

## Control adaptativo ciclo a ciclo de relés electromecánicos

Serrano Seco, E.<sup>a,\*</sup>, Moya Lasheras, E.<sup>a</sup>, Ramírez Laboreo, É.<sup>a</sup>

<sup>a</sup>Departamento de Informática e Ingeniería de Sistemas (DIIS) e Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón (I3A),  
Universidad de Zaragoza, Zaragoza 50018, Spain.

**To cite this article:** Serrano Seco, E., Moya Lasheras, E., Ramírez Laboreo, É. 2023. Cycle-to-Cycle Adaptive Control of Electromechanical Relays. XLIV Jornadas de Automática, 364-369.  
<https://doi.org/10.17979/spudc.9788497498609.364>

### Resumen

El uso de relés y contactores electromecánicos está ampliamente extendido debido a sus ventajas económicas y en prestaciones. Sin embargo, estos dispositivos sufren de fuertes colisiones en los extremos de sus carreras de movimiento, provocando rebotes, vibraciones, desgaste prematuro y ruido acústico. Ante la necesidad de mitigar estos efectos, proponemos una estructura de control adaptativo ciclo a ciclo con el objetivo de conseguir trayectorias con aterrizaje suave. La estructura de control incluye un término de prealimentación, el cual traduce la trayectoria de posición deseada en una trayectoria de corriente; un seguidor de corriente; y un lazo externo para reducir los errores de modelado o perturbaciones que afectan al desempeño del término de prealimentación. Al no ser viable técnica y económicamente realimentar la posición del elemento móvil a controlar y sus derivadas, la realimentación del bucle externo se basa en una señal de audio, la cual está relacionada con la velocidad de impacto. Los experimentos demuestran la eficacia de la propuesta.

**Palabras clave:** Control adaptativo, Planitud diferencial, Dispositivos electromecánicos, Término de prealimentación, Métodos iterativos, Sistemas mecatrónicos, Aterrizaje suave, Interruptores.

### Cycle-to-Cycle Adaptive Control of Electromechanical Relays.

#### Abstract

The widespread use of electromechanical relays and contactors is due to their economic and service advantages. However, these devices suffer from strong collisions at the ends of their motion strokes, causing bounce, vibration, premature wear and acoustic noise. Given the need to mitigate these effects, we propose a cycle-by-cycle adaptive control structure with the objective of achieving soft landing trajectories. The control structure includes a feedforward controller, which translates the desired position trajectory into a current trajectory; a current-tracking controller; and an external loop to reduce modeling errors or disturbances that affect the performance of the feedforward controller. Since it is not technically and economically feasible to feedback the position of the moving element to be controlled and its derivatives, the external loop feedback is based on an audio signal, which is related to the impact velocity. The experiments demonstrate the effectiveness of the proposal.

**Keywords:** Adaptive control, Differential flatness, Electromechanical devices, Feedforward control, Iterative methods, Mechatronic systems, Soft landing, Switches.

## 1. Introducción

Existe un subgrupo de dispositivos electromecánicos que comparten una serie de características: partes móviles con un recorrido limitado por una posición mínima y máxima, y cuyo movimiento es originado principalmente por fuerzas mag-

néticas de reluctancia y por fuerzas de compresión de muelles. Estos dispositivos son denominados actuadores de reluctancia, o actuadores de solenoide. Dentro de esta gama de dispositivos se encuentran contactores con fines de seguridad en circuitos de potencia, actuadores lineales (Vrijnsen et al., 2010), para elementos de bloqueo mecánico o expulsores, electrovál-

\*Autor para correspondencia: [eserranoseco@unizar.es](mailto:eserranoseco@unizar.es)  
Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)

vulas (Glück et al., 2011), cuya demanda es elevada en muchos países debido a las cocinas de gas o debido a su uso en motores de explosión (Hoffmann and Stefanopoulou, 2001) y relés electromecánicos. Estos últimos son usados prácticamente en toda la industria (Gergič and Hercog, 2019). Se encuentran en dispositivos médicos, vehículos, calentamiento por inducción, maquinaria industrial, carga de baterías o transferencia inalámbrica de energía, siendo un componente esencial en muchos sistemas. Es por ello que un correcto funcionamiento determina su tiempo de vida y por índole la vida útil del sistema. La vida útil de estos dispositivos está sujeta al deterioro de sus componentes móviles, cuya principal causa son los fuertes impactos y los rebotes que se generan en cada conmutación. En muchos casos, están siendo gradualmente sustituidos por dispositivos semiconductores, que no tienen componentes mecánicos y pueden realizar funciones similares. Sin embargo, la variante electromecánica sigue presentando ventajas con respecto a los componentes semiconductores: tienen un menor coste, las pérdidas energéticas son menores, permiten bloquear tensiones bipolares y conducir corrientes bidireccionales, en la apertura del circuito no existen corrientes de fuga, entre otros. Por tanto, es de gran interés que durante la activación de estos dispositivos se minimicen los rebotes (que desgastan el componente y crean vibraciones indeseadas) y el sonido asociado que se produce (que representa la fuerza de impacto de los componentes móviles y llega a ser molesto para algunos usuarios), a la vez que se mantienen sus ventajas.

El estado del arte está centrado, principalmente, en la reducción de rebotes y su duración gracias a un aterrizaje suave (*soft landing*). Este estudio se originó en los años sesenta a través de un cambio de diseño (Barkan, 1967) y fue avanzando durante décadas (McBride, 1991). No es hasta 1996 cuando se presenta un trabajo en el cual se aplica control (Davies et al., 1996). Sin embargo, se trataba de un controlador en bucle abierto que buscaba minimizar la energía cinética de los elementos móviles a través de temporizar los instantes de alimentación al dispositivo. Aunque eficaz, no era robusto al no adaptarse a condiciones o perturbaciones cambiantes. Una solución aproximada fue propuesta en Ramírez-Laboreo et al. (2017) con el fin de aumentar la robustez. En este caso, el controlador adaptaba ciclo a ciclo la duración de los pulsos de tensión. Aun así, esta nueva estrategia era sensible a los cambios de temperatura, que principalmente afectan a la resistencia eléctrica del dispositivo. Como alternativa a la sensibilidad del sistema frente a la temperatura, en Tang et al. (2021) se propone actuar con pulsos en corriente en vez de en tensión. Aun así, utiliza una referencia constante y, como se demuestra en Moya-Lasheras et al. (2020), no se puede garantizar teóricamente un aterrizaje suave perfecto. Otra de las líneas que se han investigado ha sido el control por realimentación del desplazamiento o posición. En Carse et al. (1999) se demuestra vía simulación que los rebotes se pueden reducir simplemente mediante control borroso, incluso actualmente se desarrollan controles (Al Saaideh et al., 2022) que son capaces de controlar la posición a pesar de no-linealidades inciertas y variaciones de entrehierro desconocidas. En estos casos es necesario medir de forma precisa la posición, pero por razones técnicas o económicas el uso de sensores no es generalmente viable. La otra opción estudiada es el uso de estimadores, basados en modelos (Wang et al., 2010) o en redes neuronales (Tang et al.,

2021). La variabilidad inherente de estos dispositivos, suscitada por las tolerancias de fabricación, ha impedido el desarrollo completo de estimadores, al no poder generalizarlos.

Por lo tanto, actualmente, la problemática asociada al control por aterrizaje suave de estos dispositivos no se encuentra completamente resuelta. Las principales adversidades son la sensibilidad a la variación de temperatura (Davies et al., 1996; Ramírez-Laboreo et al., 2017), las discrepancias con el modelado (Wang et al., 2010; Tang et al., 2021) o la necesidad de medidas precisas que en la práctica no son viables (Carse et al., 1999; Al Saaideh et al., 2022).

La estrategia de control que proponemos en este trabajo intenta resolver las adversidades anteriormente descritas. La estrategia se compone de tres partes: un seguidor de corriente, un término de prealimentación y una ley de adaptación. El seguidor de corriente permite realizar control sobre la corriente, reduciendo los problemas asociados a los cambios de la temperatura presentes en el parámetro de resistencia eléctrica. El término de prealimentación transforma la trayectoria de posición que queremos realizar en la señal de corriente que se debe aplicar. Este término está basado en el modelo del sistema. Finalmente, la ley de adaptación tiene como finalidad ajustar el término de prealimentación ante posibles discrepancias en el modelo. Hemos formulado esta ley de adaptación como un problema de optimización que, entre conmutaciones, modifica los parámetros del modelo. Ante la imposibilidad de realimentar la posición, nuestro enfoque de aterrizaje suave consiste en reducir los sonidos de impacto e, indirectamente, las velocidades de impacto.

## 2. Modelo

Los dispositivos de conmutación electromecánicos modelados en este trabajo son actuadores de reluctancia de una sola bobina. Su núcleo es magnetizado mediante la corriente que circula a través de una bobina que lo rodea y que provoca un desplazamiento de la parte móvil del circuito magnético. Normalmente, sobre esta parte móvil actúa la fuerza de algún muelle que se opone al movimiento de atracción y que permite el retorno a la posición inicial cuando el núcleo se desmagnetiza. La dinámica del sistema la dividimos en dos partes, por un lado la dinámica electromagnética y por otro lado la mecánica.

El subsistema electromagnético se rige por las leyes involucradas en el circuito eléctrico equivalente (1) (Ley de Ohm, Ley de Faraday y Ley de tensiones de Kirchhoff); y por las leyes involucradas en el circuito magnético equivalente (2) (Ley de Hopkinson y Ley de Ampère).

$$u = R i + \frac{d\lambda}{dt}, \quad (1)$$

$$i = (\hat{\mathcal{R}}_c + \hat{\mathcal{R}}_g) \lambda, \quad (2)$$

donde  $u$ ,  $R$ ,  $i$  y  $\lambda$  son respectivamente la tensión aplicada al dispositivo, su resistencia interna, la corriente que circula y el enlace de flujo magnético, y  $\hat{\mathcal{R}}_c$  y  $\hat{\mathcal{R}}_g$  son la reluctancia magnética por vuelta de la bobina al cuadrado, del núcleo y del entrehierro.

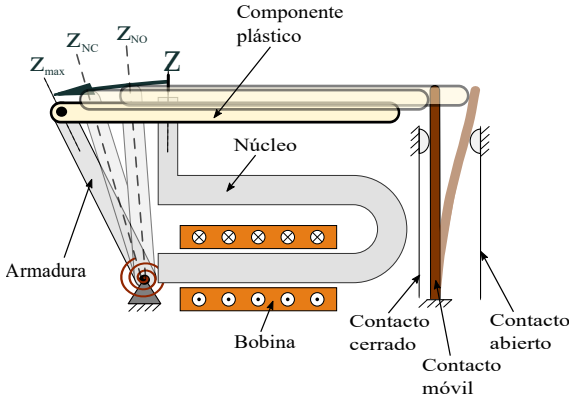


Figura 1: Representación esquemática del dispositivo de trabajo. Posiciones:  $z_{\max}$  (máxima),  $z_{NC}$  (el contacto móvil despegado del contacto cerrado) y  $z_{NO}$  (el contacto móvil contacta con el contacto abierto).

La dinámica del subsistema mecánico viene descrita por la segunda Ley de Newton,

$$m \ddot{z} = F_{\text{pas}}(z, \dot{z}) + F_{\text{mag}}(z, \lambda), \quad (3)$$

donde  $z$  es la posición de la armadura,  $m$  es su masa, y  $F_{\text{pas}}$  y  $F_{\text{mag}}$  son funciones que definen fuerzas. Las fuerzas pasivas están incluidas en la función  $F_{\text{pas}}$  que, generalmente, depende de fuerzas elásticas y de fuerzas de fricción. La fuerza magnética,  $F_{\text{mag}}$ , la definimos mediante la siguiente función (Ramirez-Laboreo et al., 2016):

$$F_{\text{mag}}(z, \lambda) = -\frac{1}{2} \frac{\partial \hat{\mathcal{R}}_g}{\partial z} \lambda^2. \quad (4)$$

El modelo particularizado con el que vamos a trabajar describe el comportamiento del dispositivo que mostramos en la Figura 1, y cuya explicación detallada encontramos en Serrano-Seco et al. (2022). En resumen, definimos las funciones como:

$$\hat{\mathcal{R}}_c = \hat{\mathcal{R}}_c(\lambda) = \frac{\mathcal{R}_{c,0}}{1 - |\lambda|/\lambda_{\text{sat}}}, \quad (5)$$

$$\hat{\mathcal{R}}_g = \hat{\mathcal{R}}_g(z) = \mathcal{R}_{g,0} + \frac{\mathcal{R}'_{g,0} z}{1 + \kappa_1 z \ln(\kappa_2/z)}, \quad (6)$$

$$F_{\text{pas}}(z, \dot{z}) = \begin{cases} c \dot{z} + k_1 (z_{\max} - z), & \text{si } z > z_{NC} \\ c \dot{z} + k_1 (z_{\max} - z) + k_2 (z_{NC} - z), & \text{si } z_{NO} \leq z \leq z_{NC} \\ c \dot{z} + k_1 (z_{\max} - z) + k_2 (z_{NC} - z_{NO}) + k_3 (z_{NO} - z), & \text{si } z < z_{NO} \end{cases} \quad (7)$$

donde  $\mathcal{R}_{c,0}$ ,  $\lambda_{\text{sat}}$ ,  $\mathcal{R}_{g,0}$ ,  $\mathcal{R}'_{g,0}$ ,  $\kappa_1$ ,  $\kappa_2$ ,  $c$ ,  $k_1$ ,  $k_2$ , y  $k_3$  son constantes positivas y  $z_{\max}$ ,  $z_{NC}$  y  $z_{NO}$  posiciones características de las carreras de los componentes móviles (ver Figura 1).

### 3. Control

En la Figura 2 presentamos la estructura de control. Se puede interpretar como un control en cascada con un lazo de realimentación interno en tiempo real que permite adaptar la salida

$i_d$  a la tensión de alimentación del relé  $u$ , y un lazo externo que trabaja ciclo a ciclo adaptando el término de prealimentación a partir del vector de parámetros  $p$ . Respecto a la trayectoria de posición deseada  $z_d$ , hemos tomado el diseño de Serrano-Seco et al. (2022) con el fin de poder comparar resultados.

#### 3.1. Término de prealimentación

Los controladores de prealimentación destacan por poder mejorar el tiempo de respuesta y la precisión de control de sistemas mecatrónicos. El término de prealimentación empleado en este artículo explota la propiedad de planitud del modelo. Esta propiedad estructural se satisface cuando las entradas de un sistema de orden  $n$  únicamente afectan a las  $n$ -ésimas derivadas de las salidas (Fliess et al., 1995). Esto implica que las entradas y los estados del sistema pueden ser expresados en función de las salidas y sus derivadas. En el modelo dinámico descrito se verifica que la posición  $z$  es una salida plana, ya que el estado del sistema  $\lambda$  y la entrada  $i$  se pueden expresar en función de ella y sus derivadas:

$$\lambda = \lambda(z, \dot{z}, \ddot{z}) = \sqrt{\frac{2(F_{\text{pas}}(z, \dot{z}) - m \ddot{z})}{\partial \hat{\mathcal{R}}_g(z)/\partial z}}, \quad (8)$$

$$i = i(z, \dot{z}, \ddot{z}) = (\hat{\mathcal{R}}_g(z) + \hat{\mathcal{R}}_c(\lambda(z, \dot{z}, \ddot{z}))) \lambda(z, \dot{z}, \ddot{z}). \quad (9)$$

Estas ecuaciones, además de demostrar la propiedad de planitud del sistema presentado, también sirven como diseño del bloque de prealimentación. En particular, la señal de entrada  $i_d$  con la que se lograría la trayectoria deseada se obtiene simplemente sustituyendo  $z$  por  $z_d$ . Considerando conocidas y constantes la posición máxima de la carrera de la armadura,  $z_{\max}$  y la posición de la carrera del contacto móvil entre el contacto cerrado,  $z_{NC}$ , y el contacto abierto,  $z_{NO}$ , el término de prealimentación queda parametrizado mediante 11 parámetros identificables,

$$p = [m \ c \ k_1 \ k_2 \ k_3 \ \mathcal{R}_{c,0} \ \lambda_{\text{sat}} \ \mathcal{R}_{g,0} \ \mathcal{R}'_{g,0} \ \kappa_1 \ \kappa_2]. \quad (10)$$

#### 3.2. Seguidor de corriente

El término de prealimentación considera la corriente como entrada al sistema, pero para activar estos dispositivos se aplica una señal de tensión. En esta subsección definimos el bloque que transforma la señal de corriente deseada  $i_d$  a una señal de tensión necesaria  $u$ . Dicho bloque es un controlador proporcional-integral (PI) en forma paralela con constantes  $K_p$  y  $K_i$ ,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad e(t) = i_d(t) - i(t), \quad (11)$$

Para su diseño nos hemos basado en la dinámica descrita en (1) y asumimos un parámetro  $L(t)$  que relaciona el enlace de flujo y la corriente. Así la dinámica de la corriente puede considerarse como un sistema lineal de primer orden variante en el tiempo

$$\frac{d}{dt} i(t) = -\frac{R + \dot{L}(t)}{L(t)} i(t) + \frac{1}{L(t)} u(t). \quad (12)$$

Este sistema es estrictamente estable si  $(R + \dot{L}(t))/L(t) > 0$ , y esto siempre ocurre si  $\dot{L}(t) > -R \forall t$ , ya que  $R > 0$  y  $L(t) > 0$ . Por lo tanto, es fácilmente demostrable que el sistema en bucle cerrado es estable para cualquier valor de  $K_p$  y  $K_i$  positivo. En

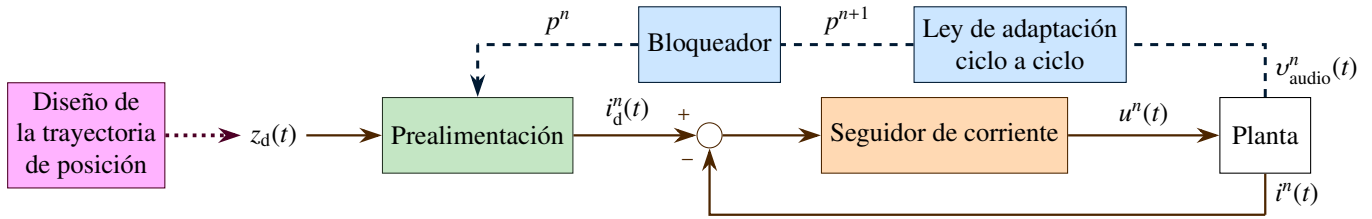


Figura 2: Diagrama de control. El superíndice  $n$  denota las variables de la operación  $n$ -ésima. El lazo interno (bloque naranja) es el controlador en tiempo real de la corriente. La referencia de corriente  $i_d$  es proporcionada en tiempo real por el término de prealimentación (bloque verde), el cual es alimentado por la trayectoria de posición deseada  $z_d$ . La ley de adaptación ciclo a ciclo (en azul) utiliza la señal de audio  $v_{audio}$  para actualizar el vector de parámetros  $p$  del término de prealimentación una vez por operación.

consecuencia, hemos ajustado estas ganancias para que en lazo cerrado tenga un coeficiente de amortiguamiento mayor o igual a 1 y el tiempo integral sea una décima parte del tiempo de respuesta del sistema modelado. Asumiendo unos valores promedio  $R = 1500 \Omega$ ,  $L = 1 \text{ H}$ , y  $\dot{L} = 0 \text{ H/s}$ , se obtienen los valores de los parámetros  $K_p = 17000 \text{ A/V}$  y  $K_i = 8,5 \times 10^7 \text{ A/(V}\cdot\text{s)}$ . Las discrepancias con el valor de la resistencia o por la variabilidad en  $L(t)$  y  $\dot{L}(t)$ , serán asumidos por el controlador PI como perturbaciones externas.

### 3.3. Ley de adaptación ciclo a ciclo

Es ampliamente conocido que los controladores de prealimentación son fuertemente sensibles a errores de modelado o perturbaciones. En el caso que nos ocupa, además, los dispositivos cuentan con variabilidad entre unidades, debido a las tolerancias, y entre operaciones, debido al desgaste mecánico. Es por ello que estos controladores necesitan ser complementados con algún tipo de realimentación. La estrategia de control propuesta introduce una ley de adaptación (Moya-Lasheras and Sagues, 2020) basada en el método de optimización numérica Nelder–Mead (Nelder and Mead, 1965), la cual busca minimizar un valor de entrada o coste. Idealmente, realimentaríamos un coste asociado a la señal de posición, p. ej. la raíz del error cuadrático medio, con la intención de identificar los parámetros del modelo gracias a este lazo. En muchos casos, por motivos técnicos (p. ej. existe una carcasa que impide visibilizar el movimiento de la armadura) o económicos (el sensor sería más caro que el propio sistema a controlar), realimentar esta variable no es posible. Ante este problema, la solución escogida es utilizar otras medidas indirectas que puedan dar información sobre el desempeño de una determinada conmutación. Entre diferentes medidas hemos seleccionado realimentar un coste  $J$  proporcional a la energía acústica producida durante el movimiento de la armadura. Para ello medimos una señal de audio  $v_{audio}$  mediante un micrófono. Dicho coste se calcula como

$$J = \int_{t_0}^{t_0 + \Delta t} v_{audio}^2(t) dt, \quad (13)$$

donde  $\Delta t$  debe ser lo suficientemente grande para capturar toda la señal. La ventaja de usar este valor como medida de realimentación reside en que proporciona información tanto de las veces que rebota como de la fuerza con la que impacta, pues, con fuerza magnética elevada, se podría producir un fuerte impacto (que erosione algún componente) sin producirse ningún rebote.

## 4. Experimentos, resultados y discusión

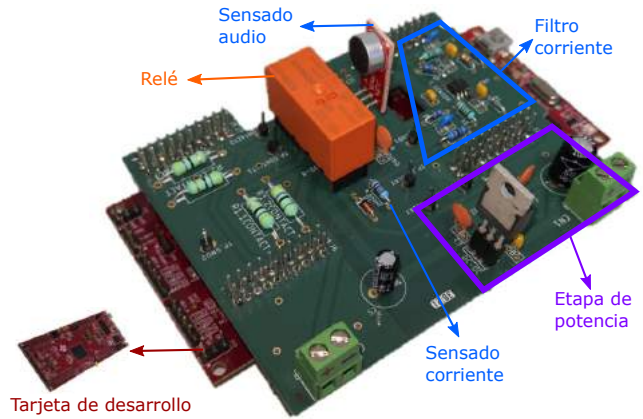


Figura 3: Banco de ensayos.

### 4.1. Banco de ensayos e implementación

En esta subsección describimos la plataforma sobre la que hemos implementado el controlador propuesto para la obtención de resultados y demostración de su funcionamiento. Los diferentes experimentos se han realizado sobre relés TE Connectivity RZ. La parte principal de la plataforma es una tarjeta de desarrollo F28379D de Texas Instruments cuyo núcleo es un microcontrolador C2000 32-bit de bajo coste. En él se ejecutan en tiempo real (100 kHz) las operaciones asociadas a la prealimentación y el seguidor de corriente. El lazo de realimentación con la ley de adaptación trabaja de forma iterativa entre operaciones, sin limitaciones temporales ya que requiere únicamente unos pocos milisegundos en cada iteración. Por otro lado, se ha diseñado una PCB que incluye los sensores y las etapas necesarias para adaptar las señales de la tarjeta de desarrollo al relé y viceversa. Como etapa de potencia, la señal de tensión a aplicar se modula mediante una señal PWM de 100 kHz que controla un interruptor analógico ADG5436 alimentado entre 0 V y 35 V. Como etapa de medida y acondicionamiento de la señal de corriente, dispone de una resistencia de derivación de  $10 \Omega$ , cuya tensión en bornes es filtrada por un filtro activo paso bajo de 16 kHz, el cual también ajusta la amplitud al rango de lectura del ADC de la tarjeta de desarrollo. El filtro se ha diseñado de 4º orden y está conformado por dos amplificadores operacionales con estructura Sallen-Key. Se ha seleccionado una tipología Bessel por ser la que mejor preserva la forma de la señal. La señal de audio es medida gracias a un detector de sonido comercial de bajo coste (Sparkfun BOB-12758 Electret microphone) y la adaptación de la amplitud se realiza a través de un divisor

resistivo. Ante la realidad de realizar los ensayos en un laboratorio con tránsito, y por extensión, en condiciones de medida de audio no perfectas, hemos acondicionado esta señal. Para ello, tras la lectura de la señal por el ADC correspondiente de la tarjeta de desarrollo, hemos implementado un filtro paso alto digital de 2° orden de 1 kHz. El banco de ensayos se complementa con un osciloscopio USB de ocho canales (PicoScope 4824), cuyo único fin es capturar, para almacenar externamente, las señales para procesos de análisis posteriores al fin de los ensayos.

#### 4.2. Resultados

Los resultados que mostramos están centrados en demostrar el funcionamiento del controlador y sus limitaciones en dispositivos que cuentan con ciertas discrepancias con el modelo o variabilidad entre operaciones. Para ello hemos aplicado la estrategia de control 10 veces sobre 10 relés diferentes, pero del mismo modelo, durante la operación de cierre. En cada ensayo realizamos 310 conmutaciones, de las cuales hemos realizado 10 conmutaciones como referencia aplicando una señal PWM constante de valor medio 24 V (tensión nominal utilizada para accionar estos relés en una operación estándar), y 300 conmutaciones aplicando el control. De las 10 conmutaciones sin control, hemos efectuado 5 añadiendo en serie con el dispositivo una resistencia de 150 Ω, emulando un aumento de temperatura de 25 °C y siendo aproximadamente un 10 % del valor nominal de la resistencia del relé. De igual forma hemos efectuado las últimas 50 conmutaciones con control. El resumen de los resultados se puede observar en la Figura 4.

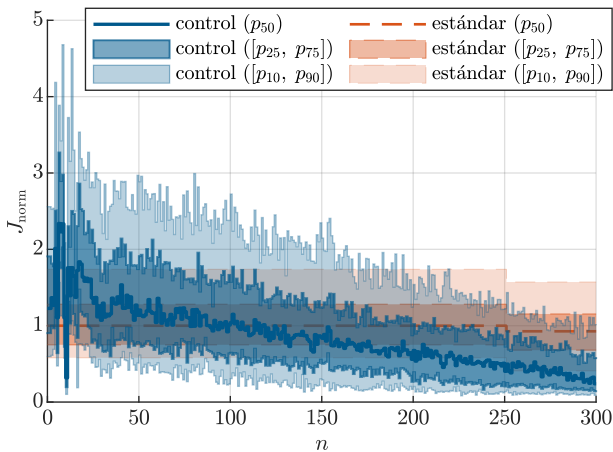


Figura 4: Distribución de los costes normalizados de los 100 ensayos en función del número de operación con control por ensayo. El gráfico incluye la mediana ( $p_{50}$ ), el rango intercuartílico ( $[p_{25}, p_{75}]$ ) y el intervalo entre el percentil 10 y 90 ( $[p_{10}, p_{90}]$ ). El gráfico de costes muestra los valores obtenidos aplicando control y con las operaciones estándar.

Con el fin de clarificar los resultados, hemos normalizado todos los costes calculados,  $J_{norm}$ , con respecto al valor mediano de las operaciones de conmutación estándar a temperatura ambiente (es decir, sin la resistencia en serie). Los resultados ofrecidos por las operaciones estándar muestran dos fenómenos: la sensibilidad de estos dispositivos a la temperatura (emulada mediante la incorporación de la resistencia en serie) y la dispersión, ante una misma señal de tensión aplicada, debida a la variabilidad existente. Esta variabilidad también se infiere

de la dispersión en la primera conmutación con control, donde el término de prealimentación se ejecuta con los parámetros nominales obtenidos mediante la identificación de otro relé del mismo modelo, pero independiente de estos ensayos. A pesar de estos resultados iniciales, gracias a la adaptación iterativa de los parámetros del modelo, tras 200 conmutaciones conseguimos que ninguna conmutación realice más sonido que una operación estándar (percentil 90) y reducir el sonido en el resto de percentiles. Tras 300 conmutaciones, cerca del 90 % de las conmutaciones con control producen menos sonido que el 50 % de conmutaciones estándar. Aunque se obtienen mejoras, la variabilidad de resultados realizando control o sin realizarlo es similar. Por otro lado, como pretendíamos, el cambio de resistencia entre la conmutación 250 y 251 no afecta al sistema controlado. Esto se puede apreciar mejor con las gráficas de la Figura 5, extraídas del ensayo en el cual las operaciones estándar generaron mayor sonido.

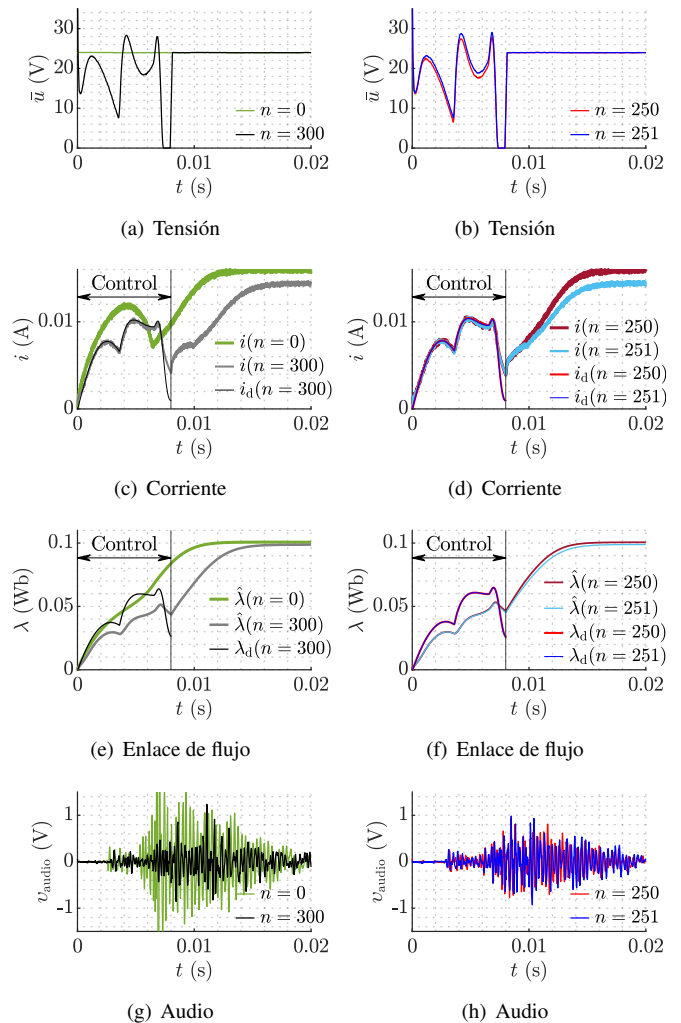


Figura 5: Evolución del control sobre un único relé. Columna izquierda: comparación entre una conmutación estándar sin control ( $n = 0$ ) y última iteración con control del ensayo ( $n = 300$ ). Columna derecha: comparación de dos conmutaciones consecutivas entre las cuales se ha añadido una resistencia en serie para emular un cambio de temperatura (control sin resistencia en serie,  $n = 250$ , control con resistencia en serie,  $n = 251$ ).

Además, con estas imágenes podemos apreciar que el control, realimentando un coste asociado a la energía acústica generada por los impactos, no es capaz de identificar el sistema,



pues el enlace de flujo calculado por el término de prealimentación,  $\lambda_d$ , y el enlace de flujo estimado,  $\hat{\lambda}$ , (a través de (1) y como se especifica en Ramirez-Laboreo et al. (2019)) no coinciden. Con las gráficas relativas a la corriente demostramos el correcto funcionamiento del seguidor de corriente. Los errores producidos al final del periodo de control son producidos por la saturación inferior de la tensión y no por errores del seguidor de corriente.

#### 4.3. Comparativa

En trabajos previos (Serrano-Seco et al., 2022; Moya-Lasheras et al., 2023) hemos utilizado una estructura similar a la expuesta en este trabajo pero en los cuales la salida de la prealimentación era una señal de enlace de flujo o, directamente, la señal de tensión para alimentar el relé. En esta subsección comparamos los resultados obtenidos con el control presentado (en corriente) y los resultados que obtenemos realizando el control en enlace de flujo (obtenidos acordes con los ensayos realizados en este trabajo y usando los mismos relés).

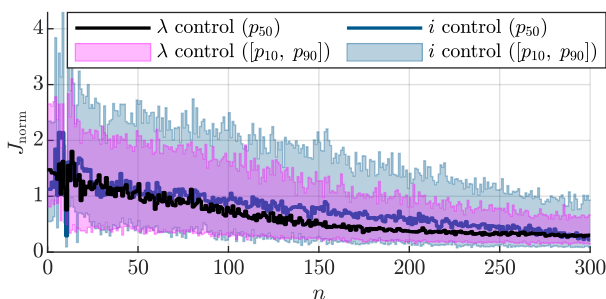


Figura 6: Comparación entre el control en corriente propuesto en este artículo y el control en enlace de flujo, en función del número de operación con control por ensayo. Representación de los costes normalizados de los 100 ensayos de cada control. Mediana ( $p_{50}$ ) e intervalo entre el percentil 10 y 90 ( $[p_{10}, p_{90}]$ ).

En la Figura 6 se observa cómo el control en corriente propuesto en este artículo converge más lento pero alcanza valores de mediana similares. En cuanto al percentil 10 obtenemos mejores resultados con este control, posiblemente porque el término por prealimentación cuenta con mayor número de grados de libertad. Por otro lado, un mayor número de grados de libertad repercute en el empeoramiento de resultados del percentil 90. La principal diferencia entre ambos controles viene introducida por una mayor variabilidad en el control de corriente, a costa de reducir la dependencia con la precisión de las medidas realimentadas, pues el control en flujo necesita la medida precisa de tensión para estimar el enlace de flujo magnético.

## 5. Conclusiones

En este trabajo hemos propuesto una estrategia de control en corriente basada en audio para reducir los efectos negativos de los impactos durante las operaciones de conmutación de relés, teniendo en cuenta la alta variabilidad de estos dispositivos. Los resultados experimentales muestran que el controlador es capaz de reducir el ruido de impacto medio. En comparación con otros controles hemos obtenido mejores resultados individuales a costa de mayor variabilidad en los resultados. El trabajo futuro se centrará en reducir la variabilidad de resultados en torno a los mejores resultados individuales obtenidos y en aumentar la velocidad de convergencia, por ejemplo utilizando la señal de enlace de flujo para estimar varios parámetros.

## Agradecimientos

Esta publicación es parte de los proyectos de I+D+i CPP2021-008938, PID2021-124137OB-I00 y TED2021-130224B-I00, financiados por MCIN/AEI/10.13039/501100011033, por FEDER Una manera de hacer Europa y por la Unión Europea NextGenerationEU/PRTR. También ha sido financiada en parte por el Gobierno de Aragón, bajo la subvención T45\_23R, y por el programa INVESTIGO Unión Europea-NextGenerationEU (contrato de Eloy Serrano Seco).

## Referencias

- Al Saaideh, M., Boker, A. M., Al Janaideh, M., 2022. Output-feedback control of electromagnetic actuated micropositioning system with uncertain nonlinearities and unknown gap variation. In: 2022 IEEE 61st Conference on Decision and Control (CDC). pp. 2481–2486.
- Barkan, P., 1967. A Study of the Contact Bounce Phenomenon. IEEE Trans. Power App. Syst. PAS-86 (2), 231–240.
- Carse, B., Larsen, N., Nouri, H., Davies, T., 1999. An approach to the reduction of contact bounce using fuzzy control. In: Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. Vol. 3. IEEE, Bled, Slovenia, pp. 1025–1029.
- Davies, T. S., Nouri, H., Britton, F. W., 1996. Towards the control of contact bounce. IEEE Trans. Compon., Packag., Manuf. Technol. A 19 (3), 353–359.
- Fliess, M., Lévine, J., Martin, P., Rouchon, P., Jun. 1995. Flatness and defect of non-linear systems: Introductory theory and examples. Int. J. Control 61 (6), 1327–1361.
- Gergič, B., Hercog, D., 2019. Design and implementation of a measurement system for high-speed testing of electromechanical relays. Measurement 135, 112–121.
- Glück, T., Kemmetmüller, W., Kugi, A., 2011. Trajectory optimization for soft landing of fast-switching electromagnetic valves. IFAC Proc. Vol. 44 (1), 11532–11537.
- Hoffmann, W., Stefanopoulou, A. G., 2001. Valve position tracking for soft landing of electromechanical camless valvetrain. IFAC Proc. Vol. 34 (1), 295–300.
- McBride, J., Jun. 1991. An experimental investigation of contact bounce in medium duty contacts. IEEE Trans. Compon., Hybrids, Manuf. Technol. 14 (2), 319–326.
- Moya-Lasheras, E., Ramirez-Laboreo, E., Sagues, C., Sep. 2020. Probability-Based Optimal Control Design for Soft Landing of Short-Stroke Actuators. IEEE Trans. Control Syst. Technol. 28 (5), 1956–1963.
- Moya-Lasheras, E., Ramirez-Laboreo, E., Serrano-Seco, E., Jul. 2023. Run-to-run adaptive nonlinear feedforward control of electromechanical switching devices. In: Proc. 22nd IFAC World Congr. Yokohama, Japan.
- Moya-Lasheras, E., Sagues, C., Dec. 2020. Run-to-Run Control With Bayesian Optimization for Soft Landing of Short-Stroke Reluctance Actuators. IEEE/ASME Trans. Mechatronics 25 (6), 2645–2656.
- Nelder, J. A., Mead, R., 1965. A Simplex Method for Function Minimization. Comput. J. 7 (4), 308–313.
- Ramirez-Laboreo, E., Moya-Lasheras, E., Sagues, C., Mar. 2019. Real-time electromagnetic estimation for reluctance actuators. IEEE Trans. Ind. Electron. 66 (3), 1952–1961.
- Ramirez-Laboreo, E., Sagues, C., Llorente, S., May/June. 2016. A new model of electromechanical relays for predicting the motion and electromagnetic dynamics. IEEE Trans. Ind. Appl. 52 (3), 2545–2553.
- Ramirez-Laboreo, E., Sagues, C., Llorente, S., Jan. 2017. A New Run-to-Run Approach for Reducing Contact Bounce in Electromagnetic Switches. IEEE Trans. Ind. Electron. 64 (1), 535–543.
- Serrano-Seco, E., Ramirez-Laboreo, E., Moya-Lasheras, E., Sagues, C., 2022. An audio-based iterative controller for soft landing of electromechanical relays. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1–9.
- Tang, L., Han, Z., Xu, Z., Jul. 2021. A Sequential Adaptive Control Strategy for the Contact Colliding Speed of Contactors Based on Fuzzy Control. IEEE Trans. Ind. Electron. 68 (7), 6064–6074.
- Vrijsen, N., Jansen, J., Lomonova, E., 2010. Comparison of linear voice coil and reluctance actuators for high-precision applications. In: Int. Power Electron. and Motion Control Conf. IEEE, pp. S3–29.
- Wang, X., Lin, H., Ho, S. L., Fang, S., Jin, P., Jun. 2010. Analysis of Dynamic Characteristics of Permanent Magnet Contactor With Sensorless Displacement Profile Control. IEEE Trans. Magn. 46 (6), 1633–1636.