardaki kontrol yapıları Şekil 3'deki gibi genellikle hiyerarşik bir sistem içinde yüksek, orta ve düşük seviyeler olarak kategorize edilir [4], [15], [26].



Şekil 3 Hiyerarşik olarak yüksek, orta ve düşük seviye denetim (kontrol) yapısı

Yüksek seviyeli denetim, kullanıcının niyetini tahmin etme, lokomotor modları tanıma ve yürüme hızını belirleme gibi görevlerden sorumludur. Buradaki temel yenilikler, daha doğru ve uyarlanabilir niyet tanıma algoritmalarının geliştirilmesidir [12], [27]. Niyet tanıma için makine öğrenimi algoritmaları sıklıkla kullanılmaktadır. Bunlar arasında Vektör Makineleri [28], Yapay Sinir Ağları [29], Dinamik Bayes Ağları [30] gibi algoritmalar bulunmaktadır. Son yıllarda nicel

yürüyüş analizi alanında derin öğrenme teknikleri popülerlik kazanmıştır[31]. Uzun Kısa Süreli Bellek ağları [32], Evrimsel Sinir Ağları [33] ve bunların kombinasyonları [34] yürüme paternlerinin sınıflandırılması ve tahmini için kullanılmıştır.

Orta seviyeli denetim, yüksek seviyeden gelen kullanıcı niyetini, protezin istenen eklem durumlarına (tork, konum, hız veya empedans) dönüştürmekten sorumludur. Yürüyüş döngüsünü farklı fazlara ayırarak her fazda belirli bir kontrol yönteminin uygulandığı sondu durum makineleri, en popüler orta seviyeli kontrol yaklaşımlarından biridir[4]. Bazı kontrol yaklaşımları, istenen tork profillerini belirlemek için referans trajektorileri kullanır. Minimum jerk trajektorileri ve biyolojik yürüyüş verilerine dayalı hız-adaptif algoritmalar bu alandaki yeniliklerdir[35].

Düşük seviyeli denetim, orta seviyeli kontrolden gelen istenen girdileri (örneğin, tork veya pozisyon) elde etmek için aktüatörleri sürmekten sorumludur [15]. Bu seviye, cihazın donanımına özgüdür ve genellikle geri besleme ve ileri besleme döngülerini içerir. PD kontrol eklem pozisyon takibi için yaygın bir kontrol yöntemidir[10]. PID kontrol trajektorisi takibi için standart bir kontrol yöntemidir ve bazen ileri besleme terimleri de içerir[4], [36]. Bunların haricinde doğrudan motor sürücülerine tork komutları göndermeyi sağlayan tork kontrollü ve PD kontrolörlere göre daha iyi takip performansı sağlayan model tabanlı bir kontrol olan Lyapunov Fonksiyonları da kullanılan kontrol yöntemlerindendir[4], [12].

4. Karşılaştırmalı Analiz

Akademik güç destekli protezler, biyolojik eklemlerin güç çıkışı yeteneklerini tam olarak sağlayabilir ve daha doğal, simetrik yürüyüş paternlerine olanak tanıyarak metabolik taşıma maliyetini düşürebilir. Ticari mikroişlemcili protez dizler ise pasif cihazlara göre iyileşme sunsa da, enerji üretimi eksikliği nedeniyle bu doğal seviyeye ulaşamaz.

Akademik çalışmalardaki çoğu araştırma, prototipler ve az sayıda denekle sınırlıdır. Ticari ürünler için klinik deneyler ve standartlaştırılmış değerlendirme kriterleri henüz yeterince gelişmemiştir.

Akademik alandaki birçok gelişmiş protez yüksek maliyet, ağırlık, karmaşıklık ve batarya ömrü gibi pratik dezavantajlar nedeniyle henüz ticari olarak uygun değildir.

Ağırlık, boyut ve yüksek maliyet gibi faktörler, ticari ve akademik protezlerin kullanıcılar tarafından kabulünü sınırlamaktadır.

Hem ticari hem de akademik mikroişlemci kontrollü dizler, farklı yürüme hızlarına ve lokomasyon modlarına adapte olabilir. Akademik araştırmalar, değişken araziler ve ani geçişler gibi daha karmaşık ve zorlu koşullara adaptasyonu hedeflemektedir.

Akademik çalışmalardaki kullanıcıların karmaşık kontrol sistemlerine alışması ve güven duyması zaman alabilir. Özellikle çok eklemlili (diz-ayak bileği) protezler için kontrol sistemi karmaşıklığı artar ve bu da gerekli ayarlama parametrelerinin sayısını katlar.

5. Sonuçlar

Mikroişlemci kontrollü ticari protez dizler, pasif protezlere göre kullanıcılara güvenlik, stabilite ve çeşitli yürüme koşullarına adaptasyon sunmaktadır. Ancak, pasif doğaları

veya yarı aktif sistemlerdeki sınırlamalar nedeniyle insan kaslarının enerji üretim yeteneğini tam olarak taklit edemezler. Ayrıca, yüksek maliyet ve kişiselleştirme zorlukları gibi dezavantajlara sahiptirler. Tamamen elektrikli olarak bilinen tek ticari protez diz bulunmaktadır. Bunun nedeni protezlerin bataryadan kaynaklı kullanım süresinin düşük ve maliyetlerinin yüksek olması nedeniyle piyasada çok tercih edilmemesidir.

Akademik ve araştırma odaklı protez dizler ise, doğal yürüyüş, metabolik verimliliği ve çeşitli aktif yaşam aktivitelerini tamamen restore etme potansiyeli sunan güç destekli sistemler üzerinde yoğunlaşmaktadır. Seri elastik aktüatörler, enerji transfer mekanizmaları ve makine öğrenimine dayalı gelişmiş niyet tanıma algoritmaları gibi yenilikçi mekanik ve kontrol yapıları üzerinde çalışılmaktadır. Ancak, bu teknolojilerin çoğu hala prototip aşamasındadır ve yüksek güç tüketimi, ağırlık, karmaşıklık, uzun zaman alan ayarlama süreleri ve gerçek koşul testlerinin sınırlılığı gibi zorluklarla karşı karşıyadır.

Özetle, ticari protez dizler gelişmiş ancak sınırlı adapte olabilen çözümler sunarken, akademik protez dizler biyolojik fonksiyonelliği tam olarak taklit etme potansiyeli olan ancak henüz ticari olarak pratik olmayan ileri teknolojiler geliştirmektedir. Gelecekte, akademik araştırmaların sağladığı enerji verimliliği ve doğal hareket yeteneği gibi avantajların ticari ürünlere entegre edilmesi, alt ekstremité amputasyonu olan bireylerin yaşam kalitesini önemli ölçüde artıracaktır.

Kaynakça

- [1] C. Fanciullacci vd., “Survey of transfemoral amputee experience and priorities for the user-centered design of powered robotic transfemoral prostheses”, *J NeuroEngineering Rehabil*, c. 18, sy 1, s. 168, Ara. 2021, doi: 10.1186/s12984-021-00944-x.
- [2] M. Windrich, M. Grimmer, O. Christ, S. Rinderknecht, ve P. Beckerle, “Active lower limb prosthetics: a systematic review of design issues and solutions”, *BioMedical Engineering OnLine*, c. 15, sy 3, s. 140, Ara. 2016, doi: 10.1186/s12938-016-0284-9.
- [3] X. Wang, Q. Meng, Z. Zhang, J. Sun, J. Yang, ve H. Yu, “Design and evaluation of a hybrid passive-active knee prosthesis on energy consumption”, *Mech. Sci.*, c. 11, sy 2, ss. 425-436, Kas. 2020, doi: 10.5194/ms-11-425-2020.
- [4] R. Gehlhar, M. Tucker, A. J. Young, ve A. D. Ames, “A review of current state-of-the-art control methods for lower-limb powered prostheses”, *Annual Reviews in Control*, c. 55, ss. 142-164, 2023, doi: 10.1016/j.arcontrol.2023.03.003.
- [5] F. Sup, A. Bohara, ve M. Goldfarb, “Design and Control of a Powered Transfemoral Prosthesis”, *The International Journal of Robotics Research*, c. 27, sy 2, ss. 263-273, Şub. 2008, doi: 10.1177/0278364907084588.
- [6] W. Cao, H. Yu, W. Chen, Q. Meng, ve C. Chen, “Design and Evaluation of a Novel Microprocessor-Controlled Prosthetic Knee”, *IEEE Access*, c. 7, ss. 178553-178562, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2957823.
- [7] R. Sharma, D. Singh, A. Tiwari, ve D. Joshi, “User-feedback based robust and simplified damping control for affordable transfemoral prosthesis”, *ELECTRONICS LETTERS*, c. 56, sy 8. INST ENGINEERING TECHNOLOGY-IET, MICHAEL FARADAY HOUSE SIX HILLS WAY STEVENAGE, HERTFORD SG1 2AY, ENGLAND, s. 366+, 16 Nisan 2020. doi: 10.1049/el.2019.3401.

- [8] A. F. Azocar, L. M. Mooney, J.-F. Duval, A. M. Simon, L. J. Hargrove, ve E. J. Rouse, "Design and clinical implementation of an open-source bionic leg", *Nat Biomed Eng*, c. 4, sy 10, ss. 941-953, Eki. 2020, doi: 10.1038/s41551-020-00619-3.
- [9] B. E. Lawson, J. Mitchell, D. Truex, A. Shultz, E. Ledoux, ve M. Goldfarb, "A Robotic Leg Prosthesis: Design, Control, and Implementation", *IEEE Robot. Automat. Mag.*, c. 21, sy 4, ss. 70-81, Ara. 2014, doi: 10.1109/MRA.2014.2360303.
- [10] T. Lenzi, M. Cempini, L. Hargrove, ve T. Kuiken, "Design, development, and testing of a lightweight hybrid robotic knee prosthesis", *The International Journal of Robotics Research*, c. 37, sy 8, ss. 953-976, Tem. 2018, doi: 10.1177/0278364918785993.
- [11] Z. Li, C. Liu, Y. Han, T. Wang, ve R. Lei, "Design, fabrication and experiments of a hydraulic active-passive hybrid prosthesis knee", *TECHNOLOGY AND HEALTH CARE*, c. 31, sy 4, ss. 1267-1277, 2023, doi: 10.3233/THC-220522.
- [12] R. Fluit, E. C. Prinsen, S. Wang, ve H. van der Kooij, "A comparison of control strategies in commercial and research knee prostheses", *IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING*, c. 67, sy 1. IEEE-INST ELECTRICAL ELECTRONICS ENGINEERS INC, 445 HOES LANE, PISCATAWAY, NJ 08855-4141 USA, ss. 277-290, Ocak 2020. doi: 10.1109/TBME.2019.2912466.
- [13] T. Elery, S. Rezazadeh, C. Nesler, ve R. D. Gregg, "Design and Validation of a Powered Knee-Ankle Prosthesis With High-Torque, Low-Impedance Actuators", *IEEE Transactions on Robotics*, c. 36, sy 6, ss. 1649-1668, Ara. 2020, doi: 10.1109/TRO.2020.3005533.
- [14] "Ottobock". [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.ottobock.com/en-za/category/32355>
- [15] I. Fagioli vd., "Advancements and Challenges in the Development of Robotic Lower Limb Prostheses: a Systematic Review", *IEEE Transactions on Medical Robotics and Bionics*, ss. 1-1, 2024, doi: 10.1109/TMRB.2024.3464126.
- [16] D. S. Pieringer, M. Grimmer, M. F. Russold, ve R. Riener, "Review of the actuators of active knee prostheses and their target design outputs for activities of daily living", içinde *2017 International Conference on Rehabilitation Robotics (ICORR)*, London: IEEE, Tem. 2017, ss. 1246-1253. doi: 10.1109/ICORR.2017.8009420.
- [17] J. Thiele, C. Schöllig, M. Bellmann, ve M. Kraft, "Designs and performance of three new microprocessor-controlled knee joints", *Biomedical Engineering / Biomedizinische Technik*, c. 64, sy 1, ss. 119-126, Şub. 2019, doi: 10.1515/bmt-2017-0053.
- [18] "Össur Rheo Knee". [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.ossur.com/tr-tr/prosthetics/dizler/rheo-knee>
- [19] "Proteor Plie Knee". [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <http://proteor.com/components/plie-3-knee-prosthesis/>
- [20] "Tehlin V One". [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.tehlin.com/page-41381.html>
- [21] "College Park Capital Knee". [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.college-park.com/capital>
- [22] M. Asif vd., "Advancements, Trends and Future Prospects of Lower Limb Prosthesis", *IEEE Access*, c. 9, ss. 85956-85977, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3086807.
- [23] E. C. Martinez-Villalpando ve H. Herr, "Agonist-antagonist active knee prosthesis: A preliminary study in level-ground walking", *JRRD*, c. 46, sy 3, s. 361, 2009, doi: 10.1682/JRRD.2008.09.0131.
- [24] X. Wang, Q. Meng, H. Lan, Z. Zhewen, C. Chen, ve H. Yu, "Neural Network Predictive Control of Swing Phase for a Variable-Damping Knee Prosthesis With Novel Hydraulic Valve", *IEEE Access*, c. 8, ss. 201622-201634, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3035896.
- [25] M. Tran, L. Gabert, S. Hood, ve T. Lenzi, "A lightweight robotic leg prosthesis replicating the biomechanics of the knee, ankle, and toe joint", *Science Robotics*, c. 7, sy 72, s. eabo3996, Kas. 2022, doi: 10.1126/scirobotics.abo3996.
- [26] M. R. Tucker vd., "Control strategies for active lower extremity prosthetics and orthotics: a review", *J NeuroEngineering Rehabil*, c. 12, sy 1, s. 1, 2015, doi: 10.1186/1743-0003-12-1.
- [27] R. Kolaghassi, M. K. Al-Hares, ve K. Sirlantzis, "Systematic Review of Intelligent Algorithms in Gait Analysis and Prediction for Lower Limb Robotic Systems", *IEEE Access*, c. 9, ss. 113788-113812, 2021, doi: 10.1109/ACCESS.2021.3104464.
- [28] J. Mai, Z. Zhang, ve Q. Wang, "A Real-Time Intent Recognition System Based on SoC-FPGA for Robotic Transtibial Prosthesis", içinde *Intelligent Robotics and Applications*, Y. Huang, H. Wu, H. Liu, ve Z. Yin, Ed., Cham: Springer International Publishing, 2017, ss. 280-289. doi: 10.1007/978-3-319-65289-4_27.
- [29] K. Bhakta, J. Camargo, L. Donovan, K. Herrin, ve A. Young, "Machine Learning Model Comparisons of User Independent & Dependent Intent Recognition Systems for Powered Prostheses", *IEEE Robotics and Automation Letters*, c. 5, sy 4, ss. 5393-5400, Eki. 2020, doi: 10.1109/LRA.2020.3007480.
- [30] A. J. Young, A. M. Simon, N. P. Fey, ve L. J. Hargrove, "Intent recognition in a powered lower limb prosthesis using time history information", *Ann Biomed Eng*, c. 42, sy 3, ss. 631-641, Mar. 2014, doi: 10.1007/s10439-013-0909-0.
- [31] A. Khan, O. Galarraga, S. Garcia-Salicetti, ve V. Vigneron, "Deep Learning for Quantified Gait Analysis: A Systematic Literature Review", *IEEE Access*, c. 12, ss. 138932-138957, 2024, doi: 10.1109/ACCESS.2024.3434513.
- [32] "An LSTM-Based Prediction Method for Lower Limb Intention Perception by Integrative Analysis of Kinect Visual Signal - He - 2020 - Journal of Healthcare Engineering - Wiley Online Library". Erişim: 15 Ağustos 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/10.1155/2020/8024789>
- [33] "Full article: Deep learning approach for prediction of impact peak appearance at ground reaction force signal of running activity". Erişim: 15 Ağustos 2025. [Çevrimiçi]. Erişim adresi: <https://www.tandfonline.com/doi/full/10.1080/10255842.2020.1786072#abstract>
- [34] A. Nait Aicha, G. Englebienne, K. S. van Schooten, M. Pijnappels, ve B. Kröse, "Deep Learning to Predict Falls in Older Adults Based on Daily-Life Trunk Accelerometry", *Sensors (Basel)*, c. 18, sy 5, s. 1654, May. 2018, doi: 10.3390/s18051654.
- [35] M. Tran, L. Gabert, M. Cempini, ve T. Lenzi, "A Lightweight, Efficient Fully Powered Knee Prosthesis With Actively Variable Transmission", *IEEE Robot. Autom. Lett.*, c. 4, sy 2, ss. 1186-1193, Nis. 2019, doi: 10.1109/LRA.2019.2892204.

- [36] X. Tian, S. Wang, X. Wang, D. Dong, ve Y. Zhang, “Design and Control of a Compliant Electro-Hydrostatic-Powered Ankle Prosthesis”, *IEEE/ASME Trans. Mechatron.*, c. 27, sy 5, ss. 2429-2439, Eki. 2022, doi: 10.1109/TMECH.2021.3114966.