

Masterarbeit

Zur Erlangung des Grades: Master of Engineering (M.Eng.)

Untersuchung zeitsynchronisierter Abtastverfahren zur Bewertung digitaler Wandler nach IEC 61850-9-2

Autor: Marc Jäger

Matr.-Nr.: 70164965

30.08.2018

Erstprüfer: Prof. Dr. rer. nat. Claus W. Turtur

Zweitprüfer: Dir. u. Prof. Dr. Martin Kahmann, PTB

Erstellt in Zusammenarbeit mit:

Physikalisch- Technische Bundesanstalt(PTB) Braunschweig



Arbeitsgruppe(AG) 2.31

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	3
Tabellenverzeichnis	7
Abkürzungsverzeichnis	8
Motivation	1
Einleitung	2
1. Grundlagen	3
1.1 i09 FutureGrid II, Metrology for the next-generation digital substation instrumentation	3
1.1.1 Übergeordnete Hierarchie.....	3
1.1.2 Projekt „FutureGrid II“	4
1.1.3 Fokus dieser Arbeit	6
1.2 IEC 61850-9-2	7
1.2.1 Allgemeines.....	7
1.2.2 Aufbau des Datenpaketes.....	7
1.3 Programmierumgebung LabVIEW.....	13
1.3.1 Allgemeines zum Aufbau	13
1.3.2 Schleifen.....	16
1.3.3 If-Else.....	16
1.4 Analog/Digital-Umwandlung.....	17
1.4.1 Konzept der Umwandlung	17
1.4.2 Analog-Digital Wandlertypen	18
1.4.3 Zusammenfassung der technischen Grenzen der Wandlertypen	23
1.4.4 Oversampling	24
2. Sampled Values Generator	25
2.1 Bewertung eines externen Generators.....	25
2.1.1 Beschreibung des SV Generators.....	25
2.1.2 Eigenfehler des SV Generators	27
2.1.3 Fehlerbestimmung über die Fourier-Analyse mit Hilfe von LabVIEW.....	28
2.1.4 Auswertung der berechneten Abweichungen.....	36
2.2 Erstellen eines Sampled Values Generators	39
2.2.1 Anforderungen an den Sampled Values Generator	39
2.2.2 Implementierung des Sampled Values Generators.....	39

3.	Ungenauigkeiten im Quantisierungsprozess	44
3.1	Quantitative Effekte	44
3.2	Qualitative Simulation und Bewertung.....	47
3.2.1	Allgemeine Programmstruktur für die Simulation	47
3.2.2	Anwendung einer Phasen Anpassung (πN -Korrektur).....	48
3.2.3	Durchführung und Analyse der Simulationen	50
4.	Synchronisation analoger Kurvenformen auf die IEC 61850.....	62
4.1	Konzeptvorstellung der synchronisierten Kalibrierung	62
4.2	Erfassen der Referenzzeitsignale	64
4.2.1	Zusammenfassung der Optionen.....	64
4.2.2	Untersuchung des elektrischen 10 MHz Signals.....	64
4.2.3	Vergleich der Ursprünge der PPS Signale	67
4.3	Phasenverschiebungen am 2-Kanal Generator	68
4.3.1	Ziele und Bedingungen an den Signalgenerator.....	68
4.3.2	Aufbau der Funktionalitätsmessungen.....	69
4.3.3	Untersuchung des 2-Kanal Signalgenerators Agilent 33500B	71
4.3.4	Benutzeroberfläche der finalen Software zur Programmierung des Agilent 33500B Signalgenerators.....	77
4.3.5	Verifizierung der Entwicklungen.....	79
5.	Fazit.....	87
	Quellenverzeichnis.....	89
	Anhang.....	I
A1	Schniewindt Generator (zu Kapitel 2.1)	I
A2	Differenzen zwischen den verschiedenen PPS Signalquellen (zu Kapitel 4.2)	III
A3	Absolute Winkelfehler des Agilent Signalgenerators (zu Kapitel 4.3).....	IV
A4	Daten auf der beigefügtem CD.....	V
	Eidesstattliche Erklärung	VI

Abbildungsverzeichnis

Kapitel 1:

Abbildung 1-1: graphische Darstellung der Arbeitspakete im FuterGrid II [2].....	5
Abbildung 1-2: Schema des Gedankenansatzes zur Bestimmung der Quantisierungsfehler	6
Abbildung 1-3: Prototyp eines Kalibriermessplatzes für nichtkonventionelle, digitale Messwandler [DUT]	6
Abbildung 1-4: Zusammensetzung des IEC 61850-9-2 Datenpaketes orientiert am ISO/OSI Schichtenmodell	7
Abbildung 1-5: schematischer Aufbau der APDU [3].....	8
Abbildung 1-6: detaillierter Aufbau mit Byte-Reihenfolge einer APDU [3].....	9
Abbildung 1-7: Klassifizierung der Tags in der IEC 61850-9-2 [3].....	9
Abbildung 1-8: vollständiges Schema über den Aufbau eines IEC 61850-9-2 Datenpaketes [3].....	11
Abbildung 1-9: Aufteilung der Bytes für die Priorität eines Datenpaketes.....	11
Abbildung 1-10: Programmfenster der Programmierumgebung LabVIEW	13
Abbildung 1-11: Addition zweier Datentypen mit LabVIEW	14
Abbildung 1-12: Addition verschiedener Datentypen aus Cluster mit LabVIEW	15
Abbildung 1-13: Registerfelder nach Rechtsklick im Blockdiagramm (links) und im Front Panel (rechts).....	15
Abbildung 1-14: Darstellung von Programmierschleifen in LabVIEW	16
Abbildung 1-15: Darstellung einer Bedingungsabfrage in LabVIEW	16
Abbildung 1-16: Ablaufschema zur Analog/Digital Umwandlung [4].....	17
Abbildung 1-17: allgemeiner Aufbau eines SAR-Wandlers [5].....	19
Abbildung 1-18: Aufbau eines Delta-Sigma-Wandlers [6].....	20
Abbildung 1-19: Signalverläufe innerhalb eines Delta-Sigma-Wandlers [6]	20
Abbildung 1-20: Aufbau eines (Single-)Slope-Wandlers [5]	22
Abbildung 1-21: Aufbau eines Dual-Slope-Wandlers	22
Abbildung 1-22: beispielhafte Spannungsverläufe am Kondensator beim Dual-Slope-Verfahren im Zeitraum der Erfassung eines Messwertes	22
Abbildung 1-23: Visualisierung der Vorteile durch Oversampling bei der D/A Umwandlung [7].....	24

Kapitel 2

Abbildung 2-1: Vorderseite des Schniewindt Generators	25
Abbildung 2-2: Benutzeroberfläche der Software zur Ansteuerung des Schniewindt Generators	25
Abbildung 2-3: Network Monitor mit dem vom Schniewindt Generator empfangenen Datenpaketen mit einem ASDU.....	26
Abbildung 2-4: Ablaufplan des VIs zur detaillierten Bewertung des Schniewindt Generators	29
Abbildung 2-5: Benutzeroberfläche des VIs zur detaillierten Bewertung des Schniewindt Generators	29
Abbildung 2-6: Block Diagram zur Steuerung der Eingabe der Kurveneigenschaften	30

Abbildung 2-7: Block Diagram zum Filtern der irrelevanten Daten von der Benutzeroberfläche	31
Abbildung 2-8: Block Diagram des VI "Main", erster Teil.....	31
Abbildung 2-9: Block Diagram des VI "Main", zweiter Teil.....	32
Abbildung 2-10: Block Diagram des VI "Main", dritter Teil.....	33
Abbildung 2-11: Block Diagram des VI "Sample Generator", erster Teil.....	34
Abbildung 2-12: Block Diagram des VI "Sample Generator", zweiter Teil	35
Abbildung 2-13: Betragsabweichungen durch die Quantisierung von 10 V bis 4,5 kV	36
Abbildung 2-14: Betragsabweichungen durch die Quantisierung von 10 kV bis 35 kV	37
Abbildung 2-15: Betragsabweichungen durch die Quantisierung von 50 kV bis 100 kV	37
Abbildung 2-16: Unterbindung der automatischen Abschaltung eines Netzwerkadapters im Geräte-Manager	40
Abbildung 2-17: Schematischer Programmablauf des durch National Instruments zur Verfügung gestellten Publishers	40
Abbildung 2-18: Dauerschleife der Publisher Software von National Instruments	41

Kapitel 3

Abbildung 3-1: Block Diagram des VI "Configure Arbitrary Waveform" mit der Übertragung des maximalen Wertes (roter Kasten)	44
Abbildung 3-2: Block Diagram des zur Verfügung gestellten VIs "Create Arbitrary Waveform" zur Skalierung der Samples (Arbitrary Waveform Data)	45
Abbildung 3-3: Ergebnis einer Fourier-Analyse mit LabVIEW von einem Sinussignal mit Stufen und Amplitude = 1, Phase = 0°, Frequenz = 20 Hz	46
Abbildung 3-4: Allgemeiner Programmablauf für das VI zur Bestimmung der natürlichen Quantisierungsfehler	47
Abbildung 3-5: Programmstruktur der VIs zur Bestimmung der natürlichen Quantisierungsfehler	48
Abbildung 3-6: schematische Darstellung der Abweichungen durch die Stufenbildung....	48
Abbildung 3-7: schematische Darstellung der Auswirkungen der π/N -Korrektur auf die Abweichungen	49
Abbildung 3-8: schematische Verdeutlichung eines beispielhaften Verfahrens zur einfachen Bestimmung der Kurvenwerte zwischen zwei Abtastzeitpunkten [9]	50
Abbildung 3-9: Frequenzspektrum der Fourier Transformation bei verschiedenen Signalfrequenzen	51
Abbildung 3-10: fokussiertes Frequenzspektrum mit eingefügten Trendlinien nach Abbildung 3-8.....	52
Abbildung 3-11: Abweichungen nach der Fourier Analyse bei variabler Frequenz	53
Abbildung 3-12: Abweichungen über der Frequenz innerhalb der Grenzen des "normalen"[15] Netzbetriebes	53
Abbildung 3-13: Darstellung der simulierten Betragsfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 80 SpP	54

Abbildung 3-14: Darstellung der simulierten Betragsfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 96 SpP	55
Abbildung 3-15: Darstellung der simulierten Betragsfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 256 SpP	55
Abbildung 3-16: Darstellung der simulierten Betragsfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 288 SpP	56
Abbildung 3-17: Darstellung der Periodizitäten der idealen Quantisierungsfehler bei einer Samplerate von 80 SpP	56
Abbildung 3-18: Darstellung der Periodizitäten der idealen Quantisierungsfehler bei einer Samplerate von 288 SpP	57
Abbildung 3-19: Darstellung der Abweichungen über eine Periodenweite von 4,5 ° bei 80 SpP	58
Abbildung 3-20: Darstellung der Abweichungen über eine Periodenweite von 1,25 ° bei 288 SpP	58
Abbildung 3-21: Winkelfehler und Betragsfehler mit und ohne der Pi/N Korrektur in Abhängigkeit der Samplerate	59
Abbildung 3-22: Abweichungen bei verschiedenen Anstiegszeiten bei einer Samplerate von 20 SpP	60
Abbildung 3-23: Abweichungen bei verschiedenen Anstiegszeiten bei einer Samplerate von 80 SpP	60

Kapitel 4

Abbildung 4-1: Prototyp eines Kalibriermessplatzes für nichtkonventionelle, digitale Messwandler [DUT], erneute Darstellung der Abbildung 1-3	62
Abbildung 4-2: Übersicht über alle zur Verfügung stehenden Referenzzeitsignale	64
Abbildung 4-3: Ursprünge des 10 MHz Referenzsignals	65
Abbildung 4-4: Differenz der 10 MHz Referenzsignale zur Systemreferenz in der Kurzzeitmessung	66
Abbildung 4-5: Differenz der 10 MHz Referenzsignale zur Systemreferenz in der Langzeitmessung	66
Abbildung 4-6: Ursprünge des Referenzsignals 1PPS	67
Abbildung 4-7: Verdeutlichung der Vorteile digitaler Signale gegenüber analogen Kurven in Bezug auf die Phasenbestimmung	68
Abbildung 4-8: Messaufbau zur Untersuchung des 2-Kanal Signalgenerators Agilent 33500B	69
Abbildung 4-9: 1 PPS Signal des Siglent SDG1032X Signalgenerators	70
Abbildung 4-10: internes 10 MHz Signal des Siglent 1032X	70
Abbildung 4-11: Startverhalten des Signalgenerators mit dem Warten auf die Flanke mit dem -1.ten Sample bei einem Signal mit der Phase von 0 °	72
Abbildung 4-12: Veranschaulichung der Vorgehensweise der "+1 Step"-Korrektur	74

Abbildung 4-13: Zeitlicher Versatz zwischen dem Stufensignal und der 1PPS Referenz nach 25 Perioden bei 50 Hz und 20 SpP ohne 10 MHz Synchronisation	74
Abbildung 4-14: Verzögerungszeit durch den Agilent 33500B.....	75
Abbildung 4-15: Nulldurchgang des Stufensignals bei 60 Hz, 2.000 SpP und mit aktiver "+1Step" Anpassung im Bezug zum 1PPS Signal (grün).....	76
Abbildung 4-16: Zentrale Bedienoberfläche mit den allgemeinen Generatoreinstellungen (oben) und den beiden Tabs zu den jeweiligen Kanälen (unten).....	77
Abbildung 4-17: Benutzeroberfläche zur Einstellung verschiedener Phasenkorrekturen..	78
Abbildung 4-18: Kombination des aktuellen Kalibrierverfahrens [10] mit dem Agilent 33500B Signalgenerator als Ersatz für einen oder beide DAC, „+1 Step“ und „ π/N -Korrektur“ ein	79
Abbildung 4-19: Zeitabweichungen des Agilent 33500B Signalgenerators zum PPS Signal bei einfacher Synchronisation	80
Abbildung 4-20: Aufbau der Voruntersuchung zur Kontrolle der korrekten Generierung des PPS Referenzsignals, „+1 Step“ und „ π/N -Korrektur“ aktiv.....	82
Abbildung 4-21: Messaufbau zur Bestimmung der Phasenfehler des Agilent 33500B Signalgenerators	82
Abbildung 4-22: Winkelfehler des 33500B Signalgenerators von Agilent in Abhängigkeit von der Samplerate.....	83
Abbildung 4-23: Winkelfehler zwischen den beiden Kanälen des Agilent 33500B und deren Standardabweichung bei der Frequenz $f = 50$ Hz.....	84
Abbildung 4-24: Winkelfehler zwischen den beiden Kanälen des Agilent 33500B und deren Standardabweichung bei der Frequenz $f = 60$ Hz.....	85

Tabellenverzeichnis

Tabelle 1-1: Themenbereiche des EMPIR Programms und deren Zielsetzungen [1]	3
Tabelle 1-2: Auflistung der am internationalen Projekt FutureGrid II beteiligten Unternehmen und Institutionen [1]	4
Tabelle 1-3: Klassifizierung zentraler Tags in Datenpaketen der IEC 61850-9-2.....	9
Tabelle 1-4: definierte Kategorisierungen des Ethernets.....	12
Tabelle 1-5: Tabellarische Darstellung der Ausgänge der Komparatoren in einem Flash-Wandler mit 4 V Eingangsspannung, einem LSB von 1 V und einem vorzeichenlosem 3-Bit Ausgangssignal.....	18
Tabelle 1-6: Verlauf einer A/D-Umwandlung durch sukzessive Approximation von einer Eingangsspannung von 5 V in vorzeichenlose 3 Bit mit einem LSB von 1 V.....	19
Tabelle 1-7: Zusammenfassung technischer Grenzwerte bei den verschiedenen Wandlerverfahren.....	23
Tabelle 2-1: Beispielwerte zum Vergleich der Methoden zur Ermittlung der Betragsfehler	27
Tabelle 2-2: Zusammenfassung der Quantisierungsfehlerbereiche für den Schniewindtgenerator und einer idealen Quantisierung	37
Tabelle 2-3: Zugelassene Abweichungen für Spannungswandler nach der IEC 60044-7 [11]	38
Tabelle 2-4: Vergleich der Übertragung der letztendlichen Samples bei dem Schniewindt Generator und der Publisher Software	42
Tabelle 3-1: Veränderungen im Frequenzspektrum durch die Quantisierung einer Sinuskurve mit der Amplitude $A = 1$, Frequenz $f = 20$ Hz und einer Samplerate von 20 SpP	46
Tabelle 3-2: Sampleraten für 50 Hz und 60 Hz nach der IEC 61869.....	50
Tabelle 3-3: Zusammenfassung der abgeschätzten Unsicherheiten in Abhängigkeit der Phasenlage des Messsignals für die normierten Sampleraten.....	59
Tabelle 4-1: Messwertetabelle der Zeitverzögerungen durch den Signalgenerator Agilent 33500B nach Einschalten des PPS Signals	73
Tabelle 4-2: Zeitversatz zwischen dem Stufensignal und der PPS Flanke bei einfacher Synchronisation (infinitecycle = ON) und "+1 Step"	81
Tabelle 4-3: Winkelfehler zwischen den Kanälen des Signalgenerators an den Messpunkten mit kleiner Standardabweichung ($s < 1 \mu\text{rad}$)	86
Tabelle A-1: Vollständige Auflistung der von dem Schniewindt Generator gesendeten Bytes.....	I
Tabelle A-2: Zeitverzögerungen der PPS Signale mit CH III über Weg "A" aus Abbildung 4-6	III
Tabelle A-3: Absolute Winkelfehler des Agilent 33500B Signalgenerators (Kanal 1) in Abhängigkeit der Samplerate, Pi/N-Korrektur und "+1 Step" aktiviert.....	IV

Abkürzungsverzeichnis

In diesem Verzeichnis sind häufig verwendete Abkürzungen kurz erklärt, um so die Verständlichkeit beim Lesen dieser Arbeit zu verbessern. Für detailliertere Informationen wird zur Selbststudie geraten. Alle Abkürzungen und Kurzschreibweisen, die hier aufgeführt sind, sind in der Arbeit *kursiv* geschrieben.

ASN.1 BER engl.: **ASN.1 Basic Encoding Rules**

Diese Decodierregeln sind in der ISO/IEC 8825-1 spezifiziert und werden in der IEC 61850-9-2 angewandt. Die Übertragungssyntax hat den dreigeteilten Aufbau von Bezeichnung, Länge und eigentlicher Wert (**TLV**, engl.: **Type/Length/ Value**). Siehe auch TLV weiter unten im Abkürzungsverzeichnis.

APCI engl.: **Application Protocol Control Information**

Die APCI enthalten die allgemeinen Informationen zu den Samples in diesem Datenpaket. Dazu zählen die Anzahl der in diesem Paket enthaltenen Einzelmesswerte und das Level der Datensicherheit.

APDU engl.: **Application Protocol Data Unit**

Die APDU ist ein Datenpaket bestehend zum einen aus dem Header beziehungsweise den Informationen (APDI) und zum anderen aus den einzelnen Messpunkten (ASDUs). Eine bildliche Darstellung ist in dieser Arbeit im entsprechendem Kapitel enthalten.

ASDU engl.: **Application Service Data Unit**

Eine ASDU enthält einen oder mehrere, meistens acht, Messwerte von jeweils einer eigenen Messwertekurve. Durch nur einen Sample Counter in jedem ASDU werden die Messwerte der verschiedenen Kurven einem Zeitpunkt zugeordnet.

DUT engl.: **Device Under Test**

Ein DUT ist ein Objekt, welches in einem Testablauf auf Fehler jeglicher Art überprüft wird. Als DUT kann ein fertig ausgeliefertes Gerät oder auch nur ein Unterprogramm der internen Software betrachtet werden. Da in dieser Arbeit ein Kalibriersystem für Messwandler behandelt wird, ist hier ein DUT immer ein zu kalibrierender Messwandler

GOOSE engl.: **Generic Object Oriented Substation Event**

Hierbei handelt es sich um die Steuerbefehle für den Wandler und die Statusausgaben des Wandlers.

GS/s	<p>Gigasample pro Sekunde [Einheit], GSPS</p> <p>In dieser Einheit ist die Abtastrate von Analog-Digital-Wandlern angegeben. Sie gibt an, wie viele Quantisierungen dieser in einer Sekunde maximal vornehmen kann. In den technischen Datenblättern wird auch die Bezeichnung GSPS verwendet.</p>
LSB	<p>engl.: Least Significant Bit</p> <p>Das LSB gibt den kleinstmöglichen Betrag einer digitalen Zahl nach der Null an. Es beschreibt zudem auch die kleinstmögliche Differenz zwischen zwei darstellbaren Beträgen. Das Gegenstück hierzu ist das MSB (Most Significant Bit). Es ist das Bit mit dem höchsten Wert.</p>
PPSS	<p>engl.: Precision Power Sampling Station</p> <p>Die PPSS ist ein Gerät zur präzisen Generierung eines Stufensignals. Dieses erfolgt durch die Frequenzteilung eines 10 MHz Referenzsignals in einige Kilohertz für die Samplerate, in 50 Hz für die Signalfrequenz und letztendlich auch in ein Hertz als PPS Signal.</p>
PTB	<p>Physikalisch-Technische Bundesanstalt</p> <p>Die PTB ist eine Bundesoberbehörde in Deutschland und primär mit der Erstellung und Überarbeitung von Normen im technischen Bereich beauftragt. Sie ist hier ebenfalls mit internationalen Behörden kooperativ tätig. Der Hauptsitz der PTB befindet sich in Braunschweig. Ein weiterer Standort liegt in Berlin.</p>
RS-232	<p>Die RS-232 ist eine einfache Verbindung von Geräten zur - schon fast primitiven -Datenübertragung. Sie erfolgt ohne automatische Abfragen unter den Kommunikationspartnern bezüglich deren Status. Die Kommunikation erfolgt seriell und die Verbindung ist duplex, d. h. eine simultane Übertragung in beide Richtungen. Dieses ist möglich, weil die Geräte jeweils einen Sender und einen Empfänger haben und diese überkreuzt miteinander verbunden sind.</p>
SAMU	<p>engl.: Stand Alone Merging Unit</p> <p>Die SAMU ist ein erweiterndes Gerät für analoge Messwandler, welches deren Ausgangssignale digitalisiert. Dadurch müssen noch funktionierende analoge Messeinrichtungen nicht komplett ausgetauscht werden, um eine digitale Messung zu ermöglichen. Das spart Zeit und Geld.</p>
SCPI	<p>engl.: Standard Commands for Programmable Instruments</p> <p>Die SCPI sind in grundlegende Kommandos, die ein Gerät verarbeiten kann. Sie sind in einer Baumstruktur oder auch wie ein Dateipfad angeordnet, wodurch diese an den verschiedensten Geräten angepasst werden können. Die Übertragung und Bearbeitung erfolgt in ASCII- Zeichenketten.</p>

SpP Sample **pro** **P**eriod [Einheit]

Der SpP-Wert gibt die Anzahl der Samples – oder auch Messpunkte - pro Periode an und ist die Einheit der Samplerate. Sie ist in dieser Arbeit nicht mit der Abtastrate zu verwechseln. Die Abtastrate in Samples pro Sekunde erhält man durch Multiplikation von SpP mit der Signalfrequenz.

SV engl.: **S**ampled **V**alue

Zum Teil wird auch der Begriff „**Measured Sampled Value**“ (**MSV**) verwendet.

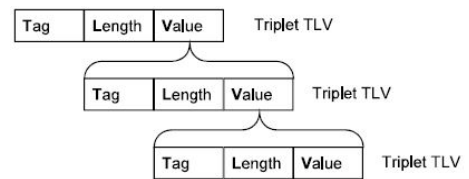
Ein Sampled Value ist der Wert zu einem Zeitpunkt auf einer zeitdiskreten und wertdiskreten Kurve. Diese Kurve entsteht dann aus dem Zusammenfügen vieler Sampled Values.

TCI engl.: **T**ag **C**ontrol **I**nformation

Die TCI bestehen aus den eigentlichen Prioritätswert, dem Canonical Format Indicator und dem Virtual Lan support. Eine genauere Beschreibung befindet sich in Abschnitt 2.2.2 im letzten Absatz.

TLV engl.: **T**ag **L**ength **V**alue

Mit TLV wird der allgemeine Aufbau der ASN.1 beschrieben. Dieser wird in der Abbildung rechts dargestellt.



TPID engl.: **T**ag **P**rotocol **I**dentifier

Der TPID dient dazu, hoch priorisierte Datenpakete oder Frames als solche erkenntlich machen zu können. Bei einer Codierung nach der IEEE 802.1Q, die in dem entsprechenden Kapitel eingesetzt wird, ist der Wert 0x8100 festgelegt.

VI engl.: **V**irtual **I**nstrument

Ein Virtual Instrument bezeichnet ein Programm der Programmierumgebung LabVIEW. Genauere Erklärungen befinden sich in dem entsprechenden Unterkapitel der Einleitung.

Motivation

Messwandler sind in der heutigen Energiemesstechnik von essentieller Bedeutung. Sie dienen zur Erfassung hoher Spannungen und Ströme und ermöglichen somit eine Überwachung und Regelung von Energieübertragungs- und Verteilernetzen. Da Stromnetze und dem entsprechend auch die Messgeräte dazu schon mehrere Jahrzehnte existieren, muss die eingesetzte Technik mit den Jahren dem aktuellen technischen Stand angepasst werden. Und wenn neue Technik etabliert wird, kommen auch neue oder überarbeitete Normen. In Deutschland ist dieses eine primäre Aufgabe der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (im folgenden PTB genannt), bei der diese Masterarbeit erstellt wird.

Die PTB ist eine Bundesoberbehörde in Deutschland und das nationale Meterologieinstitut. Untergeordnet ist die PTB dem Ministerium für Wirtschaft und Energie. Sie ist in die folgenden Abteilungen unterteilt:

- Mechanik und Akustik
- Elektrizität
- Chemische Physik und Explosionsschutz
- Optik
- Fertigungsmesstechnik
- Ionisierende Strahlung
- Temperatur und Synchrotronstrahlung
- Medizinphysik und metrologische Informationstechnik
- Wissenschaftlich-technische Querschnittsaufgaben

Für die Umsetzungen neuer Richtlinien besteht zudem eine enge Zusammenarbeit mit Unternehmen im Bereich der Technik.

Mich motiviert verbunden mit diesem Wissen die Relevanz meiner Arbeit und das reale Interesse anderer an den Ergebnissen dieser Arbeit. Zudem erhalte ich Einblicke in den Ablauf zur Vergabe, Durchführung und zum Abschluss von internationalen Projekten der Europäischen Union, an der die Meterologieinstitute mehrerer Länder beteiligt sind.

Für mich persönlich ist der Ingenieursbereich der Messtechnik von Bedeutung, da ich hier meine Zukunft sehe und ich hier mehr Erfahrungen sammeln möchte. Und mit der PTB als Erarbeitungsort habe ich eine ideale Gelegenheit, messtechnische Präzision aus erster Hand zu erfahren und selbst zu gestalten.

Zusammengefasst kann ich mir mit dieser Masterarbeit einen soliden Grundstein für meine berufliche Zukunft setzen und Kompetenzen festigen.

Einleitung

Vorab ist zu erwähnen, dass der Verlauf dieser Arbeit an einzelne Entwicklungsschritte angeheftet ist. Hierdurch werden nicht nur die Endergebnisse aufgeführt, sondern auch Gedanken, Ideen, Zwischenergebnisse und Irrwege beschrieben. Außerdem lässt sich aus einigen Simulationen kein konkretes Ergebnis feststellen. Hier wurden Tendenzen festgehalten und Lösungsansätze formuliert.

In dieser Arbeit wird die Einführung eines neuen Kalibrierverfahrens für digitale Messwandler vorbereitet, welches besonderen Fokus auf die Winkelunsicherheit legt. Hier soll eine maximale Zeitunsicherheit im zweistelligen Nanosekundenbereich eingehalten werden, welches bei 50 Hz Netzfrequenz eine Winkelunsicherheit von bis zu 30 μ rad entspräche. Als Grundstein wurde dafür von der Europäischen Union ein internationales Projektteam aus nationalen Metrologieinstituten und Universitäten gegründet und die Mitglieder in die verschiedenen Arbeitspakete eingeteilt. Das gesamte Projekt trägt den Titel „Future Grid II“ und steht unter der Leitung der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt.

Diese Arbeit bezieht sich auf die Aspekte der Synchronisation, der Digitalisierung analoger Messgrößen und auf die Übertragung digitaler Messwerte innerhalb des angestrebten Kalibrierverfahrens. Für die Synchronisation ist es elementar, präzise Referenzsignale zu verwenden. Die Bewertung dieser Referenzsignale ist daher eine der ersten Aspekte dieser Arbeit. Bei der Digitalisierung geht es sowohl um die Analog/ Digital-Umwandlung als auch um die Digital/ Analog-Umwandlung. Bei der Bearbeitung der Analog/ Digital-Umwandlung wird zusätzlich der Datentransport erfasst und untersucht. Zentrale Geräte, die in dem Kalibrierplatz verwendet werden sollen, sind ein Signalgenerator und ein weiteres Gerät, welches sowohl digitale Messwerte generiert und aussendet als auch digitale Messwerte empfängt und verarbeitet. Statt „Messwerte“ wird in dieser Arbeit meistens der Begriff des „Samples“ verwendet.

In Bezug auf die Messungenauigkeiten wird in dieser Arbeit nicht jede Fehlerquelle berücksichtigt werden können. Effekte durch die Umgebung und Verzögerungen durch Leitungslängen bestehen natürlich und werden in den Aufbauten berücksichtigt. Eine separate Nennung findet jedoch nicht erneut statt. Des Weiteren werden aufgrund bereits getätigter Untersuchungen einige Signale oder Geräte als ideal angesehen. Deren Unsicherheiten liegen deutlich unter den zu betrachteten Wertebereichen und dienen letztendlich als Basis der Messaufbauten.

1. Grundlagen

1.1 i09 FutureGrid II, Metrology for the next-generation digital substation instrumentation

1.1.1 Übergeordnete Hierarchie

Das Projekt „FutureGrid II“ entstammt dem European Metrology Programme for Innovation and Research (EMPIR) [1]. Dieses Programm wurde von der EU initiiert und hat zum Ziel, die Qualität der europäischen Wissenschaften zu erhalten und das Forschungs- und Entwicklungssystem wettbewerbsfähig - und damit auch zukunftsfähig - aufzustellen.

EMPIR ist über den Zeitraum von 2014 bis 2020 angesetzt und hat ein Budget von 600 Millionen Euro. Die damit finanzierten Joint Research Projects (JRP) sind in die folgenden Thematiken mit den endsprechenden Zielen eingeteilt.

Tabelle 1-1: Themenbereiche des EMPIR Programms und deren Zielsetzungen [1]

Bereich	Zielsetzung
Gesundheit	<ul style="list-style-type: none"> - Steigerung der Effizienz von diagnostischen und therapeutischen Methoden - Entwicklung neuer Technologien - Förderung der Wettbewerbsfähigkeit
Energie	<ul style="list-style-type: none"> - Verbesserung der Stabilität des gesamten Energiesystems - Minimieren von Barrieren für die Inklusion neuer Energieformen in das bestehende System - Unterstützen der Einführung intelligenter Netze bei Gas und Strom
Umwelt	<ul style="list-style-type: none"> - Entwicklung robuster und stabiler Messeinrichtungen zur Klimadarstellung - Entwicklung neuer Messsysteme zur Erfassung der Einflüsse auf die Umwelt
Industrie	<ul style="list-style-type: none"> - Entwicklung neuer Methoden und Instrumente bis zur vorkommerziellen Ebene - Erhalt der Wettbewerbsfähigkeit europäischer Industrie
Fundamentales Messwesen	<ul style="list-style-type: none"> - Positionierung des europäischen Messwesens auf weltweit führendes Niveau durch Zusammenarbeit der Meterologieinstitute und anderer Einrichtungen
Standardisierung	<ul style="list-style-type: none"> - Vorhalten aktueller Entwicklungen zur Erhaltung der Qualität - Unterstützung bei der Entstehung neuer Standards in den anderen Bereichen

Das Projekt „FutureGrid II“ gehört dem Bereich Fundamentales Messwesen an. Die Teilnehmer des Projektes werden im folgenden Kapitel benannt und kurz beschrieben.

1.1.2 Projekt „FutureGrid II“

Das Ziel dieses Projektes ist es, ein vereinheitlichtes Messsystem mit dem Einsatz digitaler Messwandler zu ermöglichen. Die derzeit eingesetzten analogen Messeinrichtungen haben das Ende ihrer Lebenszeit erreicht und werden mit der Zeit ausgetauscht. Die aktuelle Technik der nichtkonventionellen Messwandler setzt bei der Messdatenübertragung auf den IEC 61850 Standard, der hier später noch genauer beschrieben und erläutert wird. Hinzu kommt die angestrebte Errichtung von Smart Grids und das damit erforderliche Smart Metering. Dieses ist nur durch Digitalisierung möglich, welche mit den neuen Messwandlern einhergeht. Die Digitalisierung kann wiederum nur durch einheitliche Kalibrierverfahren der Instrumente und fest definierte Toleranzen erreicht werden. Und hier setzt dieses Projekt aktiv mit seinen Teilnehmern ein. Die Teilnehmer sind in der folgenden Tabelle aufgelistet.

Tabelle 1-2: Auflistung der am internationalen Projekt FutureGrid II beteiligten Unternehmen und Institutionen [1]

Organisationsname	Nationalität
Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB)	Deutschland
Istituto Nazionale di Ricerca Metrologica	Italien
Turkiye Bilimsel ve Teknolojik Arastirma Kurumu	Türkei
VSL B. V.	Niederlande
Teknologian tutkimuskeskus VTT Oy	Finnland
Fundacion Circe Centro de investigacion de recursos y consumos energeticos	Spanien
University of Strathclyde	Vereinigtes Königreich
Universita degli studi della Campania Luigi Vanvitelli	Italien
Universita degli Studi di Bologna	Italien
Ricerca sul Sistema Energetico – RSE S. p. A.	Italien
Synaptec Ltd	Vereinigtes Königreich
ComSensus, komunikacije in senzorika, d. o. o.	Slowenien
Eidgenössisches Institut für Metrologie METAS	Schweiz

Diese Institute und Universitäten verteilen sich je nach Kompetenzen und Möglichkeiten auf verschiedene Arbeitspakete (engl.: work package, WP). Es gibt zwei allgemeine Arbeitspakete, zu denen die Organisation und der Wissensaustausch untereinander gehören, und drei technische Arbeitspakete, die sich wie folgt unterscheiden.

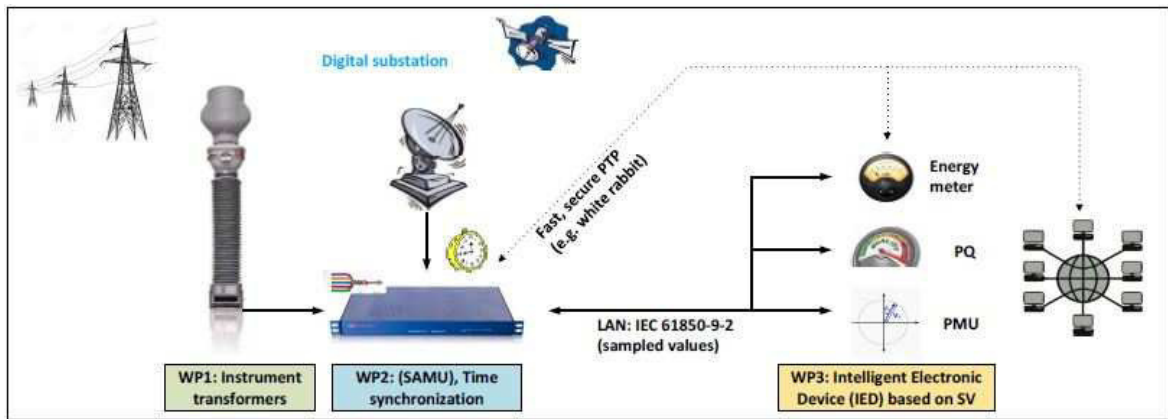


Abbildung 1-1: graphische Darstellung der Arbeitspakete im FuturGrid II [2]

Das erste Arbeitspaket „WP1: Traceable test systems for digital instrument transformers“ beinhaltet die Erstellung eines Testsystems für digitale Messwandler. Hierfür gilt es vorab noch Parameter und Eigenschaften der Testsignale zu bestimmen und zu definieren. So sollen unter anderem - neben der Grundfrequenz von 50 Hz oder 60 Hz - auch deren Oberwellen in Betracht gezogen und mit eingebracht werden. Hier sind ebenfalls verschiedene Modulationsarten der Testwellen in Bezug auf die Phasenmodulation und Amplitudenmodulation anzugehen. Als Ziel wurden für die Messwandler eine Ungenauigkeit von etwa 30 μ rad unter Laborbedingungen und maximal 0,1 % unter realen Bedingungen vorgegeben.

Das zweite Arbeitspaket “WP2: Technology for Substations” setzt den Fokus auf digitale Referenzmessgeräte für Stand Alone Merging Units (SAMU). Hier soll folgende Grundregel gelten:

$$\text{Genauigkeit}_{\text{Referenzwandler}} = 10 * \text{Genauigkeit}_{\text{SAMU}}$$

Für die Referenzen sind eine maximale Abweichung von 20 ppm bei dem Betrag und 30 μ rad bei der Phase angestrebt. In Bezug auf die Phase ist ein realer zeitlicher Versatz der Messwerte, der nach den Zeitstempeln augenscheinlich nicht vorhanden ist, katastrophal für die Kalibrierung. Eine Synchronisation des gesamten Kalibriersystems ist unumgänglich und daher ein weiterer zentraler Bestandteil. Als Synchronisationsreferenz wird vorerst das GPS Signal und im weiteren Verlauf ein systeminternes Signal verwendet. Die Zuverlässigkeit muss dabei durchgehend gewährleistet sein.

Letztendlich soll mit den Ergebnissen dieses Arbeitspaketes die Digitalisierung der derzeit noch analogen Energiemesseinrichtungen vollzogen werden können. Hier kommt vor allem die SAMU zum Einsatz.

Das dritte Arbeitspaket “WP3: Digital Metering, PMU applications and protocol enhancements with real-time IEC 61850 communications“ befasst sich mit der Datenübertragung nach dem IEC 61850 Standard zur Übertragung digitaler Messwerte zu digitalen Messgeräten. Grundlegend sind hier die durch die Digitalisierung an sich auftretenden Abweichungen und die Möglichkeiten und Grenzen von Interesse. Mit Möglichkeiten meint man primär die Erhöhung der Samplerate. Auf diesen Erkenntnissen aufbauend sollen sowohl Phasenmessgeräte entwickelt werden, die in der Überwachung

des Stromnetzes eingesetzt werden, als auch das Protokoll an sich erweitert und angepasst werden.

1.1.3 Fokus dieser Arbeit

In dieser Arbeit werden die notwendigen Aspekte der jeweiligen Arbeitspakete bearbeitet. Einsteigend wird aus dem WP3 auf die Effekte der Digitalisierung analoger Schwingungen eingegangen. Um dies zu bewerkstelligen, wird die Quantisierung um die Fourier-Analyse als Rücktransformation ergänzt. Die daraus erhaltenden Kurveneigenschaften müssten theoretisch mit den analogen Werten übereinstimmen. In der Realität treten jedoch Abweichungen bei Betrag und Phase auf.

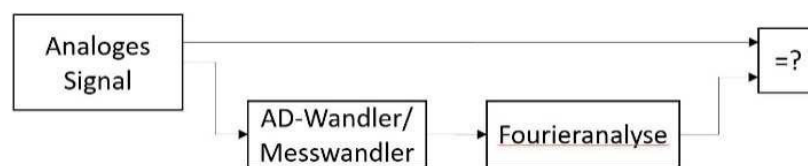


Abbildung 1-2: Schema des Gedankenansatzes zur Bestimmung der Quantisierungsfehler

Zum Teil darauf aufbauend soll ein Sampled Value Generator implementiert werden. Er kann als Ersatz für ein *DUT* eingesetzt werden und reduziert dann die Anzahl der unbekanntenen Bauteile im Kalibrier Aufbau. Des Weiteren kann das IEC 61850 Protokoll untersucht und derzeitige Grenzen bestimmt werden.

Weiterhin werden die Synchronisationssignale behandelt und ein Kalibrier Aufbau entwickelt. Zu den Synchronisationssignalen zählen ein 10 MHz Signal und ein PPS Signal. Diese können über verschiedene Wege erhalten werden. Der Kalibrier Aufbau wird mit den gewonnenen Erkenntnissen letztendlich als Prototyp realisiert.

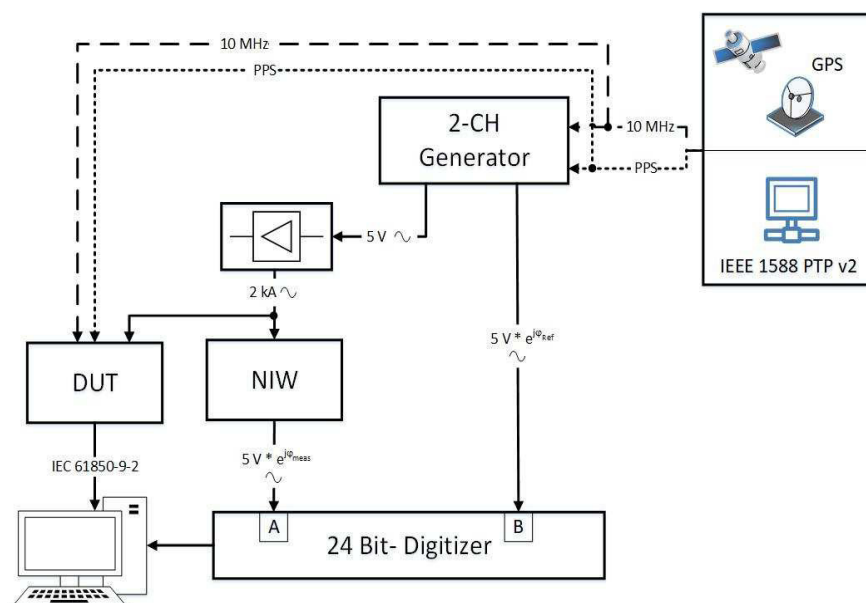


Abbildung 1-3: Prototyp eines Kalibrier messplatzes für nichtkonventionelle, digitale Messwandler [DUT]

1.2 IEC 61850-9-2

1.2.1 Allgemeines

Die Norm IEC 61850-9-2 [3] beinhaltet das Übertragen von abgetasteten Messwerten (engl.: *Measured Sampled Values, MSV*) von einem Messgerät zum weiterverarbeitenden Computer. Die Datenverbindung ist unidirektional. Des Weiteren ist die Verbindung datenorientiert. Absprachen oder auch „Handshakes“ zwischen den kommunizierenden Komponenten gibt es somit nicht. Bei der Adressierung der Datenpakete ist sowohl ein Unicast als auch ein Multicast vorgesehen. Durch eine parallele Verbindung zwischen den kommunizierenden Geräten können diese miteinander synchronisiert werden. Dies erfolgt in der Regel über ein Rechtecksignal mit einem Puls pro Sekunde (1PPS). Die einzelnen Bytes des Datenpakets sind in Big-Endian formatiert.

Der genormte Aufbau eines Datenpaketes zur Übertragung von Messwerten ist klassisch aufgebaut. Mit klassisch ist hier die allgemeine Zusammensetzung aus Header, Datenabschnitt und eventuell noch einem Abschluss oder eine Kontrollsequenz gemeint.

Zukünftig ist angedacht, die Synchronisation über höherfrequente Signale zu vollziehen. Explizit genannt ist hier der Inter-Range Instrumentation Group (IRIG) time code, Typ B. Präzisere Angaben sind derzeit nicht bekannt. Um eine möglichst genaue Synchronisation zu erzielen, wird für diese Arbeit ein 10 MHz Zeitsignal der Atomuhr oder ein GPS Zeitsignal in Betracht gezogen.

1.2.2 Aufbau des Datenpaketes

Bei der Zusammensetzung eines Datenpakets kann man sich an dem ISO/OSI-Schichtenmodell orientieren. In der folgenden Abbildung ist in etwa die Zusammensetzung von der Darstellungsschicht, Layer 6 des Schichtenmodells, bis zur Vermittlungsschicht, Layer 3 des Schichtenmodells, dargestellt.

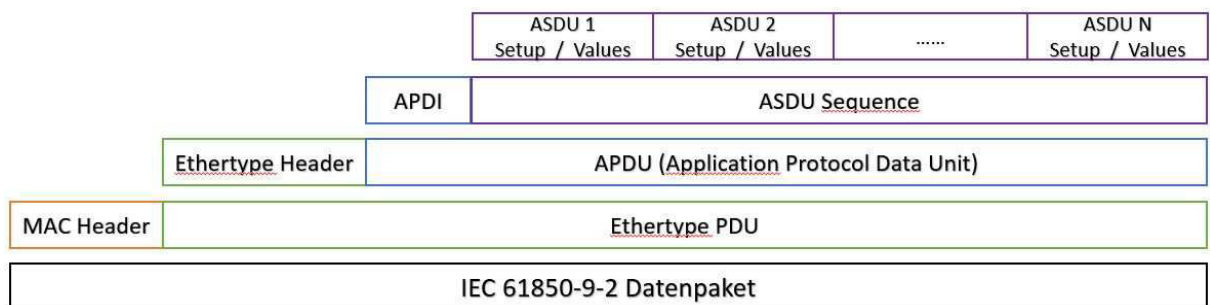


Abbildung 1-4: Zusammensetzung des IEC 61850-9-2 Datenpaketes orientiert am ISO/OSI Schichtenmodell

Sequenz der Application Service Data Units (ASDUs)

Detaillierter betrachtet ist die Sequenz mit den *Application Service Data Units (ASDU)* flexibel gestaltbar und wird mit Hilfe der *ASN.1 Basic Encoding Rules (BER)* erstellt. Durch definierte Tags oder Types als Signalbytes wird angegeben, welcher Parameter aktuell übertragen wird. Die Reihenfolge für je einen Parameter ist dabei stets die folgende:

- Parameterbezeichnung (Tag)(Welcher Parameter wird jetzt übertragen?)
- Länge des Parameterwertes (In wie vielen Bytes wird der Wert übertragen)
- Wert des Parameters (Wie lautet sein Wert?)

Dieses Schema wiederholt sich, bis das entsprechende Byte ein anderes Datenssegment einleitet oder das Datenpaket zu Ende ist. Eine genauere Beschreibung wird bei der *Application Protocol Data Unit (APDU)* im nächsten Absatz aufgeführt.

Die letztendlichen Samples befinden sich am Ende des Datenpaketes, wie auch nochmal in Abbildung 1-6 im folgenden Absatz zu erkennen ist, beziehungsweise jeweils am Ende einer ASDU. Jede ASDU enthält Samples für einen Zeitpunkt, der durch den Sample Counter definiert ist. Die Anzahl der Samples pro ASDU ist frei wählbar.

Application Protocol Data Unit (APDU)

Die *Application Protocol Data Unit (APDU)* bildet sich aus der *Application Protocol Data Information (APDI)* und der Sequenz der *Application Service Data Units (ASDU)*. Die allgemeine Syntax mit den minimal erforderlichen Daten sieht wie folgt aus:

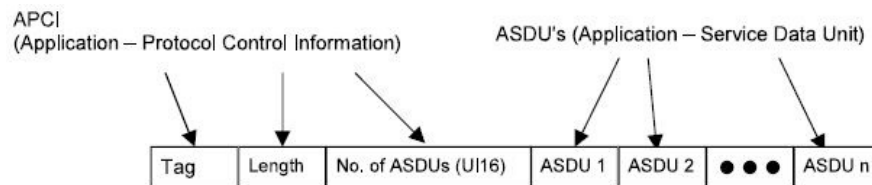


Abbildung 1-5: schematischer Aufbau der APDU [3]

Es sind aber auch spezifischere Informationen übertragbar. Diese sind der folgenden Abbildung zu entnehmen. Die *Application Protocol Data Unit (APDU)* wird detailliert dargestellt.

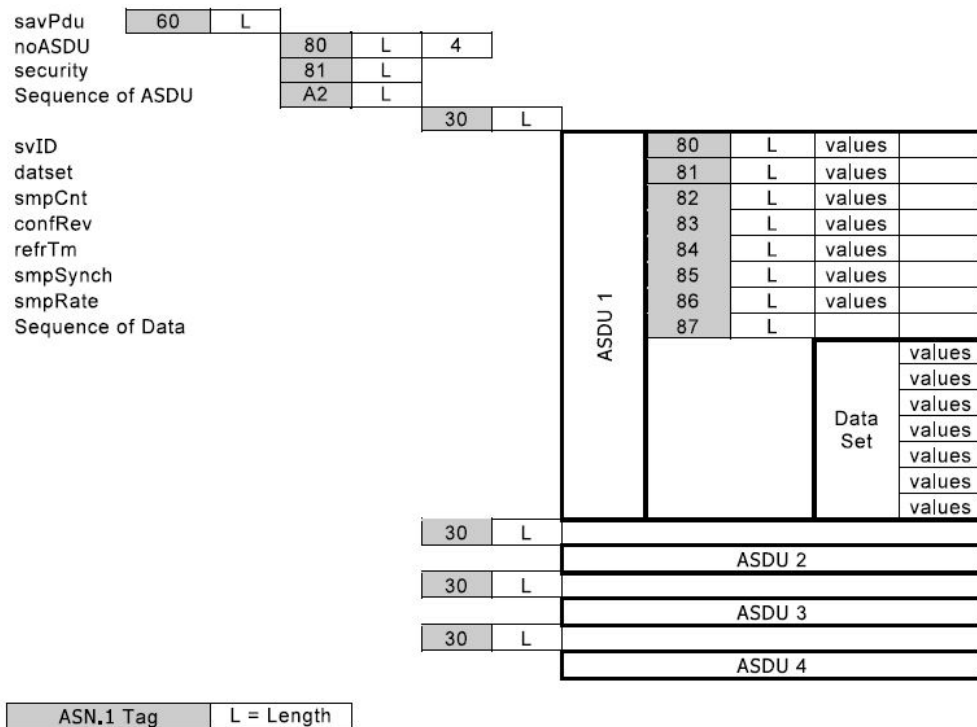


Abbildung 1-6: detaillierter Aufbau mit Byte-Reihenfolge einer APDU [3]

Für die Klassifizierung der grau hinterlegten Tags wird folgende Abbildung aus [3] hinzugezogen.

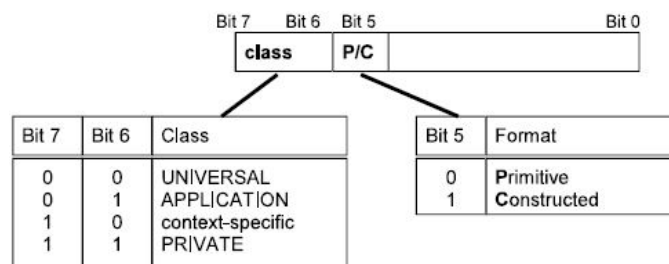


Abbildung 1-7: Klassifizierung der Tags in der IEC 61850-9-2 [3]

Tabelle 1-3: Klassifizierung zentraler Tags in Datenpaketen der IEC 61850-9-2

Beschreibung	Tag Value [hexadezimal]	Tag Value [binär]	Resultat des Tags
Start der APDU	0x60	0110 0000	Application / Constructed
Start der Sequenz der ASDU	0xA2	1010 0010	context-specific / Constructed
Start einer ASDU	0x30	0011 0000	Universal / Constructed
Parameterwerte	0x8X	1000 0000	Context-specific / Primitive

Es ist zu erwähnen, dass bei Tags mit der Eigenschaft „Nicht Universal / constructed“ die Länge nach der *ASN.1 BER* in mehr als einem Byte angegeben werden kann. Dies ist relevant, wenn ein 61850 Datenpaket mit mehr als einem ASDU übermittelt werden soll. Ein Byte reicht für einen maximalen Längenwert von 255 Bytes ($0xFF = 255$). Zur groben Abschätzung wird mit 100 Bytes pro ASDU gerechnet. Die Anzahl von circa hundert Bytes pro ASDU wird im Verlauf dieser Arbeit bestätigt. Es wird deutlich, dass ab drei ASDUs in einem IEC 61850-9-2 Datenpaket die Längenangabe nicht ausreichend ist. Hierzu wird in dem einen Byte, in dem die Länge angegeben wird, eine $0x82$ übermittelt. In den darauffolgenden zwei Bytes wird jetzt der Längenwert erwartet. Dies führt zu einer theoretischen maximalen Anzahl von übertragbaren ASDUs pro Datenpaket von mehr als 65.000 Bytes. Da ein ASDU jeweils ein Sample für acht verschiedene Kurvenverläufe enthält, ergibt dieses dann in etwa 650 Samples pro Datenpaket für acht verschiedene Kurven.

Es ist derzeit nicht bekannt, ob zum Beispiel durch einen übertragenen Tag von $0x83$ der Längenwert in den folgenden drei Bytes erwartet wird, um effektiv noch mehr Samples in einem Datenpaket übertragen zu können und so die Datenrate zu erhöhen. Da die Verbindung datenorientiert ist, würden dann bei Verlust eines Datenpaketes in diesem Fall jedoch viele Informationen verloren gehen.

IEC 61850-9-2 Datenpaket

Für das komplette Datenpaket werden die Informationen zu den Übertragungseigenschaften und zum Verbindungsaufbau vorangestellt. In der folgenden Abbildung ist ein solches Datenpaket mit der definierten Bitreihenfolge dargestellt.

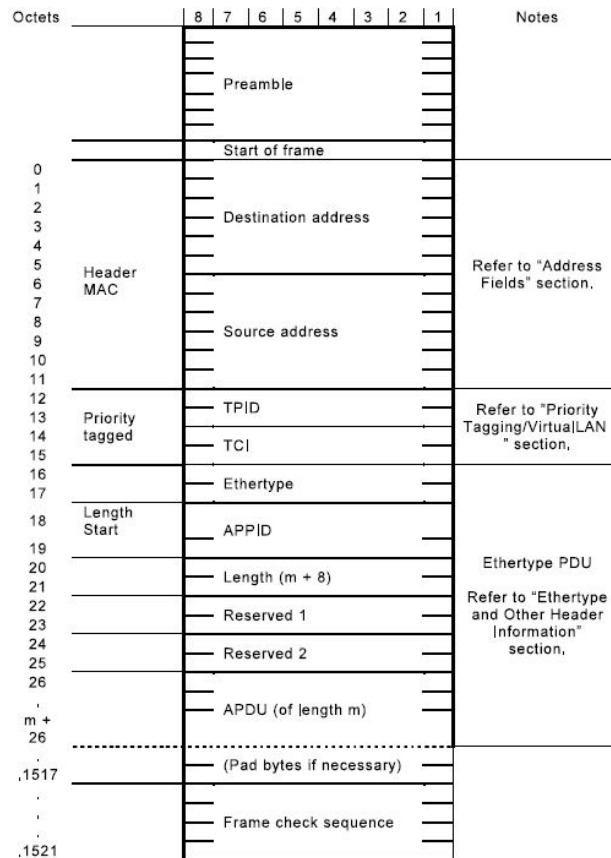


Abbildung 1-8: vollständiges Schema über den Aufbau eines IEC 61850-9-2 Datenpaketes [3]

Die Addressierung erfolgt nur über die MAC Adresse. Die Priorität in den darauf folgenden Bytes sind optional und werden eingesetzt, wenn auf demselben Bussystem Verbindungen mit unterschiedlicher Priorität übertragen werden oder zeitkritische Verbindungen vorliegen. In Bezug auf diese Arbeit wird von einem solchen Fall nicht ausgegangen. Die Option für zukünftige Anwendungen, auch in Betracht auf Smart Grid und Smart Metering, ist dennoch nicht irrelevant.

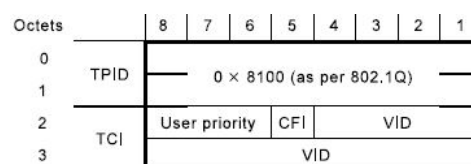


Abbildung 1-9: Aufteilung der Bytes für die Priorität eines Datenpaketes

Die Priorität wird nach *TLV* angegeben. Der *Tag Protocol Identifier (TPID)* ist der Tag. Die Länge ist immer fest definiert auf die nächsten zwei Bytes. Die *Tag Control Information (TCI)* entspricht dem Wert beziehungsweise dem Value. Er besteht aus dem eigentlichen

Prioritätswert, dem Canonical Format Identifier (CFI) und dem Virtual LAN support (VID). Der Canonical Format Identifier ist eine Flagge und sollte bei der IEC 61850-9-2 den Wert Null haben. Für den Virtual LAN support wird ebenfalls der Wert Null empfohlen.

Nach den MAC Adressen folgt der Ethertype und der Application Identifier (APPID). Durch den Ethertype wird die Nutzungsart des Datenpaketes definiert. Die zugewiesenen Werte sind in der folgenden Tabelle angegeben.

Tabelle 1-4: definierte Kategorisierungen des Ethertypes

Verwendung	Ethertype-Wert (hexadezimal)	APPID type
IEC 61850-8-1 GOOSE	88-B8	0 0
IEC 61850-8-1 GSE Management	88B9	0 0
IEC 61850-9-1 Sampled Values	88-BA	0 1
IEC 61850-9-2 Sampled Values	88-BA	0 1

Der Wert des APPID ergibt sich aus dem APPID type als MSBs und einem sonst frei konfigurierbaren Wert. Der Wertebereich liegt daher zwischen 0x4000 und 0x7FFF. Der Standardwert ist 0x4000.

1.3 Programmierumgebung LabVIEW

1.3.1 Allgemeines zum Aufbau

Die Grundidee hinter LabVIEW (engl.: **L**aboratory **V**irtual **I**nstrumentation **E**ngineering **W**orkbench) ist die Simulation eines Messgerätes oder eines technischen Instrumentes. Der Herausgeber ist National Instruments. Ein in sich geschlossenes Programmsegment wird *Virtual Instrument (VI)* genannt. VIs, die in einem anderen VI aufgerufen werden, bezeichnet man als Sub-VIs. Im Gegensatz zu herkömmlichen Programmiersprachen oder zu anderen Tools für Metaprogrammierungen wird bei LabVIEW der Programmcode durch ein graphisches Anordnen von Logikblöcken erstellt und nicht durch Zeilenprogrammierung. Diese Blöcke lassen sich miteinander verbinden, wodurch im Endeffekt die Logik entsteht und Variablen und Konstanten weitergegeben werden. Sub-VIs werden ebenfalls als jeweils ein Block mit eingebunden. Ein weiterer Unterschied ist die Programmierung in zwei Bildschirmfenstern, welche in der nachfolgenden Abbildung dargestellt sind.

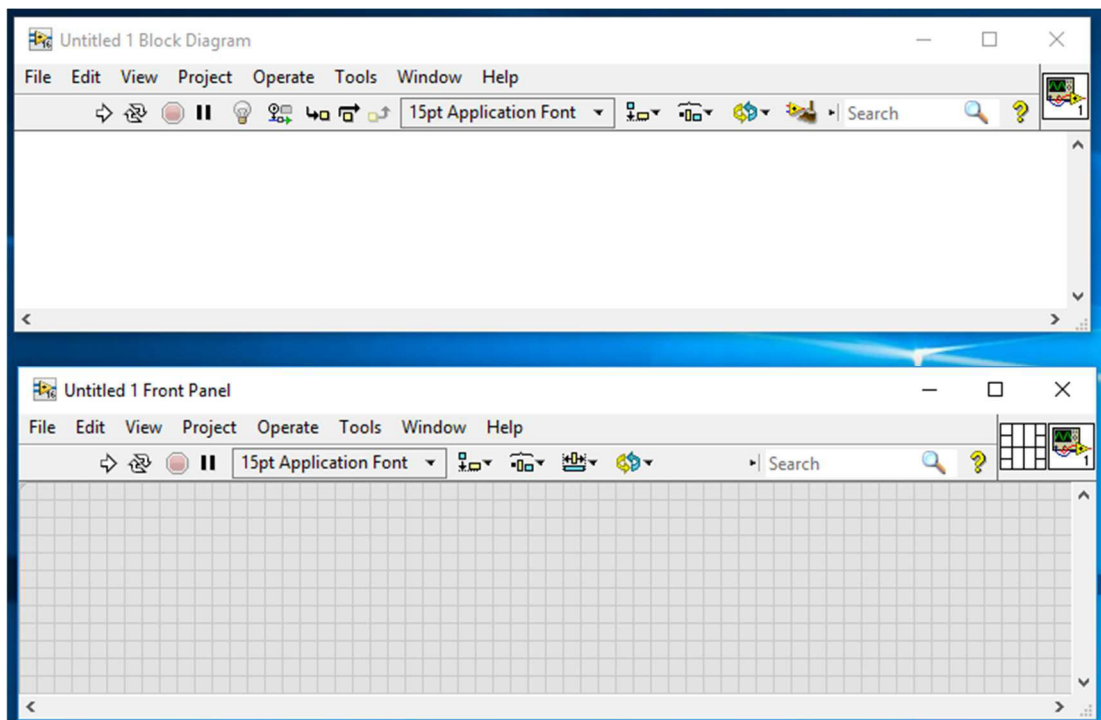


Abbildung 1-10: Programmfenster der Programmierumgebung LabVIEW

In dem hier oberen Fenster, dem Block Diagram, wird die bereits erwähnte Logik erstellt, die im Folgenden noch genauer dargestellt wird. In dem hier unteren Fenster, dem Front Panel, befinden sich Eingabelemente wie zum Beispiel Schalter und Werteregler und die Anzeigeelemente. Anzeigeelemente sind unter anderem Diagramme, Texte oder auch einfache Werteanzeigen und Kontrollleuchten. Effektiv kann jeder Datentyp als Anzeigeelement und als Bedienelement verwendet werden. Alle Bedien- und Anzeigeelemente auf dem Front Panel werden automatisch von LabVIEW im Block Diagram hinzugefügt und umgekehrt.

Wie bereits erwähnt, entsteht die Programmlogik durch das Verbinden von Funktionsblöcken. In der folgenden Abbildung ist eine einfache Addition zweier Zahlen dargestellt.

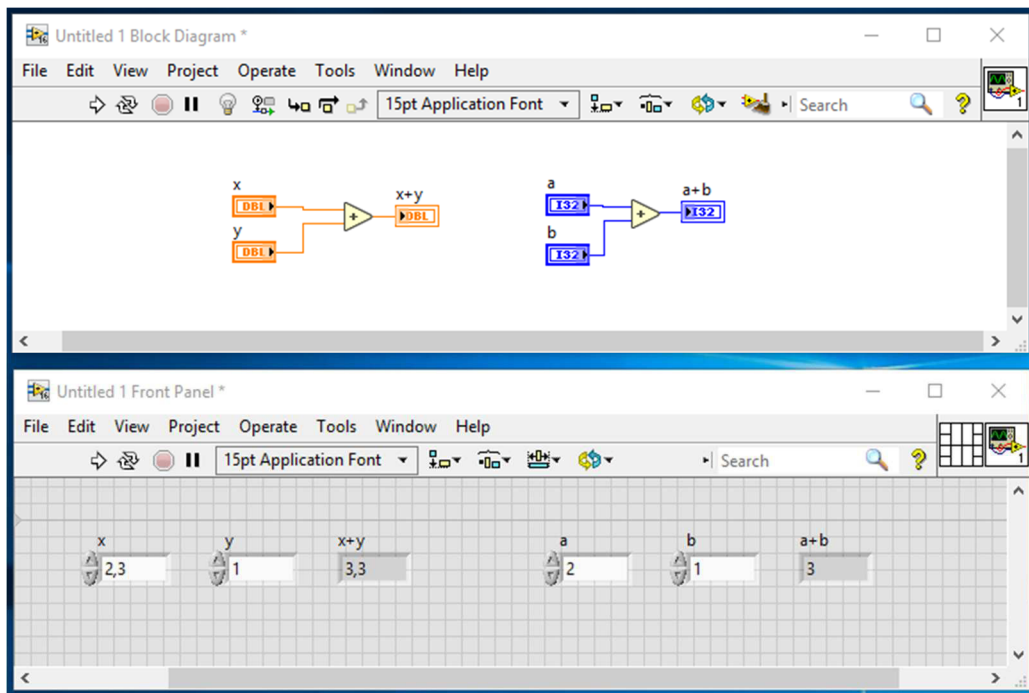


Abbildung 1-11: Addition zweier Datentypen mit LabVIEW

Die unterschiedlichen Farben der Linien und Blöcke zeigen das Datenformat an. Hier wurden als Beispiel Fließkommazahlen (orange) und Integer oder auch ganze Zahlen (blau) verwendet. Um Platz zu sparen und die Übersichtlichkeit effektiver zu gestalten, besteht die Möglichkeit, mehrere Elemente auf dem Front Panel in einem Cluster zusammen zu fassen. Dies ist sowohl für Eingabelemente als auch für Ausgabelemente möglich. Das Beispiel der Additionen wird erweitert.

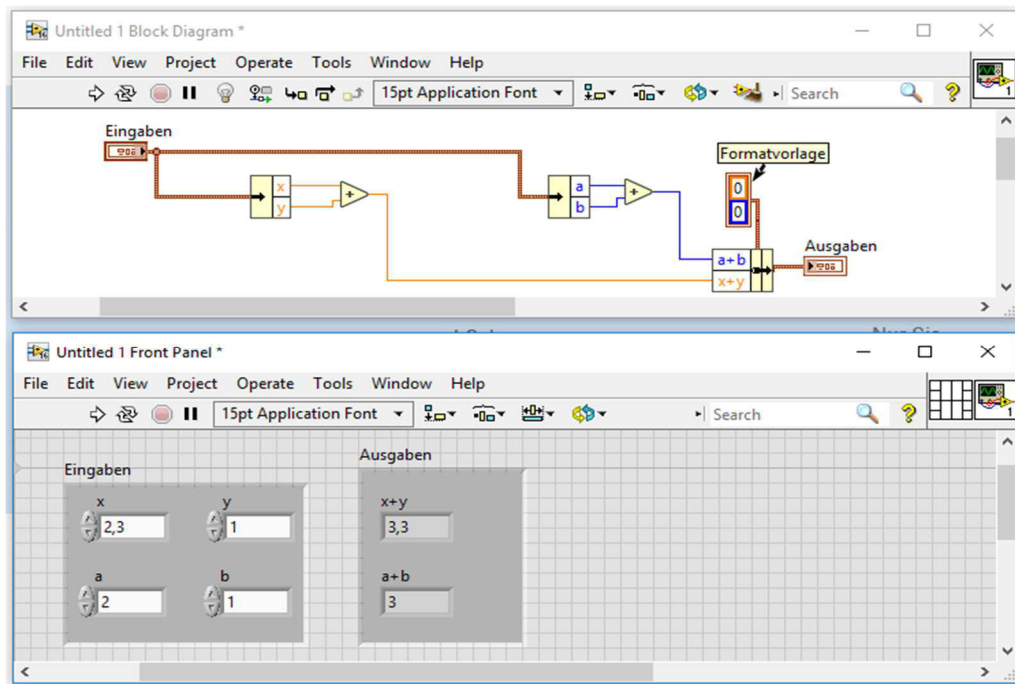


Abbildung 1-12: Addition verschiedener Datentypen aus Cluster mit LabVIEW

Für ein in sich geschlossenes Programm sind Schleifen und If-Else Abfragen ein zentraler Bestandteil. Daher werden diese hier vorgestellt. Alle verfügbaren Logikblöcke sind in den Funktionen (Functions) des Block Diagram und die Bedienelemente (Controls) separat beim Front Panel zu finden. Die nachfolgenden Register öffnen sich bei einem Rechtsklick im jeweiligen Arbeitsfenster.

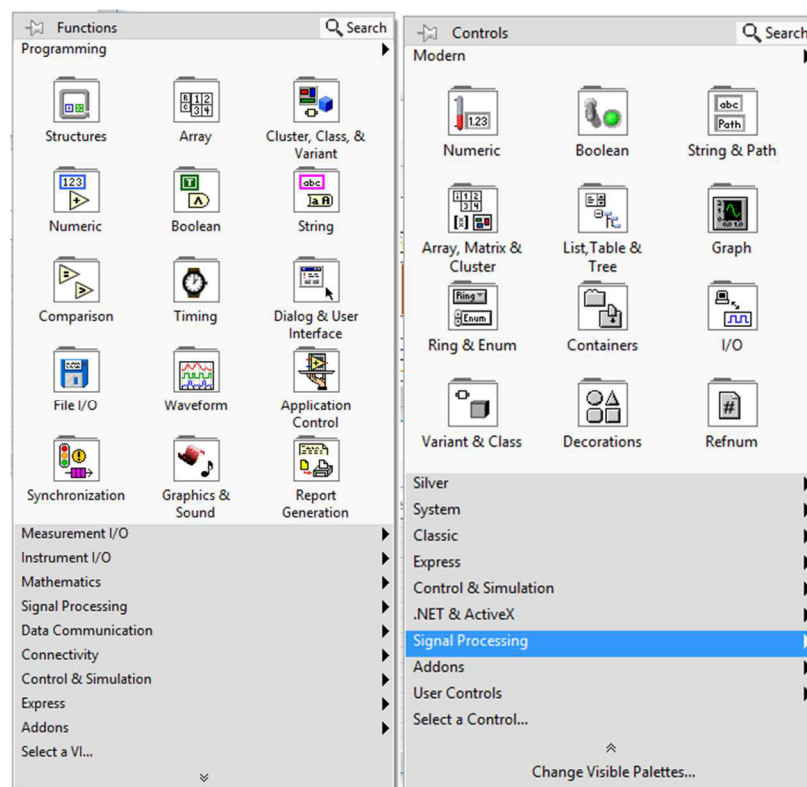


Abbildung 1-13: Registerfelder nach Rechtsklick im Blockdiagramm (links) und im Front Panel (rechts)

Durch diese Gruppierungen hat man eine sehr gute Übersicht über das Spektrum der vorhandenen Funktionen, welches für Nutzer den Umgang mit LabVIEW erleichtert.

Sowohl die Schleifen als auch die If-Else Abfrage, die nachfolgend erklärt werden, befinden sich in „Functions“ (Block Diagram)-> „Programming“-> „Structures“.

1.3.2 Schleifen

Wie in jeder anderen Programmiersprache auch gibt es die For-Schleife, die eine festgelegte Anzahl von Durchläufen vollzieht, und die While-Schleife, die sich so lange wiederholt, bis die Abbruchbedingung erfüllt ist. Es wird nur wiederholt ausgeführt, was sich im jeweiligen Kasten befindet.

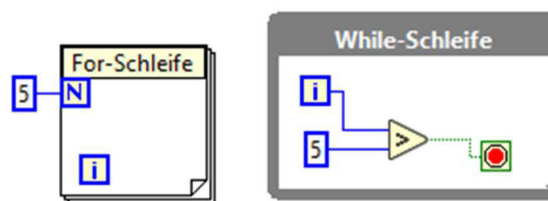


Abbildung 1-14: Darstellung von Programmierschleifen in LabVIEW

In diesem Beispiel werden die Schleifen fünfmal beziehungsweise sechsmal durchlaufen. Das „i“ beinhaltet, wie oft die Schleife schon ausgeführt wurde. An der Farbe lässt sich das Integer-Format erkennen. Die grüne gepunktete Linie zum Abbruchsymbol ist ein Boolean-Format mit dem Wert *True* („1“) oder *False* („0“).

1.3.3 If-Else

Für die If-Else-Abfrage wird von außen ein Boolean-Format benötigt. Dies geschieht meistens über einen Vergleich („Functions“-> „Programming“-> „Comparison“). Es kann aber auch der Zustand eines Schalters auf dem Front Panel abgefragt werden, wie es im folgendem Beispiel der Fall ist.

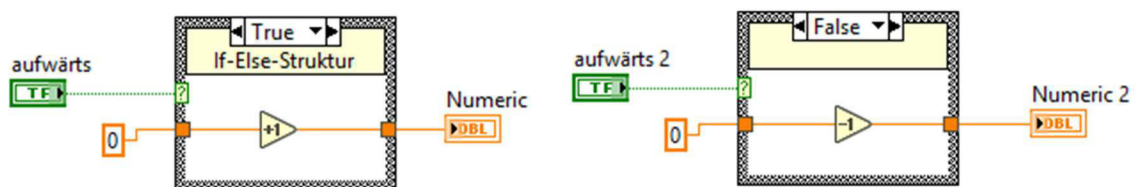


Abbildung 1-15: Darstellung einer Bedingungsabfrage in LabVIEW

In diesem Beispiel entscheidet der Button, ob die Konstante mit dem Wert Null inkrementiert oder dekrementiert wird. In der If-Else-Struktur lassen sich beide Rahmen separat bearbeiten. Für die Veranschaulichung wurden hier beide Fälle nebeneinander kopiert.

1.4 Analog/Digital-Umwandlung

1.4.1 Konzept der Umwandlung

Die Umwandlung von analogen zu digitalen Signalen erfordert einige ergänzende Schritte, um die Fehler der Umwandlung zu minimieren oder zumindest konstant zu halten. Konstante Unsicherheiten haben den Vorteil, dass diese mathematisch effektiver behandelt werden können. Hierfür werden ein Tiefpassfilter und eine Sample&Hold-Schaltung (S&H-Schaltung) vorangestellt. Der Tiefpassfilter sorgt als Anti-Aliasing-Filter für die Eliminierung eines möglichen Rauschens. Er ist indirekt mit der Wahl der Abtastfrequenz verbunden, weil diese Frequenz nach dem Abtasttheorem mindestens doppelt so groß sein muss wie die größte Frequenz im Spektrum des analogen Signals. Die niederfrequenten Anteile im analogen Signalspektrum bleiben erhalten und das Signal verläuft mit gleichmäßigeren und trägeren Wertänderungen. Es bleibt weiterhin zeitkontinuierlich und wertkontinuierlich (analog). Die anschließende S&H-Schaltung sorgt dafür, dass der jeweils aktuelle Wert des Eingangssignals bei der Taktflanke für den gesamten nächsten Takt gehalten wird. Sie ist dem entsprechend auch als Tiefpassfilter wirksam, weil schnelle Werteänderungen hoher Frequenzen irrelevant werden. Das Signal wird zeitdiskret und bleibt wertkontinuierlich. Es liegt eine Pulsamplitudenmodulation vor. Erst mit dem letzten Schritt – dem eigentlichen A/D-Wandler (ADC) – entsteht aus dem zeitdiskreten und wertkontinuierlichen Signal die digitale Charakteristik, welche zeitdiskret und wertdiskret ist.

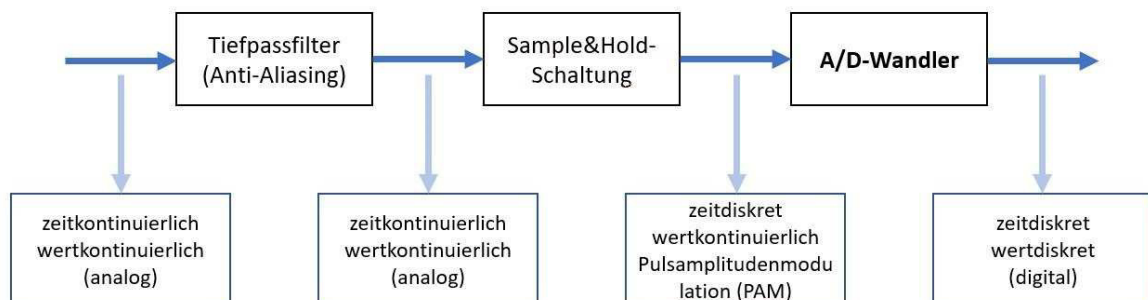


Abbildung 1-16: Ablaufschema zur Analog/Digital Umwandlung [4]

Der abschließende A/D-Wandler wird je nach Anforderungen ausgewählt. Die Charakteristiken mit den Vor- und Nachteilen der einzelnen Wandlertypen werden mit der jeweiligen Funktionsweise im folgendem Kapitel beschrieben. Vorab erwähnt, gilt für die realen Umwandler das Wechselspiel aus Abtastrate und Auflösung. Es kann entweder eine hohe Abtastrate von über 1 GS/s bei kleiner Auflösung oder eine hohe Auflösung mit bis zu 24 Bit/Sample bei kleiner Abtastrate geben. Eine hohe Auflösung und Abtastrate wäre theoretisch möglich, ist für die praktische Umsetzung jedoch absolut unrealistisch. Der enorme Materialverbrauch würde den Nutzen nicht rechtfertigen.

1.4.2 Analog-Digital Wandlertypen

Flash-Wandler

Flash-Wandler oder auch Parallel-Wandler bestehen aus der parallelen Verschaltung von Komparatoren. Die umzuwandelnde Eingangsspannung ist direkt und parallel mit jedem Komparator verbunden. Der zweite Eingang ist jeweils mit einer aus einer Widerstandsmatrix erhaltenen Teilspannung einer Referenzspannung verbunden. An den Komparatoren wird nun verglichen, ob die Eingangsspannung kleiner oder größer als die Teilspannung ist. Die Teilspannungen bilden die Übergänge zwischen den Quantisierungsintervallen ab. Für einen Dualcode mit n Bit benötigt man $(2^n - 1)$ Komparatoren. Den binären Wert erhält man letztendlich über einen Pegeldecoder, der den Wechsel in den Vergleichsergebnissen verarbeitet.

Als Beispiel soll aus einer Eingangsspannung U_e von 4 V ein 3 Bit Dualcode mit einem LSB von 1 V erstellt werden. Die Quantisierungsintervalle verlaufen somit von „0“ bis „7“ bzw. durch das LSB von 1 V von „0 V“ bis „7 V“. Zudem werden sieben Komparatoren benötigt, die jeweils die 4 V Eingangsspannung mit den Übergängen der Quantisierungsintervalle - hier 0,5 V/ 1,5 V/.../ 6,5 V - vergleichen. Die folgende Tabelle zeigt die Eingänge am Pegeldecoder.

Tabelle 1-5: Tabellarische Darstellung der Ausgänge der Komparatoren in einem Flash-Wandler mit 4 V Eingangsspannung, einem LSB von 1 V und einem vorzeichenlosem 3-Bit Ausgangssignal

Komp. 1	Komp. 2	Komp. 3	Komp. 4	Komp. 5	Komp. 6	Komp. 7
$U_e < 0,5 \text{ V?}$	$U_e < 1,5 \text{ V?}$	$U_e < 2,5 \text{ V?}$	$U_e < 3,5 \text{ V?}$	$U_e < 4,5 \text{ V?}$	$U_e < 5,5 \text{ V?}$	$U_e < 6,5 \text{ V?}$
Nein	Nein	Nein	Nein	Ja	Ja	Ja

Der Pegeldecoder erkennt, dass die Eingangsspannung zwischen 3,5 V und 4,5 V (roter Balken) liegt. Für dieses Quantisierungsintervall ist der Wert „4 V“ oder auch „100b“ hinterlegt.

Der Pipeline-Wandler ist eine Erweiterung eines Flash-Wandlers. Er ist in mehrere Stufen eingeteilt, die parallel arbeiten können. Dadurch wird die Auflösung erhöht und die Abtastrate nimmt nur minimal ab. In der ersten Stufe wird das Eingangssignal in die größten Bits digitalisiert. Anschließend werden diese Bits wieder mit einem D/A-Wandler in ein analoges Signal zurückgeführt und der zweiten Stufe übergeben. In der zweiten Stufe wird das Signal der ersten Stufe vom Eingangssignal subtrahiert. Die Differenzspannung wird jetzt ebenfalls in niedrigere Bits umgewandelt, während die erste Stufe bereits mit dem nächsten Eingangssignal beginnt.

Feedback-Wandler

Wie der Name es schon andeutet, befindet sich in Feedback-Wandlern eine Rückführung der Ergebnisse aus dem vorherigen Takt. Diese Rückführung wird mit dem aktuellen Eingangssignal verglichen und zu einem neuen Zwischenergebnis verarbeitet. Ein klassisches Beispiel ist der SAR-Wandler. Das „SAR“ steht für „successive approximation register“ und lässt sich mit „sukzessiver Approximation“ übersetzen. Bei diesem Verfahren wird die Eingangsspannung Bit für Bit und mit dem MSB beginnend in einen digitalen Code umgewandelt. Als Komponenten werden ein Rechenwerk mit einem Speicher für die Ergebnisse, ein Digital/Analog Wandler, ein Komparator und ein Taktgeber (clk) benötigt.

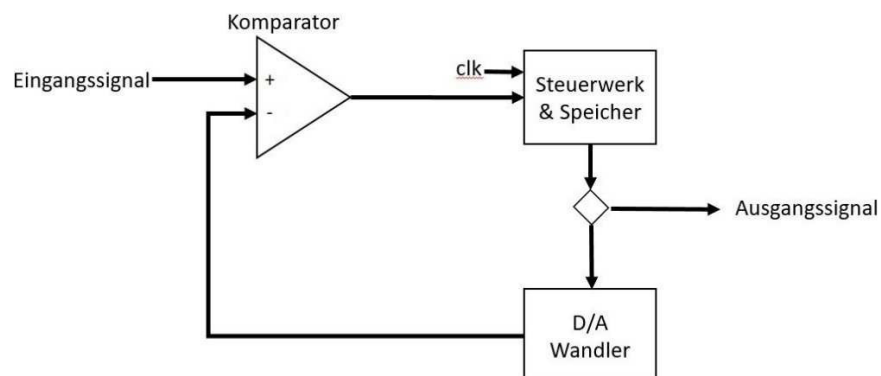


Abbildung 1-17: allgemeiner Aufbau eines SAR-Wandlers [5]

Mit jedem Takt wird im Rechenwerk mit dem MSB startend ein Bit ermittelt. Dazu sendet es einen Vorgabewert an den D/A-Wandler und betrachtet dann das Ergebnis des Komparators. Die Ausgabe des Komparators setzt das jeweilige Bit als „low“ oder „high“ fest. Als Beispiel wird in der folgenden Tabelle der Verlauf einer Umwandlung von 5,2 V in vorzeichenlose 3 Bit mit einem LSB von 1 V dargestellt.

Tabelle 1-6: Verlauf einer A/D-Umwandlung durch sukzessive Approximation von einer Eingangsspannung von 5 V in vorzeichenlose 3 Bit mit einem LSB von 1 V

Takt Nr.	Vorgabe Wandler [binär]	D/A-	Ausgang D/A-Wandler	Komparatorergebnis
1	1 0 0		4 V	High („1“)
2	1 1 0		6 V	Low („0“)
3	1 0 1		5 V	High („1“)
4	Ausgabe des Ergebnisses: 1 0 1 b			

Die andere weit verbreitete Variante des Feedback-Wandlers ist der Delta-Sigma-Wandler ($\Delta\Sigma$ -Wandler). Ein solcher Wandler erfasst nur die Werteänderung des analogen Eingangssignals zwischen zwei Messzeitpunkten. Diese Änderung ist betragsmäßig deutlich kleiner als der Messbereich selbst. Der Wertebereich des Delta-Sigma-Wandlers kann vollkommen für die Signaländerungen aufgebracht werden und der Samplewert wird mathematisch über die Summation der Änderungen ermittelt. Somit können höhere Auflösungen erzielt werden. Im folgenden Absatz wird die Funktionsweise erklärt.

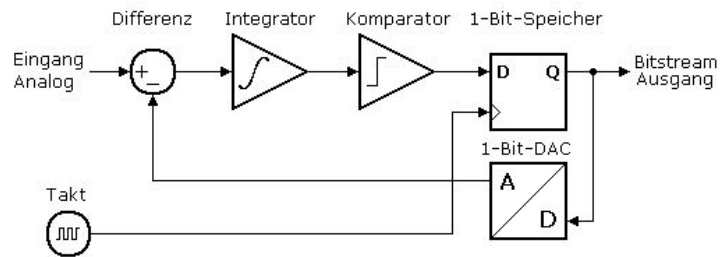


Abbildung 1-18: Aufbau eines Delta-Sigma-Wandlers [6]

Von dem Eingangssignal wird das analoge Signal des 1 Bit D/A- Wandlers abgezogen. Der D/A-Wandler gibt entweder die obere oder die untere analoge Messgrenze des gesamten Delta-Sigma-Wandlers (V_{Ref+} und V_{Ref-}) aus. Das Differenzsignal wird im folgenden Integrator aufsummiert. Der folgende Komparator vergleicht diesen Wert mit einem frei wählbaren Vergleichswert. Meistens wird hier jedoch die Messbereichsmittle, Masse oder eine bereits vorhandene Betriebsspannung verwendet. Das nun quantisierte Ergebnis aus einem Bit wird an einen D-Flipflop weitergegeben, durch den der Arbeitstakt festgelegt ist. Über die Zeit betrachtet ist der Ausgang des Flipflops der „Bitstream“ oder auch „Bitstrom“, der aufsummiert die Änderung des analogen Eingangssignals widerspiegelt. Die folgende Abbildung zeigt die Ausgangssignale der Komponenten.

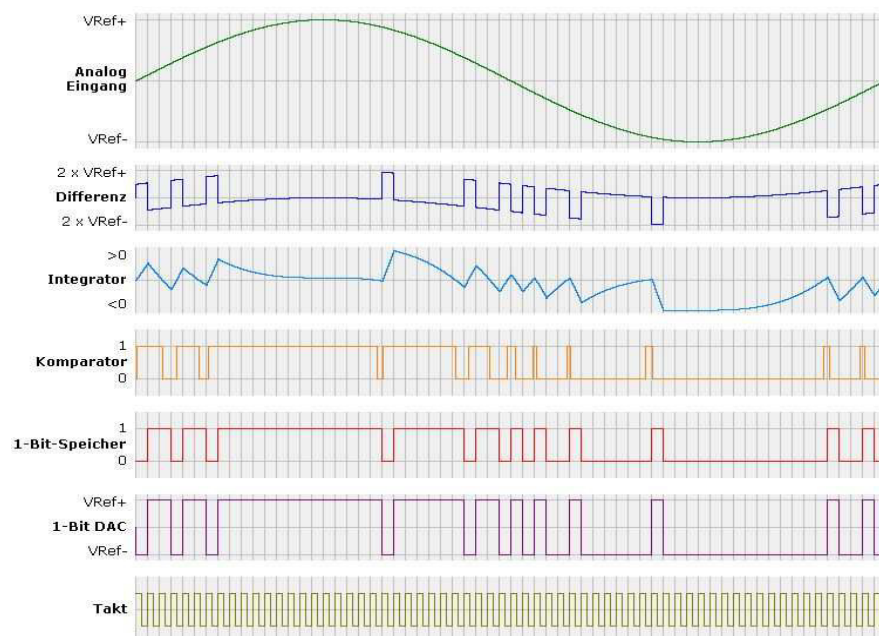


Abbildung 1-19: Signalverläufe innerhalb eines Delta-Sigma-Wandlers [6]

Es ist zu beachten, dass der Takt eine deutlich größere Frequenz als die Abtastrate hat. Hierdurch werden auch die Feedback-Wandler begrenzt. Die Arbeitstaktfrequenz ergibt sich aus dem Produkt aus Abtastrate in Samples pro Sekunde und der Anzahl der Arbeitstakte, die für jeden Messwert benötigt werden.

Unter der Annahme, dass die maximale Arbeitstaktfrequenz gewährleistet ist, stellt sich nun die Frage, wie weit die Auflösung durch den Wechsel von einem SAR-Wandler zu einem Delta-Sigma-Wandler erhöht werden kann. Die Abtastrate soll konstant bleiben. Das

Eingangssignal wird zur groben Abschätzung als idealer Sinus festgelegt. Die größte Werteänderung oder auch Steigung liegt somit symmetrisch um den Nulldurchgang vor. Der Wert dieser Änderung ist proportional zur Signalfrequenz f_{Signal} und antiproportional zur Taktfrequenz f_{Takt} . Die Eingangsamplitude sei A . Allgemein gilt für die maximale Änderung D_{max} :

$$D_{\text{max}} = A * \sin\left(\omega * \frac{t_{\text{Takt}}}{2}\right) - A * \sin\left(\omega * \frac{-t_{\text{Takt}}}{2}\right) \quad (1)$$

Durch die Punktsymmetrie der Sinusfunktion im Ursprung gilt:

$$D_{\text{max}} = 2 * A * \sin\left(\omega * \frac{t_{\text{Takt}}}{2}\right) \quad (2)$$

Mit $\omega = 2\pi * f_{\text{Signal}}$ und $\frac{t_{\text{Takt}}}{2} = \frac{1}{2 * f_{\text{Takt}}}$ folgt:

$$\frac{D_{\text{max}}}{A} = 2 * \sin\left(\frac{2\pi * f_{\text{Signal}}}{2 * f_{\text{Takt}}}\right) \quad (3)$$

Es wird der Quotient $F = \frac{f_{\text{Signal}}}{f_{\text{Takt}}}$ eingesetzt. Die Anzahl der zusätzlich möglichen Bits ergibt sich aus dem Quotient $\frac{D_{\text{max}}}{A} = \frac{1}{2^n}$ mit n als Anzahl der Bits.

$$n = \left\lceil \log_2\left(\frac{A}{D_{\text{max}}}\right) \right\rceil = \left\lceil \log_2\left(\frac{1}{2 * \sin(\pi * F)}\right) \right\rceil = g(F) \quad \text{mit } n \in \mathbb{N} \quad (4)$$

Für eine 4 Bit höhere Auflösung durch einen Delta-Sigma-Wandler gegenüber einem SAR-Wandler muss die Taktfrequenz mindestens hundertmal größer sein als die Signalfrequenz. Für jedes weitere Bit ist eine Verdopplung dieses Faktors nötig.

In Bezug auf die typischen A/D-Wandler ist diese Erkenntnis für niederfrequente Signale nicht von Bedeutung, weil mit etlichen Kilohertz als Taktfrequenz gearbeitet wird. Bei hochfrequenten Signalen ist das Abtasttheorem zu beachten. Bei maximal 1 MS/s können nur Signale bis 500 KHz abgetastet werden. Bei höheren Signalfrequenzen sind wieder - auf Kosten der Auflösung - Flash-Wandler einzusetzen.

Slope-Wandler

Bei Slope-Wandlern wird das Eingangssignal dazu verwendet, einen Zähler beim Zählen von Impulsen eines Quarzoszillators zu stoppen. Das Slope-Verfahren, oder auch Single-Slope-Verfahren, arbeitet dabei mit einer generierten Sägezahnfunktion. Diese wird in einem Komparator mit dem Eingangssignal verglichen. Wird die Sägezahnfunktion größer als das Eingangssignal, so gibt der Komparator eine Flanke aus. Diese wird vom Zähler erfasst und stoppt die Zählung, die gleichzeitig mit dem Sägezahngenerator gestartet ist. Jeder Impuls, der in dieser Zeit erfasst wurde, steht für eine kleine Teilspannung. Diese werden zusammenaddiert und in einen digitalen Code umgewandelt und bilden so das Ausgangssignal.

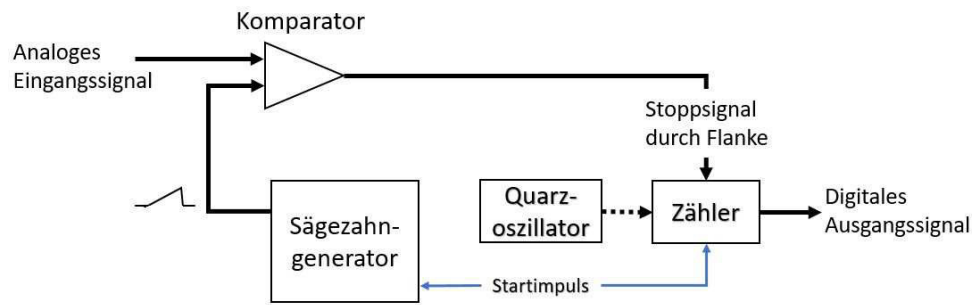


Abbildung 1-20: Aufbau eines (Single-)Slope-Wandlers [5]

Ein weiteres Slope-Verfahren ist das Dual-Slope-Verfahren. Hier wird ein Kondensator in einer ersten Phase über eine definierte Zeit geladen. In einer zweiten Phase wird der Kondensator über genügend Zeit entladen, sodass er auf jeden Fall vollständig spannungsfrei ist. Beim Entladen wird der Spannungsverlauf in einem Komparator mit einem Referenzsignal verglichen. Ist der Kondensator entladen, so gibt der Komparator eine Flanke aus. Diese Flanke dient einem Zähler, der Impulse eines Quarzoszillators zählt, als Stoppsignal. Der Zähler beginnt mit der Entladephase des Kondensators zu zählen. So wird die Entladezeit des Kondensators, welche sich direkt aus der Eingangsspannung ableitet, gemessen.

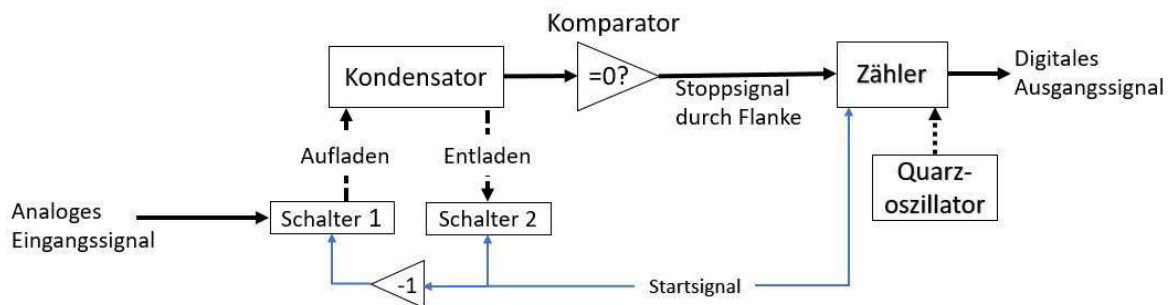


Abbildung 1-21: Aufbau eines Dual-Slope-Wandlers

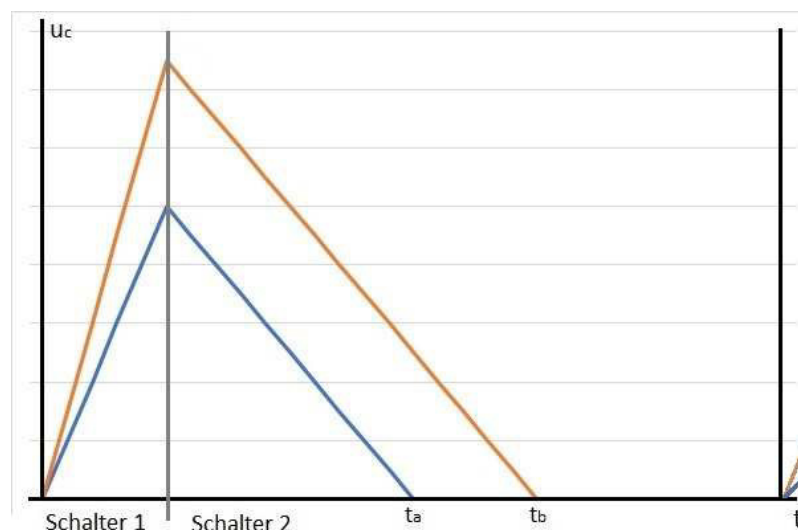


Abbildung 1-22: beispielhafte Spannungsverläufe am Kondensator beim Dual-Slope-Verfahren im Zeitraum der Erfassung eines Messwertes

1.4.3 Zusammenfassung der technischen Grenzen der Wandlertypen

In der folgenden Tabelle sind noch einmal die technischen Grenzen der in genannten Wandlertypen dargestellt.

Tabelle 1-7: Zusammenfassung technischer Grenzwerte bei den verschiedenen Wandlerv Verfahren

Wandlerv Verfahren		Maximale Auflösung [Bit]	Abtastrate [MS/s]
Flash	Parallel-Wandler	10	>1000
	Pipeline-Wandler	14	900
Feedback	SAR-Wandler	20	1
	Delta-Sigma-Wandler	24	1
Slope	Single/Dual Slope-Wandler	17	0,5

1.4.4 Oversampling

Beim Oversampling tauchen in der Literatur zwei verschiedene Bedeutungen auf. Zum einen versteht man bei der Analog/Digital-Umwandlung unter Oversampling die simple Erhöhung der Abtastfrequenz. Somit kann eine Erhöhung der Samplerate oder eine feinere Auflösung eines Messwertes erzielt werden. Beides zusammen in Teilen zu erhöhen ist theoretisch möglich. Ob dieses jedoch angewandt wird, ist derzeit unbekannt.

Die zweite Bedeutung kommt in der Rückumwandlung, also der Digital/Analog-Umwandlung, vor. Hier werden zu den bereits existierenden Samples weitere Samples der Kurve durch Interpolation berechnet und als „unechte“ Punkte hinzugefügt. Diese unechten Samples sorgen für eine augenscheinlich erhöhte Abtastfrequenz und bei Bedarf auch für feinere Quantisierungsstufen, die es real aber nie gab. Dieses wird unter anderem in der Audiotechnik eingesetzt, um Quantisierungsrauschen zu verringern. Das Quantisierungsrauschen entsteht durch die Signaldifferenzen zwischen dem analogen und dem digitalen Signal, die durch die S&H Schaltungen und den A/D-Wandler verursacht werden.

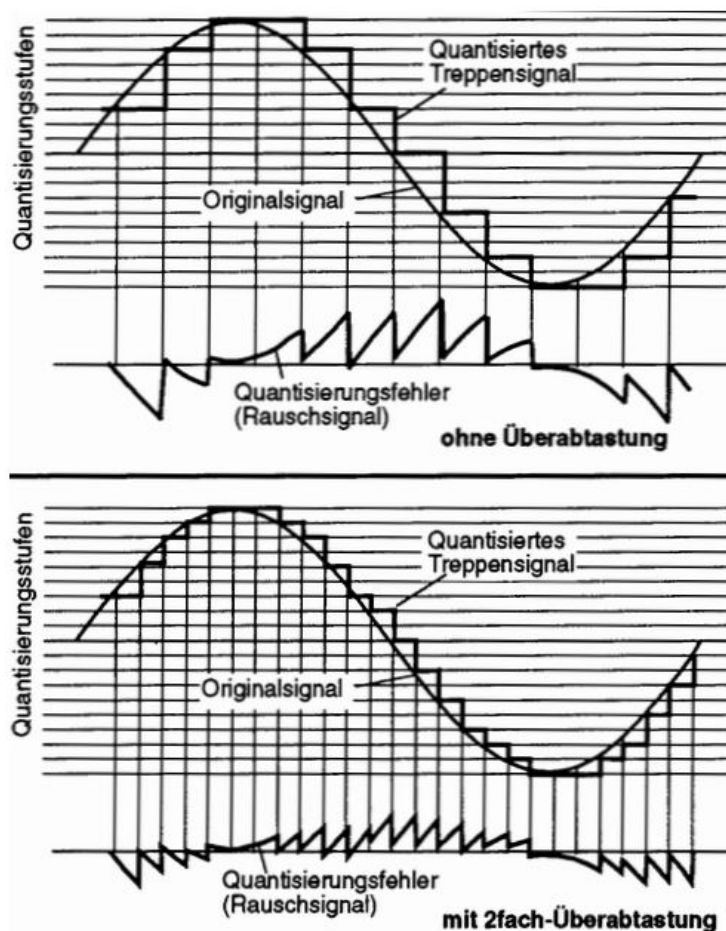


Abbildung 1-23: Visualisierung der Vorteile durch Oversampling bei der D/A Umwandlung [7]

2. Sampled Values Generator

2.1 Bewertung eines externen Generators

2.1.1 Beschreibung des SV Generators

Der SV-Generator ist ein Gerät, welches über eine Ethernetverbindung eine wertdiskrete und zeitdiskrete Sinuskurve intern generiert und nach der IEC 61865-9-2 aussendet. Der hier betrachtete Generator wird von der Firma Schniewindt GmbH & Co. KG hergestellt. Er wird eingesetzt, um einen Messwandler mit bekannten Messfehlern zu simulieren, und kann letztendlich als Referenzmesswandler für den Messaufbau dienen.

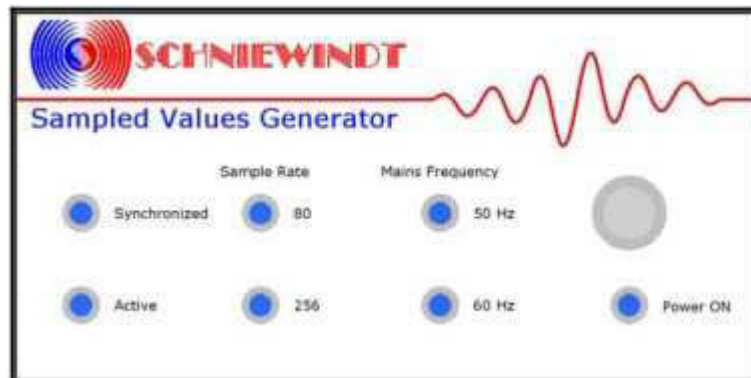


Abbildung 2-1: Vorderseite des Schniewindt Generators

Angesteuert wird der Generator über eine Software auf einem PC und eine COM-Schnittstelle.

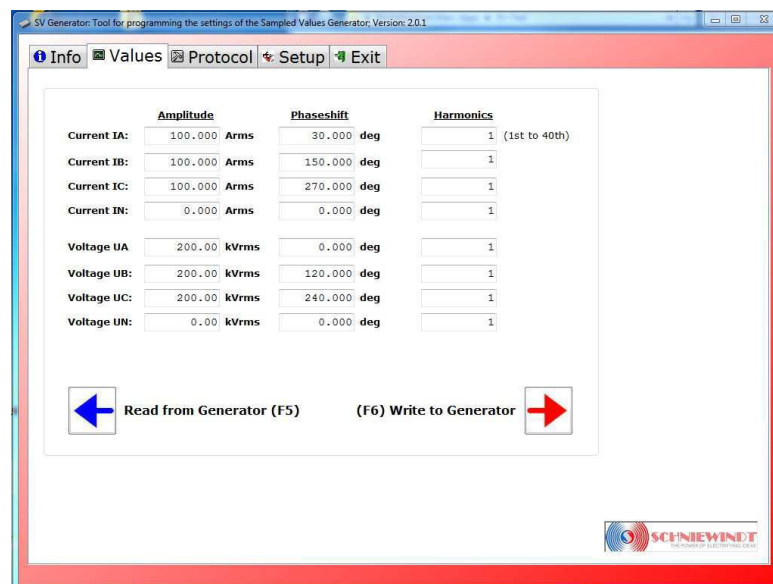


Abbildung 2-2: Benutzeroberfläche der Software zur Ansteuerung des Schniewindt Generators

Der Aufbau der gesendeten Datenpakete mit den Samples ist in der folgenden Abbildung dargestellt. Die IEC 61850-9-2 Datenpakete wurden mittels des Netzwerkanalysators „Network Monitor“ empfangen. Der Network Monitor ist eine kostenlose Software von Microsoft [8].

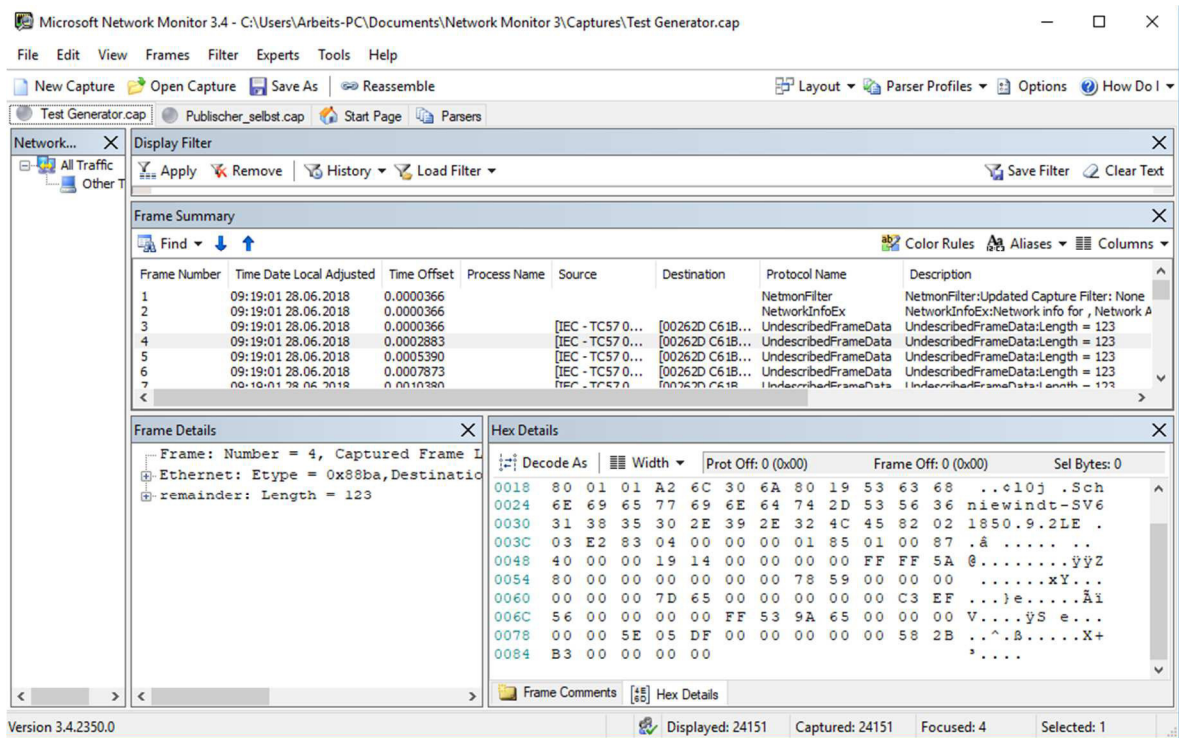


Abbildung 2-3: Network Monitor mit dem vom Schniwindt Generator empfangenen Datenpaketen mit einem ASDU

Der detailliert beschriebene Aufbau des 61850-9-2 Datenpaketes befindet sich im Anhang.

2.1.2 Eigenfehler des SV Generators

Der SV Generator wurde bereits grob auf die Eigenfehler untersucht [9]. Hierzu wurden die gesendeten Samples mittels einer vom Hersteller zur Verfügung gestellten Software, dem „SV Viewer“, empfangen und anschließend mit LabVIEW bearbeitet. Mit einer Fourieranalyse wurden die Fehler in Abhängigkeit von der Sollspannung ermittelt. Hier lässt sich noch anfügen, dass alle Fehler negativ sind, da das Hauptmaximum, also der Istwert, immer etwas niedriger als der Sollwert ausfällt. Der Fehler wurde wie folgt berechnet.

$$\text{Fehler} = \frac{\text{Istwert} - \text{Sollwert}}{\text{Sollwert}} * 10^6 \text{ (in ppm)} \quad (5)$$

Nach [10] wurde jedoch ein zu erwartender Fehler berechnet, der betragsmäßig in etwa um den Faktor fünf bis zwanzig kleiner war als die mit LabVIEW ermittelten Fehler [9]. Zusammengefasst aus [10] gilt unter Betrachtung der Standardunsicherheit folgende Formel für den Spannungsfehler U_{dif} .

$$U_{\text{dif}} = \frac{U_{\text{LSB}}}{\sqrt{24 * N}} \quad (6)$$

N ist die Samplerate in Samples pro Periode (SpP) und U_{LSB} der betragsmäßig kleinstmögliche Spannungswert. Es wird aus [9] die Samplerate von 80 SpP und das U_{LSB} von 10 mV übernommen. In (6) eingesetzt erhält man somit eine Differenz zur Sollspannung von circa 230 μV . Bei 100 V Sollspannung führt das zu einem Fehler von 2,3 ppm (5).

Beim erneuten Betrachten der vom Generator gesendeten Samples wurde ein Konzeptfehler des Generators bei der Sampleberechnung festgestellt.

Das LSB liegt bei 10 mV und 1 mA. Der Generator rundet nun nicht auf das LSB, sondern betragsmäßig ab dem LSB ab. Die Dezimalstellen hinter dem Komma werden ignoriert. So wird zum Beispiel aus 1,75 mA gleich 1 mA und nicht, wie erwartet, auf 2 mA aufgerundet. Der Fehler wird somit deutlich größer.

Als erster Vergleich zwischen dem mathematischen und dem mit LabVIEW bestimmten Ergebnis aus [9] werden verschiedene Sollwerte betrachtet, indem mit Excel die RMS (root mean square) Fehler von zwei generierten Kurven verglichen werden. Zum einem werden die Samples mathematisch gerundet und zum anderen wird betragsmäßig alles hinter dem LSB weggelassen. Die Ergebnisse sind in der folgenden Tabelle aufgeführt.

Tabelle 2-1: Beispielwerte zum Vergleich der Methoden zur Ermittlung der Betragsfehler

Sollspannung [V_{RMS}]	Fehler Generator [ppm]	Fehler gerundet [ppm]	Fehler math. [ppm]
1000	-4,3	-0,5	0,23
500	-10,3	1,8	0,46
100	-40,1	3,9	2,3
45	-73,8	-3	5,11
30	-139,2	-19	7,67
10	-401	-25,4	23

Die Istwerte für die Spalten „Fehler Generator“ und „Fehler gerundet“ wurden nach (7) berechnet.

$$\text{RMS} = \sqrt{\frac{1}{n} * \sum_{i=1}^n x_i^2} \quad (7)$$

Das Ergebnis aus diesem ersten Vergleich bekräftigt die Behauptung, dass der Generator einen Konzeptfehler enthält und durch das ständige Abrunden der Samplewerte ungeeignet ist.

2.1.3 Fehlerbestimmung über die Fourier-Analyse mit Hilfe von LabVIEW

Für die genauere Fehlerbetrachtung werden die Auswirkungen des oben benannten Konzeptfehlers durch das in [9] verwendete Verfahren erneut ausgewertet. Hierzu wird ein VI erstellt, welches über einen großen Sollwertebereich für jeden einzelnen einstellbaren Effektivwert den Fehler berechnet und in eine Tabelle schreibt. Bei dem SV-Generator ist der kleinste einstellbare Sollwert eine Spannung von 10 V. Weiterhin wurde in [9] erwähnt, dass ein minimaler theoretischer Strom von 1 mA übertragen werden kann, dieses jedoch bei einem LSB von ebenfalls 1 mA wenig Sinn ergibt. Der Wertebereich des effektiven Stromes beginnt bei 1 A. Weil 1 A, bezogen auf die Quantisierungsungenauigkeiten mit dem LSB von 1 mA, dieselben Eigenschaften wie 10 mV auf 10 V aufweist, ist eine zusätzliche Untersuchung des Stromes überflüssig und die Ergebnisse können aus der Fehlerkurve der Spannung entnommen werden. Die Fehleranalyse befasst sich nur mit dem Quantisierungsfehler der Messwertbeträge und nicht mit den Quantisierungsungenauigkeiten der Zeit. Diese werden hier nicht betrachtet und an anderer Stelle behandelt, weil in diesem Abschnitt der Fokus bei den Auswirkungen des Konzeptfehlers des Schweißwindt Generators liegt.

Zu den funktionalen Anforderungen zählen neben der Berechnung der Quantisierungsfehler auch die möglichst freie Einteilung des Wertebereiches der Sollspannungswerte und die Differenzierung zwischen den beiden verschiedenen Quantisierungen, also dem mathematischen Runden und dem betragsmäßigen Abrunden (SV-Generator). Das VI durchläuft grob zusammengefasst eine Werteeingabe, die Berechnung der Abweichungen und abschließend deren Speicherung in einer Exceltabelle oder einer Tabelle in einer Textdatei. In der folgenden Abbildung ist der detaillierte Ablaufplan dargestellt.

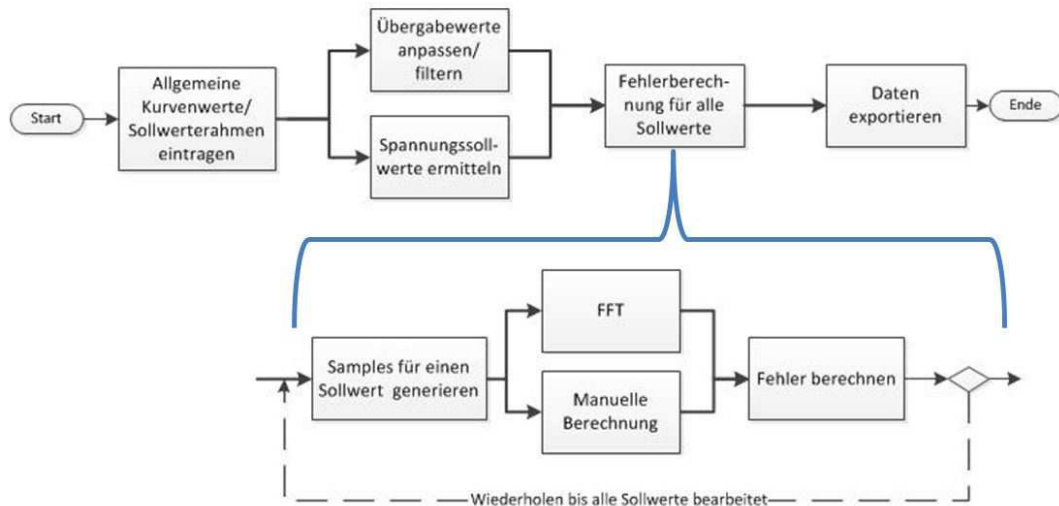


Abbildung 2-4: Ablaufplan des VIs zur detaillierten Bewertung des Schniewindt Generators

Für die Übersichtlichkeit wurden im Hauptprogramm Unterprogramme eingesetzt. Neben der Samplegenerierung für alle Sollwerte wird auch die Wertebereichabfrage vom Nutzer in einem Sub-VI ausgeführt, um so ebenfalls die Bedienbarkeit zu verbessern.

Eintragung benutzerdefinierter Werte im Sub-VI „Eigenschaften“

Bei Programmstart erscheinen für den Anwender nur einmal die Bedienelemente für das gesamte VI. Nach Bestätigung der eingetragenen Werte durch das Klicken auf den „Berechnung starten“ Button ist keine Änderung mehr möglich. Die Benutzeroberfläche ist primitiv. Einige Bedienelemente haben keine Funktion und entstammen dem direkten Programmierprozess. Hierzu zählt unter anderem der Kippschalter.

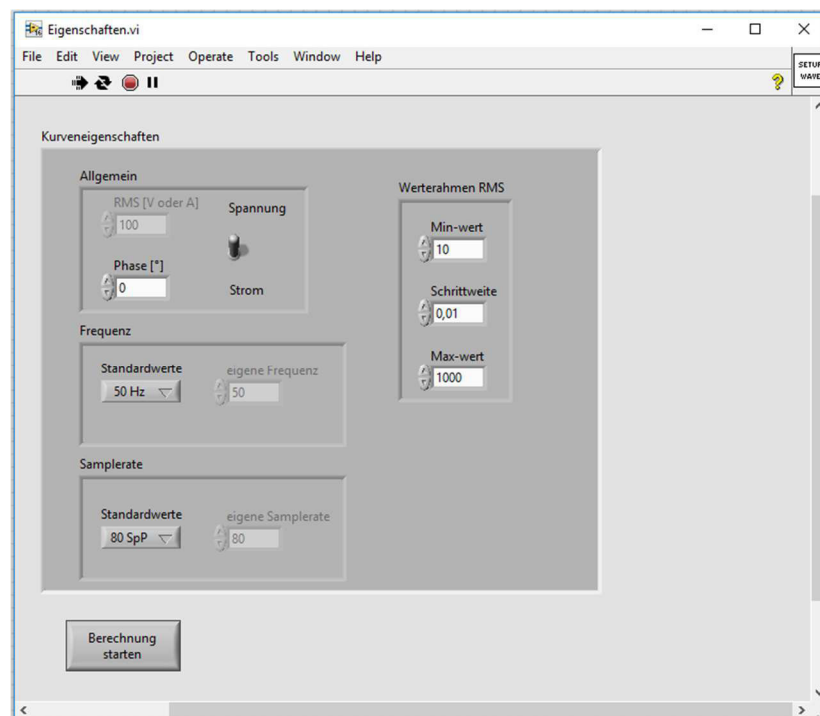


Abbildung 2-5: Benutzeroberfläche des VIs zur detaillierten Bewertung des Schniewindt Generators

Die Logik für dieses VI ist wie folgt: Eine Dauerschleife wird durchlaufen, bis die Eingabewerte bestätigt werden. Dieses erfolgt durch Anklicken des Buttons. Die aktuellen Werte werden dann weiterverarbeitet. Bei der Frequenz und bei der Samplerate kann neben jeweils zwei standardisierten Werten auch ein beliebiger Wert eingestellt werden. Dieses erfolgt über die Auswahl von „weitere“ in den Aufzählungsbedienelementen (engl.: enum). Dadurch wird das Eingabefeld rechts neben den Auswahlfeldern aktiviert. Diese Erweiterung wurde implementiert, um mögliche Änderungen der Standardfrequenzen und besonders neue Standardsamplerraten bearbeiten zu können. Zu den derzeit standardisierten Frequenzen zählen 50 Hz und 60 Hz und zu den standardisierten Samplerraten 80 SpP und 256 SpP.

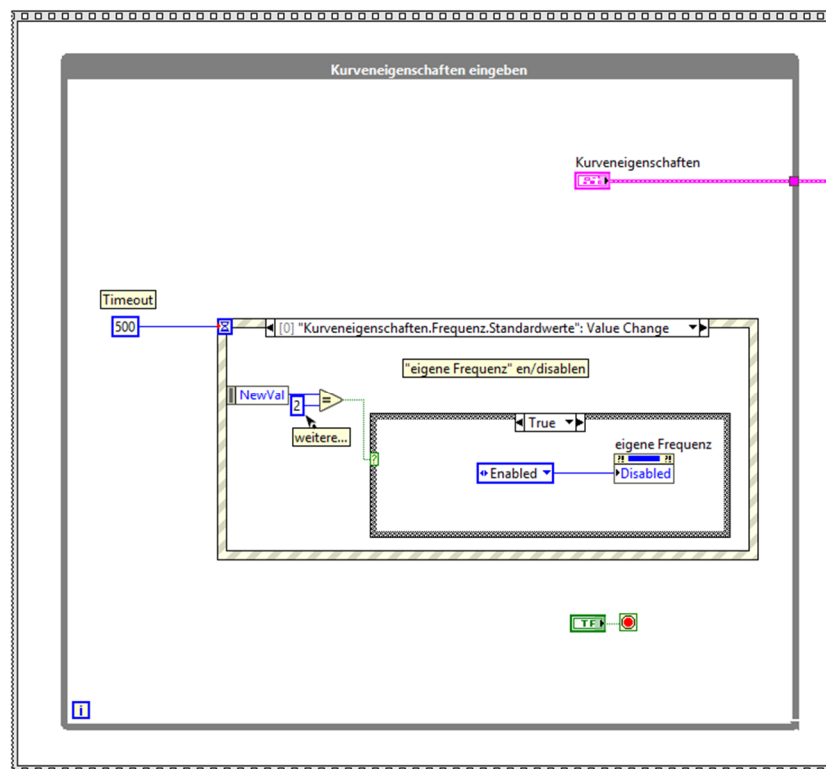


Abbildung 2-6: Block Diagram zur Steuerung der Eingabe der Kurveneigenschaften

Der anschließende Datenfilter entstand als Adapter zur Datenkomprimierung und fasst die Übergabeparameter zusammen.

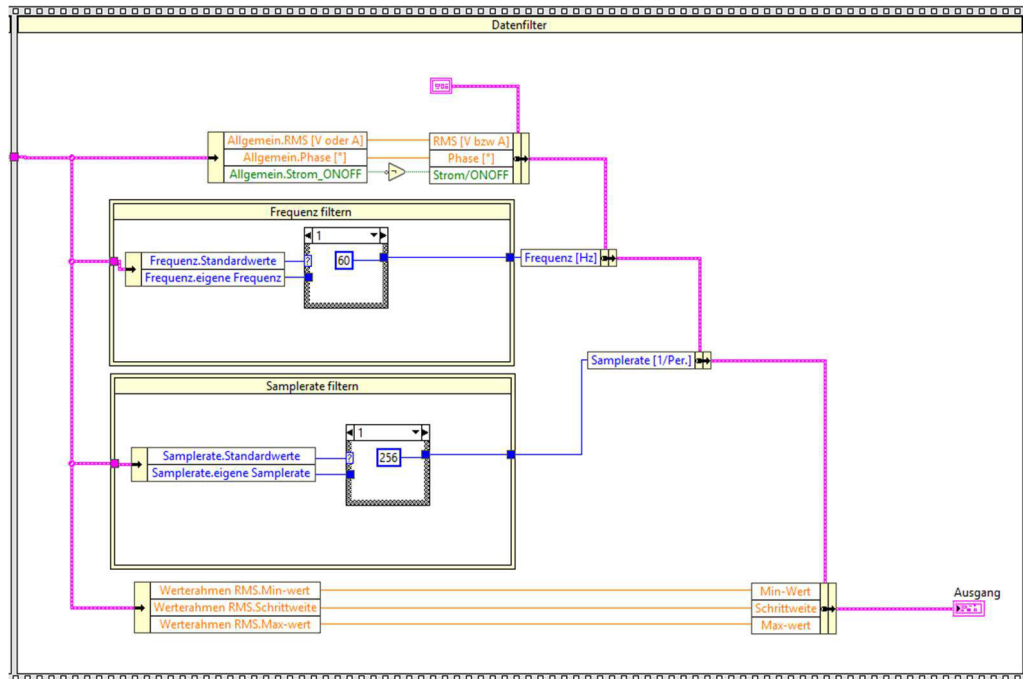


Abbildung 2-7: Block Diagram zum Filtern der irrelevanten Daten von der Benutzeroberfläche

Das Hauptprogramm im VI „main“

Die Struktur dieses VI entspricht dem bereits dargestellten Ablaufplan und konnte ohne strukturelle Änderungen programmiert werden.

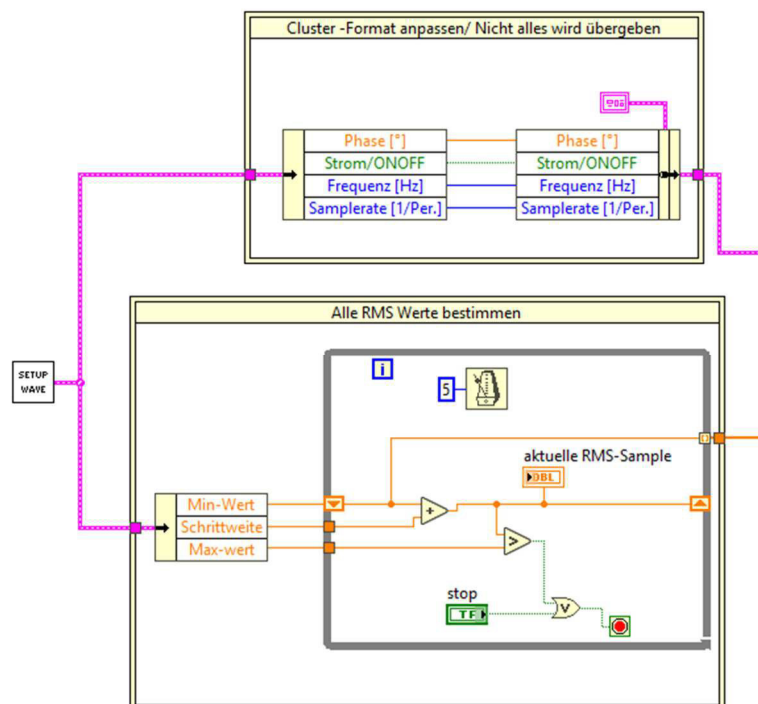


Abbildung 2-8: Block Diagram des VI "Main", erster Teil

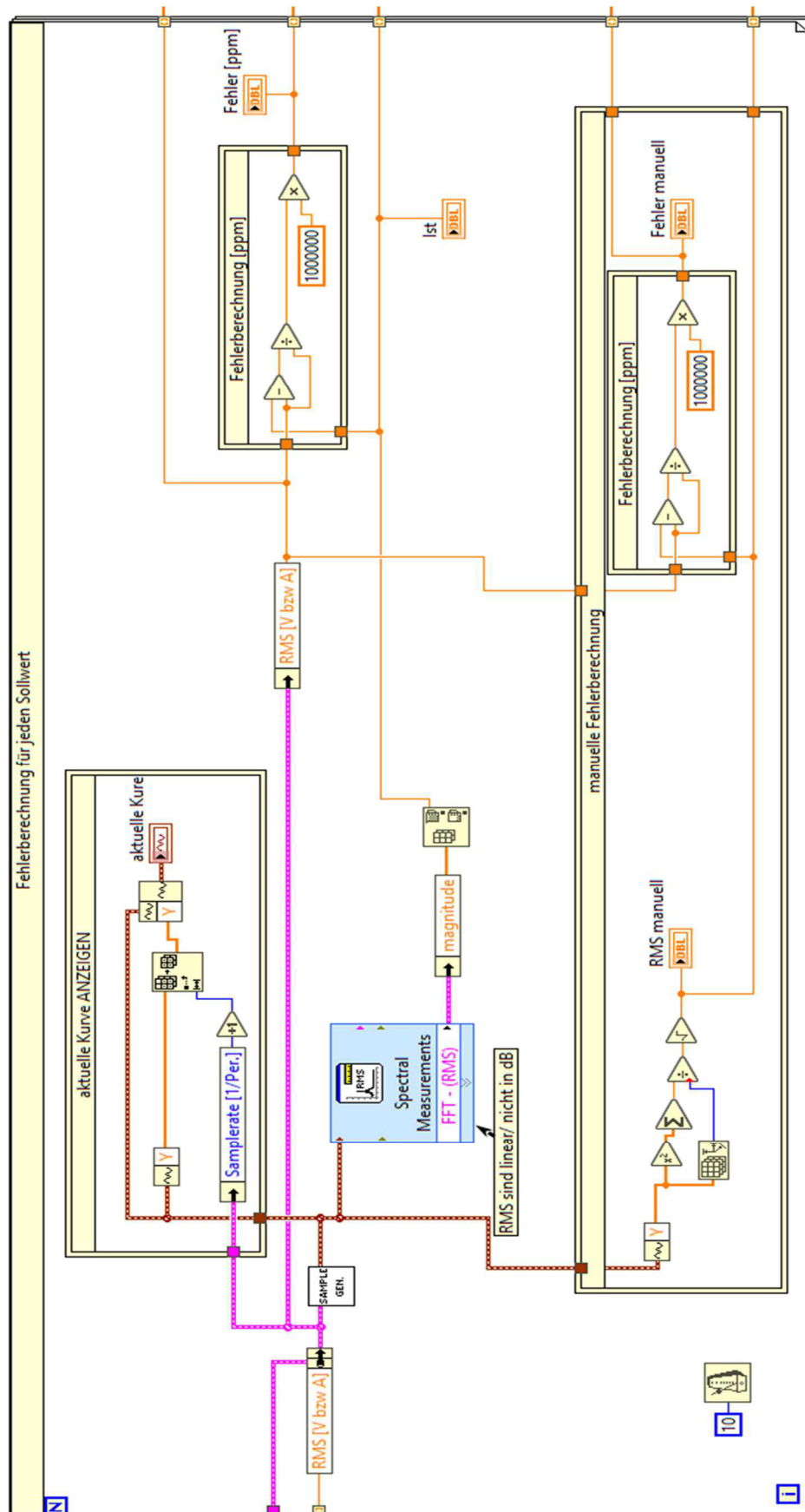


Abbildung 2-9: Block Diagram des VI "Main", zweiter Teil

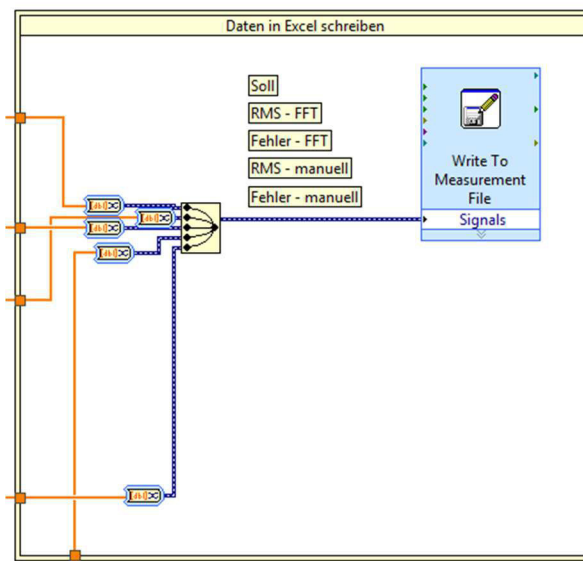


Abbildung 2-10: Block Diagram des VI "Main", dritter Teil

Im Front Panel sind einige Anzeigeelemente enthalten. Diese zeigen den Fortschritt des Programms an und können einen logischen Bedienfehler vorzeitig erkennen lassen. Allgemein wurden diese auch nur für die Testphase verwendet.

Generieren der theoretischen Messwerte für einen Effektivwert im Sub-VI „Sample Generator“

Das Sub-VI ist, wie in Abbildung 2-9 abgebildet, im Haupt-VI „Main“ eingebunden. Zur Generierung der einzelnen Punkte wird eine Standardfunktion von LabVIEW mit dem Namen „Waveform Generation Sine“ verwendet. Wie der Name es schon erwähnt, können so die Samples direkt generiert werden. Die Eingangsparameter werden aus den vom Benutzer eingetragenen Kurvencharakteristiken entnommen.

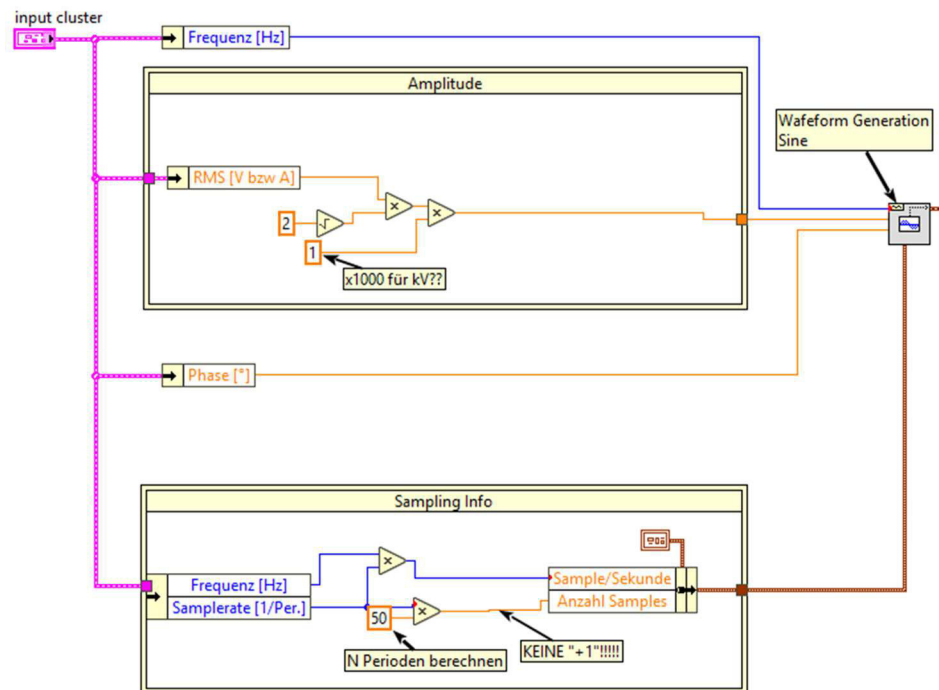


Abbildung 2-11: Block Diagram des VI "Sample Generator", erster Teil

Die generierten Messwerte werden in einem Zeitsignal weitergereicht. Ein Zeitsignal besteht in LabVIEW hauptsächlich aus der Startzeit t_0 , der Zeitdifferenz zwischen zwei Samples und den einzelnen, in einem Vektor angelegtem Samplewerten. Es erfolgt anschließend die Anpassung der Messwertbeträge bezogen auf das LSB. Hier wird unterschieden, ob der SV Generator simuliert oder eine mathematische Rundung vorgenommen werden soll. Dieses erfolgt mit einer booleschen Konstante. Ist diese „True“, so wird der Generator simuliert und alles betragsmäßig, bezogen auf das LSB, abgerundet. Bei „False“ wird normal gerundet. Das gesamte Programm muss für einen Vergleich der Methoden somit zweimal mit denselben Eingabeparametern ausgeführt werden.

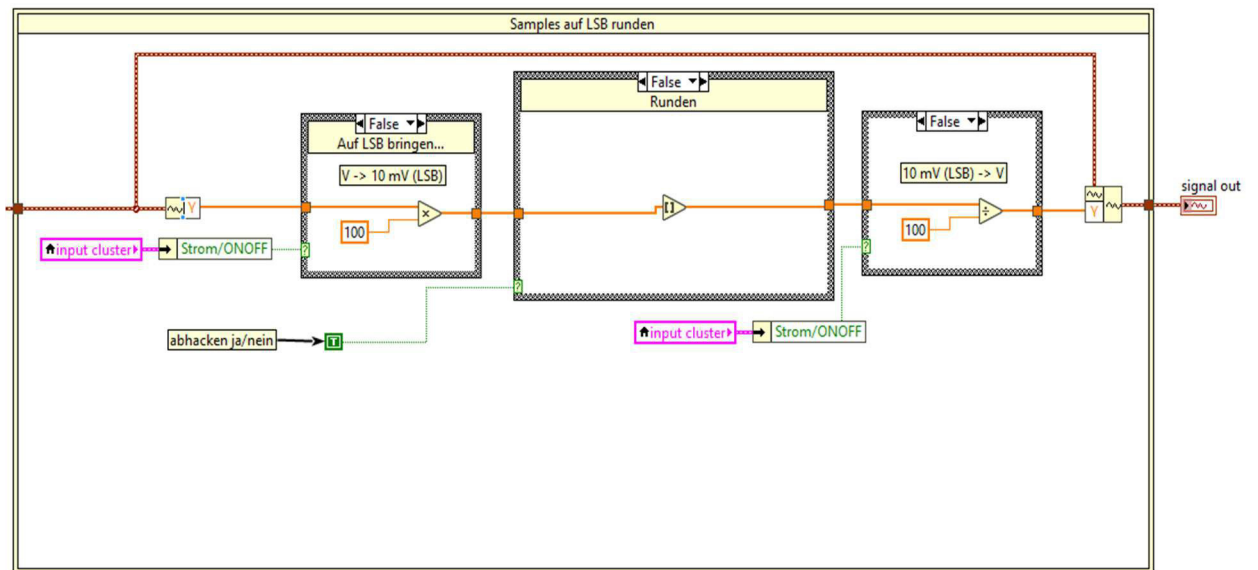


Abbildung 2-12: Block Diagram des VI "Sample Generator", zweiter Teil

Die abschließende Rücktransformation auf die ursprüngliche Einheit erleichtert die manuelle Auswertung.

2.1.4 Auswertung der berechneten Abweichungen

Die Berechnungsergebnisse von 10 V bis 1 MV werden in Schritten von 10 V ermittelt. Somit werden alle möglichen Sollwerte des Schniewindt Generators angegeben. Mit dem Programm MatLab wird der Fehler aus der Fourieranalyse in ppm über der Sollspannung dargestellt. Die Ergebnisse für den Schniewindt Generator sind in blau dargestellt. Die Ergebnisse bei gerundeten Samples sind in braun dargestellt.

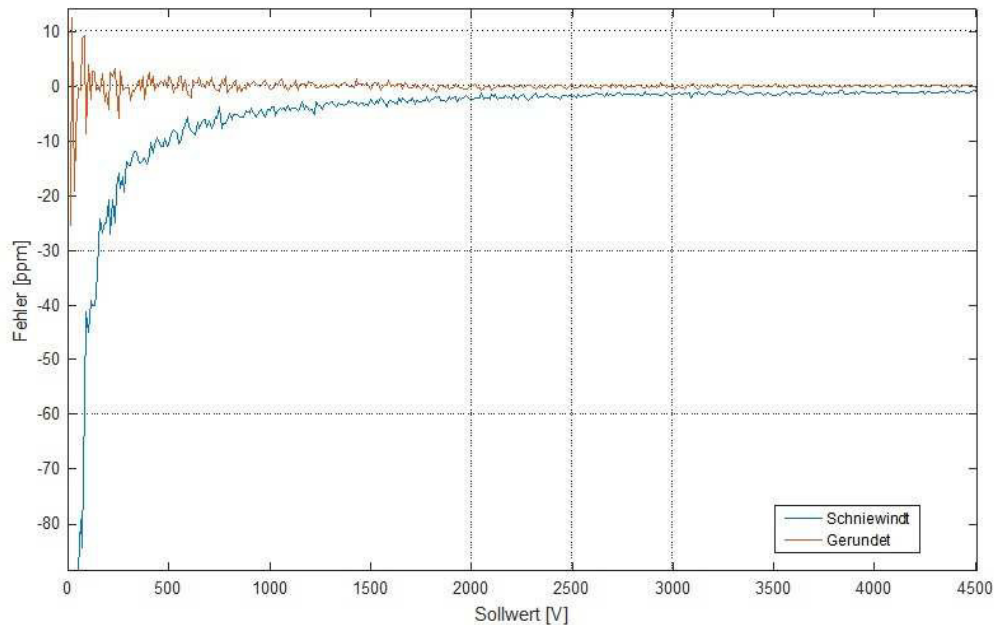


Abbildung 2-13: Betragsabweichungen durch die Quantisierung von 10 V bis 4,5 kV

Es wird deutlich, dass die Samples des Schniewindt Generators (blau) eine stärkere Abweichung vom Sollwert hervorrufen und immer einen negativen Fehler zur Folge haben. Diese Fehlerkurve nähert sich mit steigendem Sollwert asymptotisch gegen Null. Die auf das LSB gerundeten Samples (braun) führen zu einer sich gegen Null einschwingenden Fehlerkurve. Die Fehlerwerte sind hier sowohl positiv als auch negativ. Bei beiden Kurve tritt ein Rauschen auf. Die Rauschamplitude wird ebenfalls mit steigendem Sollwert asymptotisch kleiner.

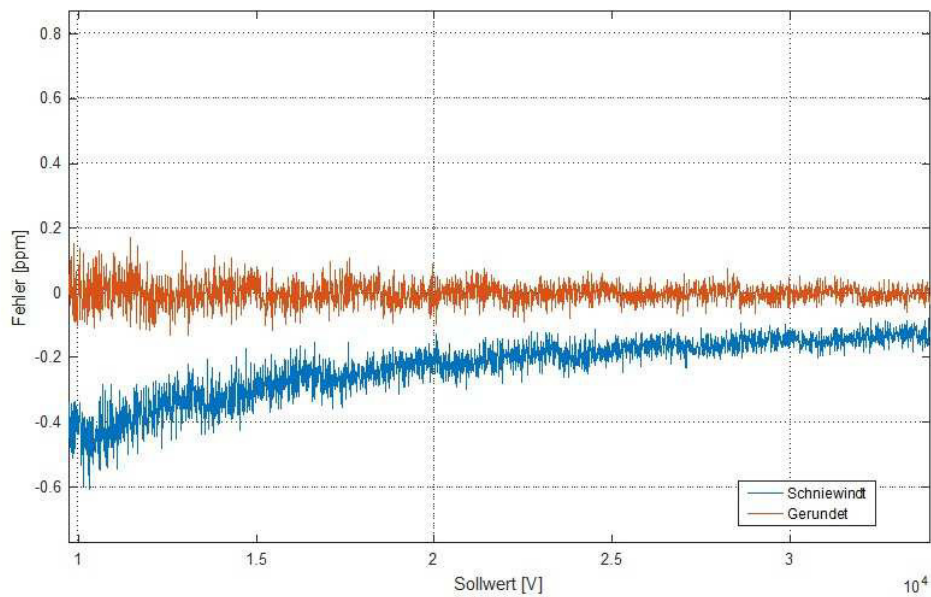


Abbildung 2-14: Betragsabweichungen durch die Quantisierung von 10 kV bis 35 kV

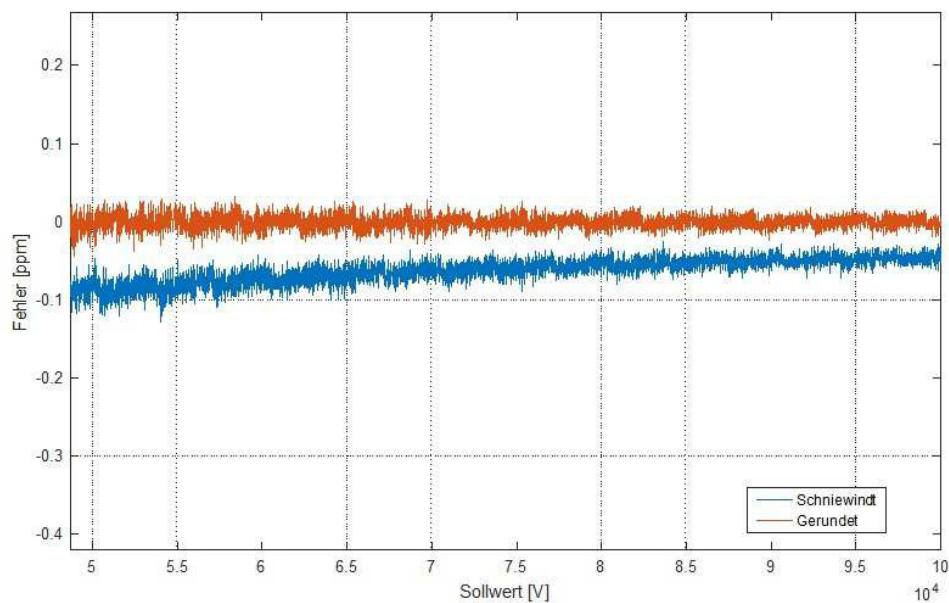


Abbildung 2-15: Betragsabweichungen durch die Quantisierung von 50 kV bis 100 kV

Tabelle 2-2: Zusammenfassung der Quantisierungsfehlerbereiche für den Schniewindtgenerator und einer idealen Quantisierung

Fehlergrenze	< 10 ppm	< 1 ppm	< 0,5 ppm	< 0,2 ppm	< 0,1 ppm	< 0,01ppm
Schniewindt (blau)	ab 600 V	ab 5,2 kV	ab 11,2 kV	ab 30,8 kV	ab 64,5 kV	ab 670 kV
Gerundet (orange)	ab 50 V	ab 1,6 kV	ab 3,14 kV	ab 8,12 kV	ab 17,7 kV	ab 210 kV

Autor:
Marc Jäger

Titel: Untersuchung zeitsynchronisierter Abtastverfahren zur
Bewertung digitaler Wandler nach IEC 61850-9-2

Aus den Abbildungen und der Tabelle lässt sich entnehmen, dass der bereits in einer Bachelorarbeit [9] verwendete SV Generator große Fehlerwerte mit in die Messungen einbringt. Diese Ergebnisse werden mit den Klassifizierungen der Messwandler in Genauigkeitsklassen verglichen. Für den darauffolgenden Entschluss zur Eignung oder auch der Verwendung des Generators werden die Genauigkeitsklassen aus der IEC 60044–7, der Norm für elektronische Spannungswandler [11], herangezogen. Die Genauigkeitsklassen für nichtkonventionelle analoge Spannungswandler sind in der folgenden Tabelle dargestellt.

Tabelle 2-3: Zugelassene Abweichungen für Spannungswandler nach der IEC 60044-7 [11]

Genauigkeitsklasse	ε_u Spannungs- messabweichung	φ_u Fehlwinkel ±	
	± %	Minuten	Zentiradian
0,1	0,1	5	0,15
0,2	0,2	10	0,3
0,5	0,5	20	0,6
1	1,0	40	1,2
3	3,0	nicht festgelegt	

Da der SV Generator als Referenzmesswandler im Kalibrierverfahren für andere Messwandler, auch als *Device Under Test (DUT)* bezeichnet, verwendet wird, muss dieser selbst eine höhere Genauigkeit aufweisen. Hier gilt folgende Faustformel:

$$\text{Genauigkeit}_{\text{Kalibriergerät}} = 10 * \text{Genauigkeit}_{\text{DUT}}$$

Eine Abweichung von 100 ppm sind bei dem Generator schon bei geringen Sollspannungen unterschritten. Das zentrale Kalibriergerät ist jedoch die Messbrücke und die Fehler aller im Kalibrierbau ergänzend enthaltenden Apparaturen summieren sich innerhalb der Brücke zu einem möglichen größeren Gesamtfehler. Es wird versucht, dieses zu vermeiden, indem der Eigenfehler des Generators minimal gehalten wird. Wie in diesem Kapitel gezeigt wurde, kann durch eine Umprogrammierung der Sampleberechnung eine deutliche Verbesserung der Genauigkeit erzielt werden. Daraus resultiert die Entscheidung, einen eigenen SV Generator zu programmieren, was wiederum auch kurzfristige Erweiterungen und Anpassungen ermöglicht.

In diesem Zusammenhang können zukunftsorientierte Pflichtenforderungen definiert werden. Weitere Generationen zu simulierender Messwandler mit mehr zu sendenden Daten in einem Datenpaket oder anderen Frequenzen und Sampleraten erfordern dann keine Neu- oder Umprogrammierung. Die derzeitigen Pflichtenforderungen werden im folgenden Kapitel festgehalten.

2.2 Erstellen eines Sampled Values Generators

2.2.1 Anforderungen an den Sampled Values Generator

Da der selbstprogrammierte SV Generator von Grund auf erstellt wird, sind die Pflichtenforderungen minimal gehalten. Einziger Punkt ist hierbei die funktionierende Messwerteübertragung einer digitalen Kurve mit einstellbarer Amplitude, Samplerate und Frequenz. Es ist zu beachten, dass der Kalibrierplatz als Ganzes entscheidend ist und der Generator in Abstimmung mit den anderen Geräten entwickelt werden muss. Die Abstimmung erfolgt über Normen.

Optional lassen sich im Anschluss noch etliche Erweiterungen vornehmen. Hier sind die variable Anzahl an Kanälen durch mehrere ASDU in einem Datenpaket primär zu nennen. Weitere Updates können veränderbare Prioritäten, eine übersichtliche Benutzeroberfläche, nicht-sinusförmige Kurvenverläufe oder eine Korrekturmaßnahme der natürlichen Quantisierungsfehler enthalten.

2.2.2 Implementierung des Sampled Values Generators

Aufgaben des Generators sollen primär die Generierung und das Aussenden von Sampled Values sein. Weitere Hauptaufgaben sollen das Empfangen von Samples mit anschließender Berechnung der natürlichen Fehler im Generatorbetrieb und die Berechnung des ursprünglichen Signals mittels einer Fourier Transformation im Empfängerbetrieb sein. Die Verwendung des Begriffes „Generator“ ist daher eigentlich unpassend. Die Generatorfunktion hat jedoch gegenüber der Empfängerfunktion Priorität, wodurch der Begriff des Generators vorerst beibehalten wird.

Bei dem Versuch, diesen Generator funktionsfähig zu machen, ist keine funktionierende Version zustande gekommen. In diesem Abschnitt wird daher darauf eingegangen, welche Schritte unternommen wurden und aus welchen Gründen der Weg nicht zu dem gewünschten Ergebnis geführt hat.

Einstellungen am Netzwerkadapter

Vorab wurden einige Einstellungen am Netzwerkadapter vorgenommen. Der Netzwerkadapter kann automatisch ein Netzwerk herstellen, indem er Verbindungsanfragen aussendet. Bei der entsprechenden Antwort potenzieller Kommunikationspartner werden dann die allgemeinen Daten wie Adressen und Netzwerkschlüssel ausgetauscht und die Verbindung ist hergestellt. Das 61850-9-2 Protokoll ist jedoch primär monodirektional. Das bedeutet, dass die empfangenden Geräte nicht die Fähigkeit besitzen, eine Netzwerkanfrage des am Sender eingesetzten Adapters zu erfassen und dementsprechend zu antworten. Die somit ausbleibenden Antworten führen wiederum dazu, dass der Adapter aus Energiespargründen von dem Rechner deaktiviert wird. Im Geräte-Manager lässt sich die Deaktivierung durch den PC verhindern. Das zu bedienende Feld ist in der folgenden Abbildung mit einem grünen Kasten eingerahmt.

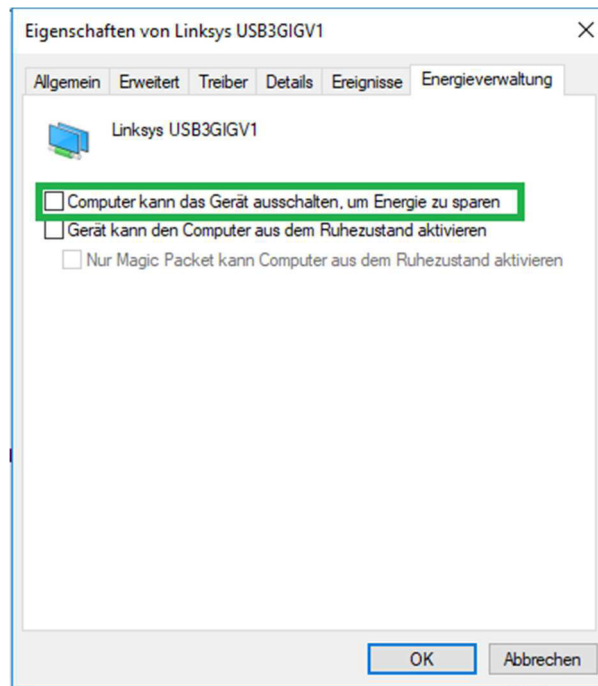


Abbildung 2-16: Unterbindung der automatischen Abschaltung eines Netzwerkadapters im Geräte-Manager

Software

Die Software war mit LabVIEW zu realisieren. Hierfür wurde zusätzlich ein Softwarepaket der Firma National Instruments, dem Entwickler von LabVIEW, erworben. In diesem Paket enthalten waren auch Beispielprogramme für die verschiedensten Anwendungsbereiche. Unter anderem gab es hier auch einen Sender („Publisher“) und einen Empfänger („Receiver“) für Sampled Values, oder auch Measured Sampled Values (kurz: SMV). Eine Kommunikation zwischen diesen beiden Beispielen konnte hergestellt werden.

Für die weitere Entwicklung wird der Publisher über den Netzwerkadapter mit einer Zera WM3000 Spannungsmessbrücke verbunden und untersucht. Der allgemeine Softwareablauf des Publishers ist in der folgenden Abbildung schematisch abgebildet.

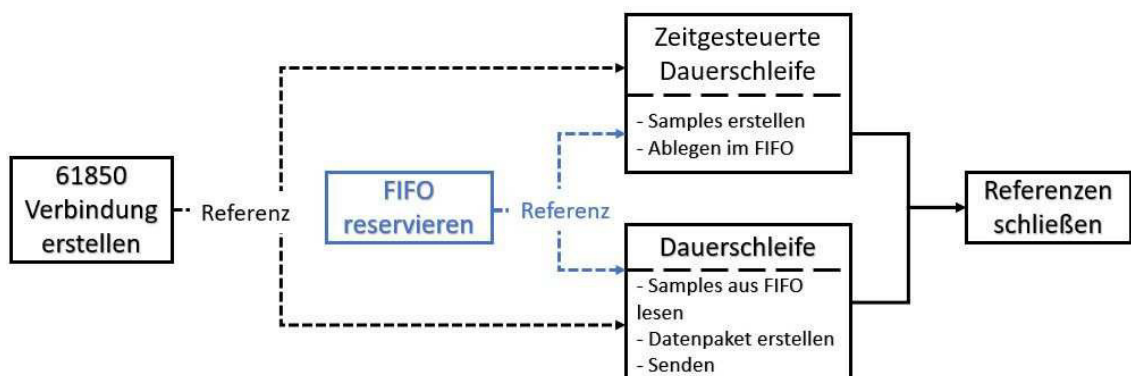


Abbildung 2-17: Schematischer Programmablauf des durch National Instruments zur Verfügung gestellten Publishers

Die Generierung der Samples, wie schon in den vorherigen Kapiteln des Öfteren durchgeführt, ist simpel und vorerst irrelevant. Der wichtige Teil ist die Dauerschleife, die die Samples verpackt und absendet. Die folgende Abbildung zeigt eben diese Programmschleife.

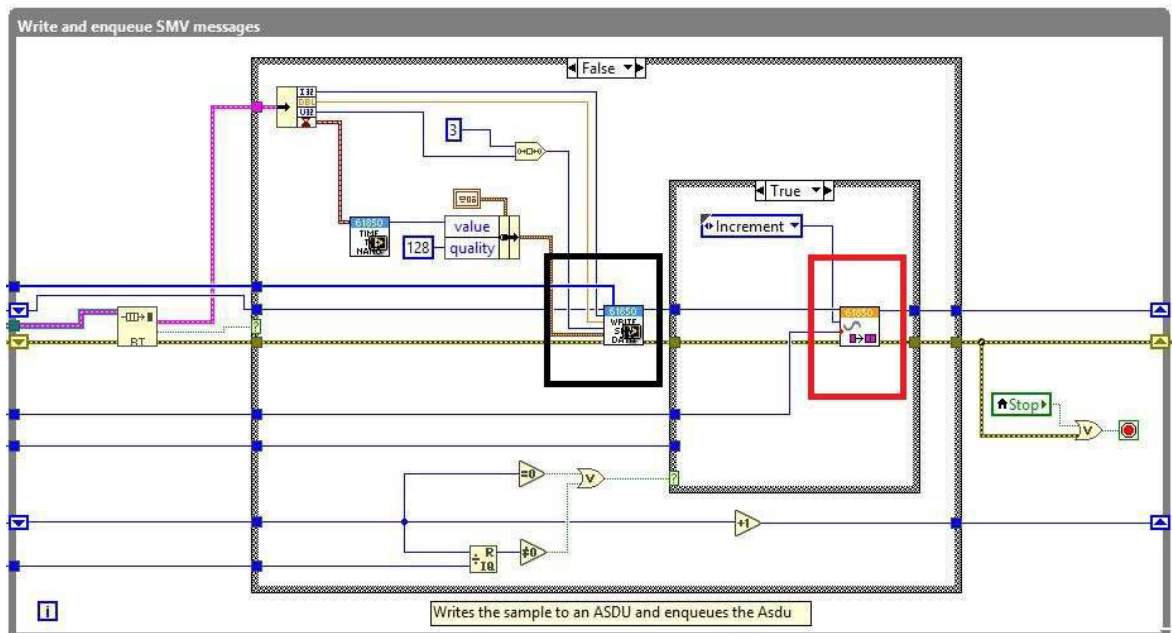


Abbildung 2-18: Dauerschleife der Publisher Software von National Instruments

Die Datenpakete werden im Sub-VI im schwarzen Kasten erstellt und in einem Puffer zwischengespeichert. In einem weiteren Sub-VI, in der Abbildung durch den roten Kasten markiert, wird dieser Puffer geleert und die Pakete gesendet. Diese Daten werden mit dem Network Monitor ausgelesen und untersucht, wobei einige Unterschiede zu dem Schniewindt Generator festgestellt wurden. Als erster Punkt ist die Priorität verändert. In dem Publisher wird hier ein Wert von 0x8444 übertragen, während bei dem Schniewindt Generator dieser Punkt ausgelassen wird. Aus diesem Wert von 0x8444, binär dargestellt gleich 1000 0100 0100 0100 b, ergeben sich nach Abbildung 1-9 folgende Werte.

Priorität:	100 b = 4
CFI:	0 b
VID:	0x444

Ebenfalls neu ist die Verwendung des Referenztimers mit dem Tag 0x84, die Samplesynchronisation mit dem Tag 0x85 und die Festlegung der Samplerate auf 254 Samples pro Periode mit dem Tag 0x86. Alle drei Tags werden beim Schniewindt Generator nicht verwendet. Kritisch ist hiervon nach aktuellen Erkenntnissen nur die Samplerate. Für den gesamten Kalibrierplatz ist diese Samplerate erst in den Erweiterungen geplant, weil derzeit nur eine Samplerate von 80 SpP für das Kalibrierverfahren vorhanden und erprobt ist.

Der prägnanteste Unterschied liegt jedoch bei den Samplewerten selbst vor. Bei dem mittels einer Zera WM3000 Messbrücke erprobten Schniewindt Generator werden pro

Sample vier Bytes für einen Messpunkt und vier weitere Bytes mit Nullen gesendet. Der Ursprung der mit Nullen gefüllten Bytes ist unbekannt und unter dem Aspekt, dass die Daten von anderen Geräten ausgelesen werden können, auch nicht erforderlich. Der Publisher hat hier eine noch nicht vollständig erschließbare Reihenfolge vorliegen. In der folgenden Tabelle werden die bekannten Bedeutungen der Bytes in einem ASDU dargestellt und stichwortartig beschrieben und erklärt. Der Inhalt dieser Tabelle basiert auf der Abbildung 1-6. Beide Signale sind hier mit acht ASDU je Datenpaket deklariert.

Tabelle 2-4: Vergleich der Übertragung der letztendlichen Samples bei dem Schniewindt Generator und der Publisher Software

Bytes Nr.	Schniewindt Generator	Publisher
0 – 3	Sample auf 10 mV gerundet (U1)	Samples auf 1 V gerundet
4 - 7	0x00 00 00 00	Bytes mit Werten in unbekanntem Format, vermutlich Float32
8 – 11	Sample auf 10 mV gerundet (U2)	0x00 00 00 00
12 – 15	0x00 00 00 00	Zeitpunkt basierend auf der Samplesynchronisation (Tag: 0x84)
16 – 18	Sample auf 10 mV gerundet (U3)	
19		
20 – 23	0x00 00 00 00	-
24	Samples auf 10 mV gerundet (UN, I1, I2, I3, IN)	
.		
.		
39		

Es wird deutlich, dass die unveränderbaren Standardeinstellungen des Publishers hier massiv von der 61850-9-2 abweichen. Laut der Norm [3] sind hier keine Synchronisationen mehr vorgesehen und daher überflüssig. Die Parameter, die übermittelt werden, sind zu eng definiert und nicht für die individuellen Anforderungen anpassbar. Zum Thema Übertragungsgeschwindigkeit gibt es ebenfalls keine positiven Resultate. Die zeitgesteuerte Dauerschleife, wie in Abbildung 2-17 dargestellt, hat eine einstellbare Periodendauer in Millisekunden. Da jedoch schon bei der kleinsten erforderlichen Einstellung von 50 Hz und 80 SpP eine Periodendauer von 250 μ s nötig ist, in dem die Samples für den aktuellen Zeitpunkt berechnet werden, ist auch diese Implementierung nach derzeitigem Erkenntnisstand ungeeignet.

Für die weitere Planung bestehen nun mehrere Möglichkeiten. Die erste Variante ist, dass National Instruments ihr Softwarepaket updatet und dem Anwender mehr Gestaltungsfreiraum bietet. Da das 61850 Protokoll jedoch nur träge durch Modernisierungen auf dem Technikmarkt etabliert wird, ist eine Erweiterung in diesem Abschnitt nicht in absehbarer Zeit zu erwarten. Eine zweite Variante wäre die Programmierung eines Mikrocontrollers, der eine Satzzeichenkette – auch „String“

genannt – über einen RJ45-Stecker aussendet oder auch empfängt. Diesen String mit LabVIEW zu erstellen, wird als reine Fleißarbeit mit wenigen Schwierigkeiten eingeschätzt, weil in LabVIEW eine komplette Funktionspalette zur String-Bearbeitung vorhanden ist. Die Übertragungsrate wäre hierbei allein von dem Mikrocontroller abhängig. Eine finale Entscheidung kann hier jedoch noch nicht getroffen werden und muss somit vertagt werden.

3. Ungenauigkeiten im Quantisierungsprozess

3.1 Quantitative Effekte

In einem Kalibrier Aufbau mit analogen und digitalen Werten entstehen durch die jeweilige Umwandlung zwischen analog und digital automatisch Abweichungen. Bei der Digitalisierung müssen schon vom Prinzip her Informationen des Signals aufgrund der Amplituden- und Zeitdiskretisierung wegfallen. Ansonsten läge eine unendlich genaue Abtastung vor und das Datenaufkommen wäre ebenfalls unendlich groß, welches praktisch nicht zu realisieren ist. Der Abtastvorgang ist in Kapitel 1.4 bereits erläutert worden. Bei einer darauffolgenden Datenübertragung zum Beispiel zwischen dem Messgerät und einem zentralen Messrechner wird in dem Datenprotokoll ein kleinster Wert über das *LSB* definiert. Die daraus resultierende Unsicherheit ist nicht automatisch übereinstimmend mit der Unsicherheit der Analog/Digital-Umwandlung, wodurch sich diese im ungünstigsten Fall addieren.

Bei der Rückumwandlung in ein analoges Signal wird ein realer Umwandler eingesetzt, bei dem das LSB einem definierten Spannungswert oder Stromwert gleichgesetzt ist oder mittels einer Fourier-Transformation (FT) aus dem Stufensignal ein Frequenzspektrum bestimmt wird. Als Beispiel für einen realen Umwandler wird ein digitaler Signalgenerator betrachtet. Ein digitaler Signalgenerator kann entweder manuell am Gerät selbst programmiert werden oder bekommt seine Parameter und Einstellungen über eine serielle Schnittstelle von einem PC gesendet. Das LSB des Generators ist im Gegensatz zur Datenkommunikation jedoch nicht auf einen einzigen Wert definiert, sondern orientiert sich an dem größten und kleinsten Wert der Sollausgabesamples. Diese beiden Werte werden als „-1“ und „1“ definiert. Der maximale Wert und der Offset werden separat an den Generator übertragen. Dieses erfolgt durch ein *SCPI*-Kommando, welches in einem VI zur Konfiguration des Generators an diesen übermittelt wird.

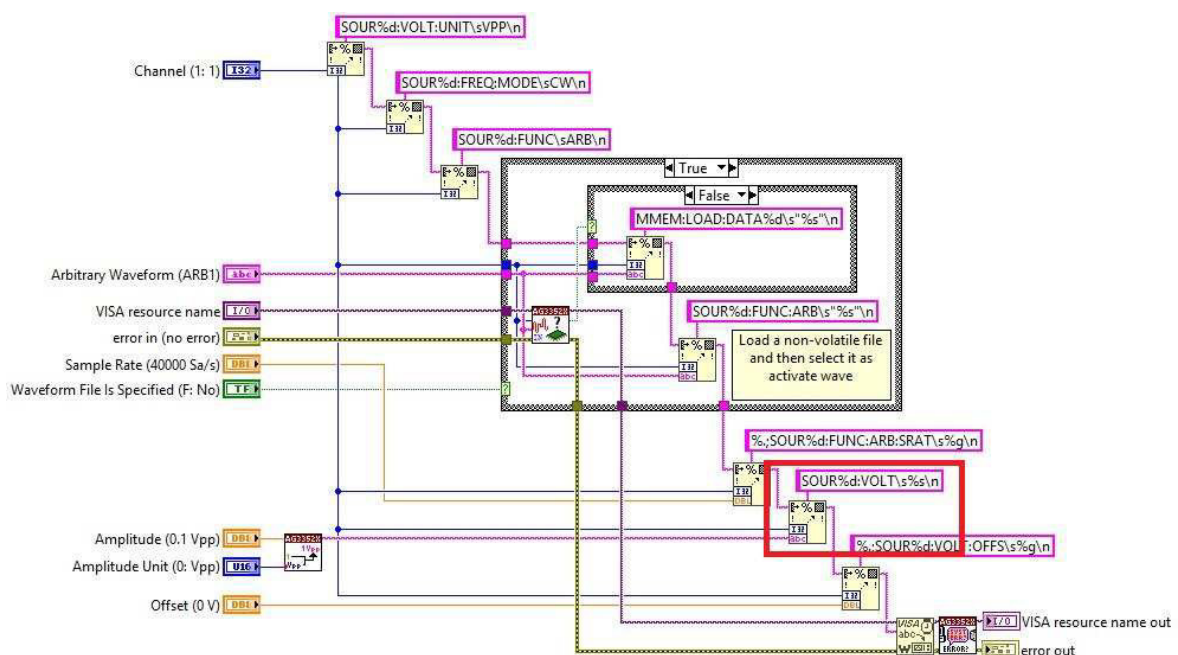


Abbildung 3-1: Block Diagram des VI "Configure Arbitrary Waveform" mit der Übertragung des maximalen Wertes (roter Kasten)

Jedes einzelne Sample wird an die Maxima angepasst und liegt dann im Wertebereich zwischen eben diesen. In einem Beispiel für einen Signalgenerator der 33500B-Serie der Firma Agilent geschieht das in dem zur Verfügung gestellten Sub-VI „Create Arbitrary Waveform“.

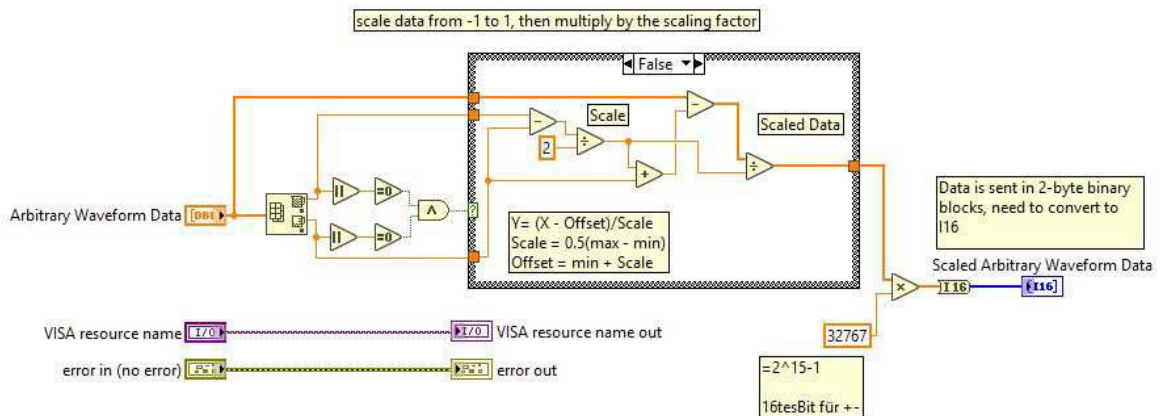


Abbildung 3-2: Block Diagram des zur Verfügung gestellten VIs "Create Arbitrary Waveform" zur Skalierung der Samples (Arbitrary Waveform Data)

Es handelt sich bei dem Gerät um einen 16 Bit Signalgenerator. Der Skalierungsfaktor von $k = 32767$ ergibt sich aus folgender Gleichung mit der 16 Bit-Auflösung:

$$k = 2^{(16 [\text{Bit}]-1)} - 1 = 32767 \quad (8)$$

Die Eingangssamples haben dann einen Wert zwischen -32768 und +32767. Durch die anschließende Umformung in 16 Bit-Integer fallen die Nachkommastellen weg und der Wertebereich der 16 Bit ist stets maximal ausgelastet. Jedoch entsteht genau hier durch das Weglassen der Nachkommastellen die Ungenauigkeit des Generators. Es wird dabei deutlich, dass die Unsicherheit von den anfänglichen Samples (Arbitrary Waveform Data) abhängt. Hierzu ein Beispiel:

Es wird ein periodisches Signal ohne Offset mit der Amplitude von 10 V betrachtet, welches von einem 16 Bit Generator erzeugt wird. Somit liegt das Maximum bei $U_{\max} = 10 \text{ V}$ und das Minimum bei $U_{\min} = -10 \text{ V}$. Die 10 V entsprechen nach der gesamten Skalierung dem Wert des Skalierungsfaktors k . Das LSB liegt bei 1. Für U_{LSB} ergibt sich daher:

$$U_{\text{LSB}} = U_{\max} * \frac{1}{k} = \frac{10 \text{ V}}{2^{(16-1)} - 1} = \frac{10 \text{ V}}{32767} = 0,305 \text{ mV} \quad (9)$$

In Bezug auf die IEC 61850-9-2 mit der Unsicherheit von 10 mV sind die beispielhaften 0,3 mV des Generators sehr klein. Die Berechnung wird im Verlauf dieser Arbeit für den letztendlich verwendeten Signalgenerator erneut zur Bewertung vorgenommen. Über diese Betrachtung hinaus ist jedoch nicht bekannt, wie der Generator die Amplitude als Referenzspannung für die Samples generiert und mit welcher Unsicherheit dieser Wert behaftet ist. Er kann im Moment daher nur als genau genug angesehen werden.

Der zweite Weg zur Informationsgewinnung aus den Samples ist der Einsatz einer Fourier-Transformation. Hierbei wird, grob beschrieben, aus den Samples ein Frequenzspektrum von Kosinus-Signalen ermittelt. Ein Beispiel aus Eingangssignal und dem daraus

resultierendem Ergebnis der FFT (Fast Fourier Transform) ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

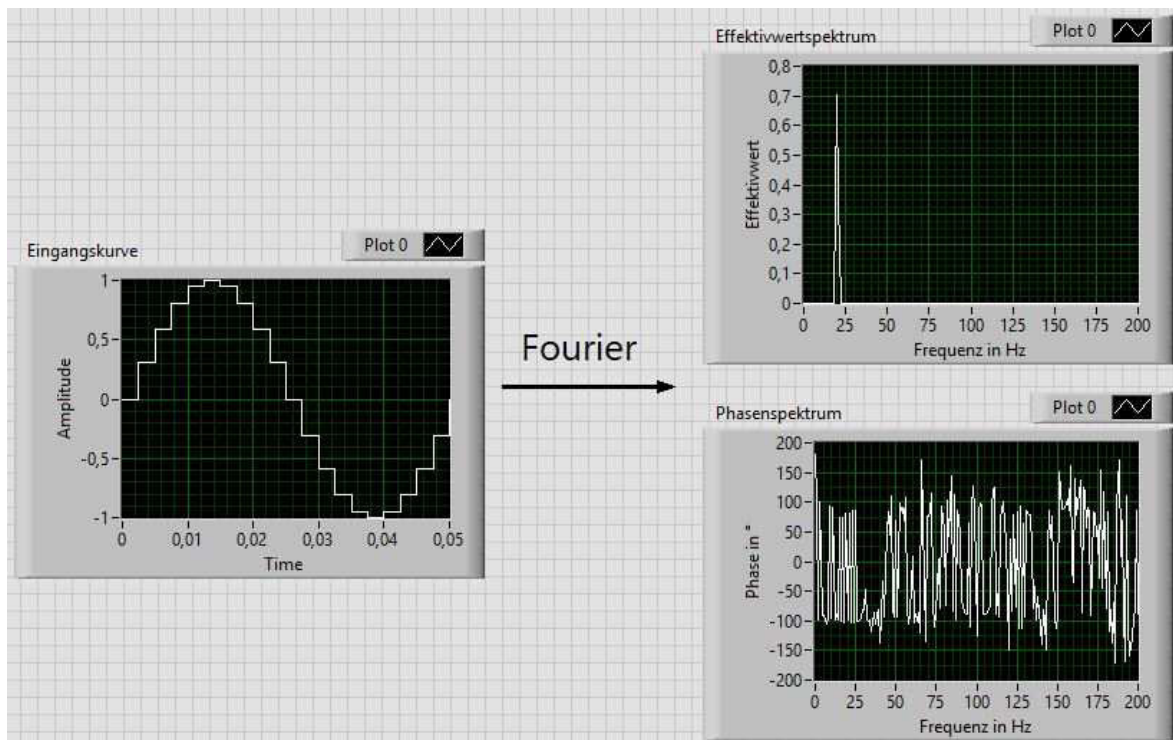


Abbildung 3-3: Ergebnis einer Fourier-Analyse mit LabVIEW von einem Sinussignal mit Stufen und Amplitude = 1, Phase = 0°, Frequenz = 20 Hz

Bei LabVIEW wird als Grundschwingung eine Frequenz von $f = 1$ Hz angenommen und die größte Frequenz im ermittelten Spektrum entspricht der Hälfte der Abtastfrequenz, weil das Abtasttheorem erfüllt sein muss. Dieses besagt, dass die Abtastfrequenz mindestens doppelt so groß wie die größte Frequenz im Signalspektrum sein muss, oder andersherum die größte bestimmbare Einzelfrequenz der Hälfte der Abtastfrequenz entspricht. Das ideale Ergebnis der FFT wäre eine einzelne Spitze bei 20 Hz und eine Phasenlage für diese Frequenz von 0° . Dieses wird jedoch nicht erreicht. Die entsprechenden Werte sind in folgender Tabelle aufgeführt.

Tabelle 3-1: Veränderungen im Frequenzspektrum durch die Quantisierung einer Sinuskurve mit der Amplitude $A = 1$, Frequenz $f = 20$ Hz und einer Samplerrate von 20 SpP

Frequenz im Spektrum [Hz]	Idealer Effektivwert [1]	FFT	
		Effektivwert [1]	Phasenlage [°]
18	0	$1,935 \cdot 10^{-15}$	-102,585
19	0	0,3521	81,01
20	$1/\sqrt{2}$	0,704	-98,991
21	0	0,3521	81,01
22	0	$1,774 \cdot 10^{-15}$	-102,653

Zusammengefasst werden durch jeden Schritt der Digitalisierung Fehler und Abweichungen implementiert. Unter dem Aspekt, dass die Resultate dieser Arbeit der Erstellung eines Kalibriermessplatzes dienen, sind besonders die Ergebnisse der FFT von

Bedeutung. In den Resultaten ist die Summe aller Fehler beinhaltet und die „natürlichen“, nicht vermeidbaren Fehler des Messsystems werden ermittelt. Weiterführend sind unter dem Aspekt der Synchronisation der Messgeräte die Phasenänderungen relevant und werden daher verstärkt in den Mittelpunkt gestellt.

3.2 Qualitative Simulation und Bewertung

3.2.1 Allgemeine Programmstruktur für die Simulation

Zur qualitativen Bewertung wird ein VI realisiert, welches die Quantisierungsfehler eines idealen Messsystems, die durch die Digitalisierung, die Übertragung und durch die Fourier-Analyse entstehen, bei verschiedenen Parametern automatisiert berechnet. Die Ergebnisse werden exportiert und mit der Software „MatLab“ visualisiert. Zur Bestimmung der Quantisierungsfehler bei Veränderungen anderer Parameter als der Spannung, welches in Kapitel 2 zum Großteil bereits bestimmt wurde, ist eine allgemeingültige Programmstruktur erforderlich. Die Ablaufstruktur hat hingegen keine nennenswerten Änderungen zu dem für Kapitel 2 erstellten VI vorzuweisen, was in der folgenden Darstellung des Programmablaufes des neuen VIs verdeutlicht wird.

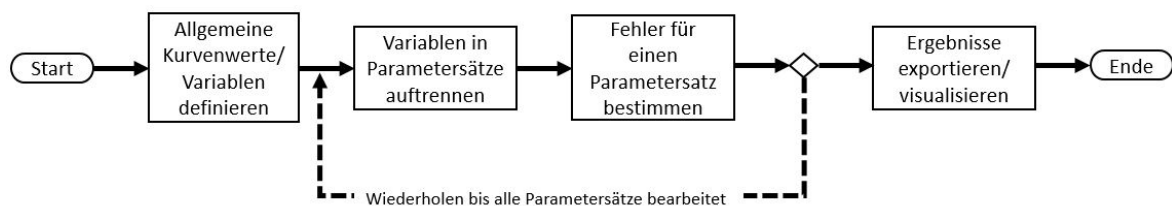


Abbildung 3-4: Allgemeiner Programmablauf für das VI zur Bestimmung der natürlichen Quantisierungsfehler

Die Komplexität dieser VIs entsteht bei der Realisierung. Es ist nicht definiert, welcher Parameter als Variable betrachtet werden soll. Dadurch entstehen bei jeder erneuten Ausführung andere Parametersätze. Im Endeffekt läuft es jedoch darauf hinaus, dass für jeden Parametersatz einzeln die Kurvensamples bestimmt und daraus, mittels der Fourier-Analyse, die Abweichungen berechnet werden. Dieser Vorgang lässt sich mit einem Sub-VI effizient abkapseln. Die Varianz in dem als Variable eingesetzten Kurvenparameter wird ebenfalls in einem Unterprogramm abgekapselt. Es wird daher bei den Unterprogrammen unterschieden, wie viele Parameter vorliegen. Das Unterprogramm für n Variablen ruft dabei mehrmals das Sub-VI für $n-1$ Variablen auf und bearbeitet somit eine Variable. Zur Verdeutlichung folgt die Beschreibung für ein Beispiel mit einer Variablen.

Das Main-VI erkennt, dass eine Variable vorliegt und ruft das entsprechende Sub-VI auf. Dieses trennt dann die Variable in seine einzelnen Werte auf und ruft mit jeweils einem Variablenwert und den restlichen Parametern das zentrale Sub-VI für die Abweichungsberechnung von einem Parametersatz auf. Die jeweiligen Ergebnisse werden vom übergeordneten Sub-VI zwischengespeichert und nach Abschluss an das Main-VI zurückgegeben. Die VI-Struktur ist zur Verdeutlichung in der folgenden Abbildung dargestellt.

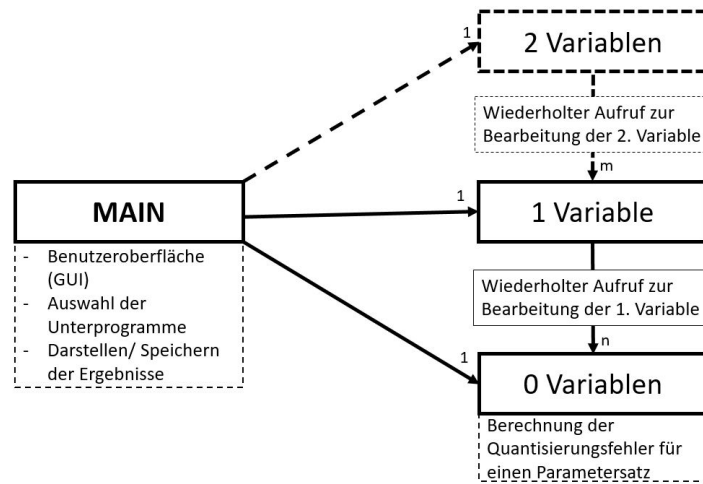


Abbildung 3-5: Programmstruktur der VIs zur Bestimmung der natürlichen Quantisierungsfehler

3.2.2 Anwendung einer Phasenanpassung ($\frac{\pi}{N}$ -Korrektur)

Der Ursprung dieser Korrektur entstammt dem Ziel, die Abweichungen mit einfachen mathematischen Mitteln bereits im Vorfeld zu minimieren. Dabei spielen die Betragsdifferenzen durch die Stufeneinteilung des ursprünglichen Signals im Bezug zu dem realen, ursprünglichen Signal eine grundlegende Rolle.

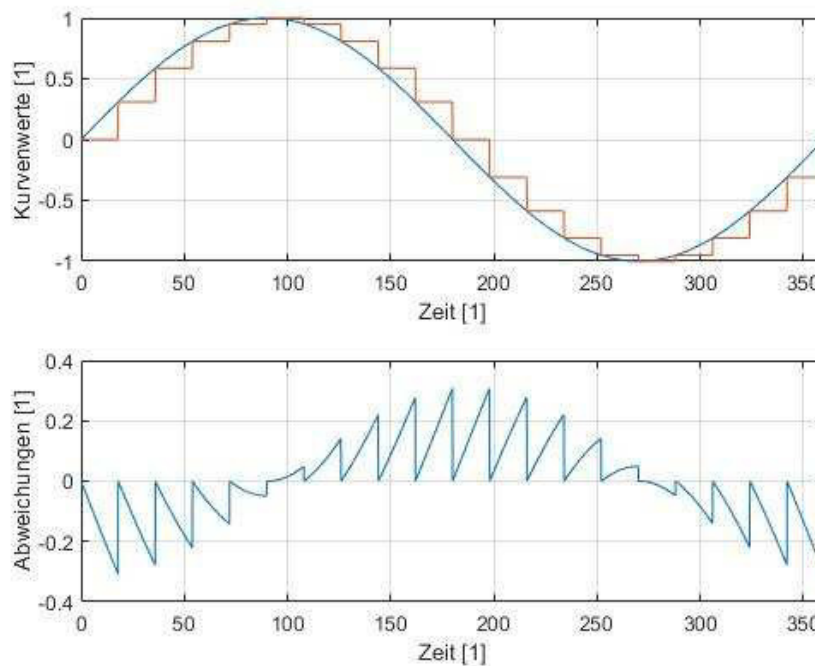


Abbildung 3-6: schematische Darstellung der Abweichungen durch die Stufenbildung

Die Abweichungen sollen nun durch eine Anpassung der Stufenlevel auf den Kurvenwert im zeitlichen Mittelpunkt eines Abtastintervalls reduziert werden. Die Abtastzeitpunkte hingegen werden nicht variiert. Die Abweichungen lassen sich somit halbieren, wie in der folgenden Abbildung deutlich wird.

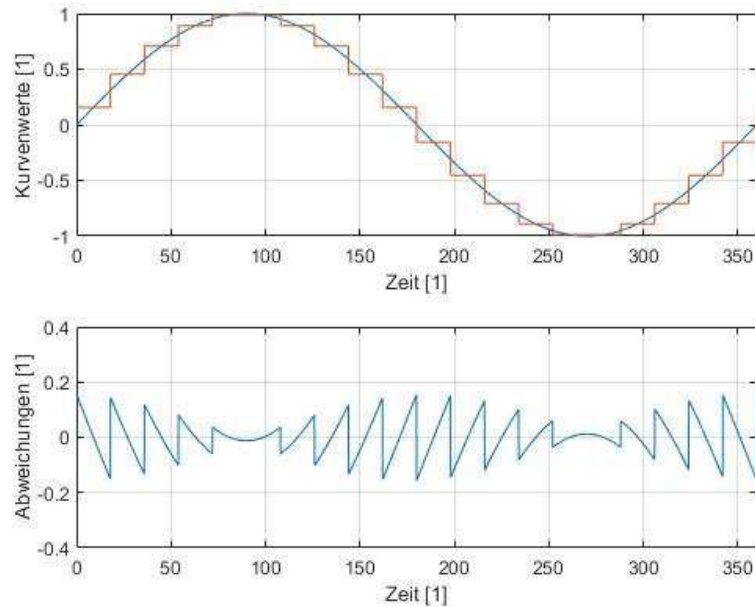


Abbildung 3-7: schematische Darstellung der Auswirkungen der π/N -Korrektur auf die Abweichungen

Die Auswirkungen auf die Ergebnisse der FFT werden im folgenden Unterkapitel mit eingebracht und bewertet. In der Simulation für diese Arbeit wurde die $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur in die Generierung der Sinussamples mit eingebracht. Hierfür wird ein Zeitversatz T_k bei der Berechnung der Samples hinzugefügt. Es gilt:

$$f(t) = A * \sin(\omega t + \omega T_k) \quad \text{mit} \quad T_k = \frac{T_{\text{Abtast}}}{2} = \frac{1}{2 * f_{\text{Abtast}}} \quad (10)$$

Die Abtastfrequenz f_{Abtast} ergibt sich aus dem Produkt der Samplerate N und der Messsignalfrequenz f . Es folgt für die Funktion $f(t)$:

$$f(t) = A * \sin\left(\omega t + \frac{\omega}{2 * N * f}\right) = A * \sin\left(\omega t + \frac{2 * \pi * f}{2 * N * f}\right) = A * \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{N}\right) \quad (11)$$

Hier wird auch die gewählte Bezeichnung der Korrektur erläutert. Sie ergibt sich aus der Korrekturvariablen zur Berechnung der Samples, wie es in Gleichung 11 zu erkennen ist. Die Einheit der Korrektur ist rad. Wird für die Berechnung der Samples ein Phasenversatz mit der Einheit Grad benötigt, so folgt für die Korrekturvariable $T_k = \frac{180^\circ}{N}$.

Eine Realisierung ist theoretisch einfach. Praktisch liegen jedoch keine Erfahrungen vor, sodass diesbezüglich keine Aussage getroffen werden kann. Als Ansätze für die Umsetzung der Korrektur gibt es zwei Möglichkeiten. Zum einem könnte man in Messwandlern einen zeitlichen Versatz von der halben Abtastfrequenz implementieren. Bei der Entwicklung eines Kalibrierplatzes kann auf diesen jedoch kein Einfluss genommen werden. Der zweite Ansatz ist die Ermittlung der Werte zeitlich zwischen den eigentlichen Messwerten. Dieses kann durch eine lineare Verbindung der Samples realisiert werden, welches jedoch nichtlineare Aspekte des Kurvenverlaufes vernachlässigt und somit wiederum Fehler implementiert. Deutlich geringere Abweichungen werden bei der Betrachtung weiterer angrenzender Samples erreicht. Dabei werden zum Beispiel aus den vier umliegenden

Samples zwei parabelförmige Trendlinien bestimmt und über die gemittelte Parabel letztendlich der Zwischenwert bestimmt. Eine detailliertere Beschreibung des Verfahrens mit erklärenden Ergebnissen befindet sich in [9].

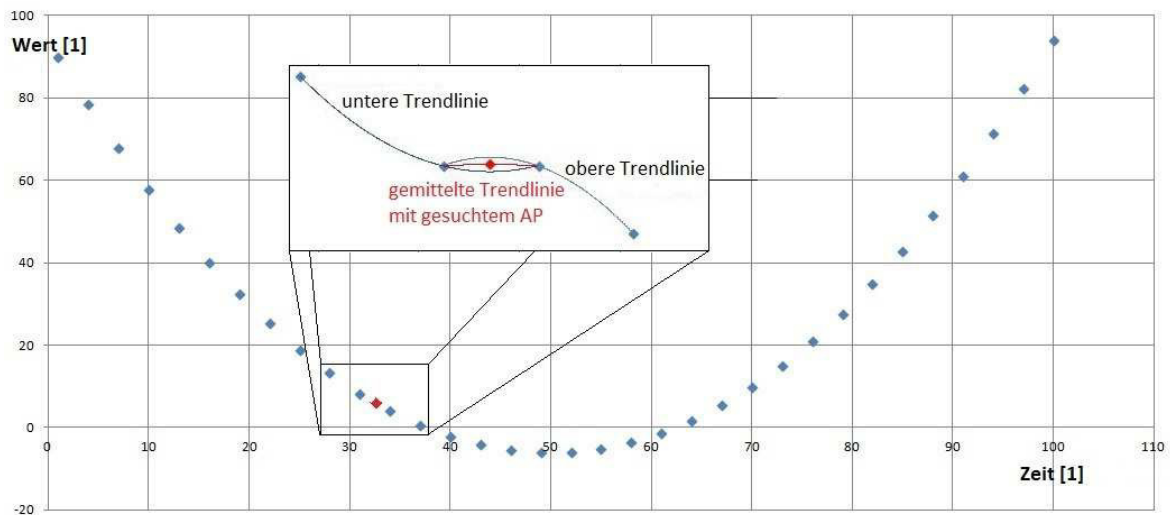


Abbildung 3-8: schematische Verdeutlichung eines beispielhaften Verfahrens zur einfachen Bestimmung der Kurvenwerte zwischen zwei Abtastzeitpunkten [9]

3.2.3 Durchführung und Analyse der Simulationen

Ziel dieser Simulation ist das Erkennen möglicher Gleichmäßigkeiten in den Abweichungen und die Bestimmung der Auswirkungen der $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur. Der Begriff der Gleichmäßigkeit bezieht sich hier auf periodische Verläufe oder andere mathematisch beschreibbare Gegebenheiten, wodurch eine erweiterte Fehlerkorrektur möglich ist. Im Idealfall sind dann die natürlichen Quantisierungsfehler durch ein Messgerät und durch das Datenübertragungsprotokoll komplett kompensierbar und fallen letztendlich im Kalibrierplatz weg.

Untersucht werden die Abweichungen für bestimmte Sampleraten, Winkel und Frequenzen. In der Realität schwankt die Netzfrequenz aufgrund von wechselnden Lasten und Einspeisungen um maximal $\pm 2,5$ Hz bevor es zum Blackout kommt [15]. Im Normalbetrieb liegen Frequenzabweichungen von $\pm 0,2$ Hz vor. Es werden die Winkel in Centihertz-Schritten simuliert. Zu den relevanten Sampleraten zählen nach der IEC 61850 Werte von 80 SpP und 256 SpP und nach der IEC 61869, einer als Update der IEC 61850 gedachten Norm, für 50 Hz-Netzfrequenz Werte von 88 SpP und 288 SpP. In der neueren IEC 61869 sind die Sampleraten nicht direkt vorgegeben. Es werden nur zwei Werte der Abtastrate angegeben. Je nach Signalfrequenz im länderspezifischen Stromnetz entstehen daher unterschiedliche Sampleraten.

Tabelle 3-2: Sampleraten für 50 Hz und 60 Hz nach der IEC 61869

definierte Abtastraten [Sample pro Sekunde]	Samplerate bei:	
	50 Hz	60 Hz
4.800	96 SpP	80 SpP
14.400	288 SpP	240 SpP

Nun stellt sich die Frage nach der Idee hinter diesem Vorgehen. Eine persönliche Vermutung ist zum einen die Förderung des Technologieaustausches zwischen den Staaten mit 50 Hz und 60 Hz Stromnetzen durch eine einzelne frequenzunabhängige Norm. Zum zweiten ist die Frequenz in jedem Stromnetz nie konstant. Durch Leistungsschwankungen im Netz verändert sich die Frequenz um wenige Schwingungen pro Sekunde. Letztendlich läuft es bei beiden Überlegungen darauf hinaus, dass die Frequenz nie als konstant betrachtet werden kann. Durch die Festlegung der Abtastrate wird die SI-Einheit der Sekunde verwendet, und diese bleibt einheitlich. Für diese Arbeit werden die Sampleraten zur Generierung der Testsignale benötigt und der Tabelle 3-2 für eine Frequenz von $f = 50$ Hz entnommen.

Frequenz

Für die Simulation mit der Frequenz als Variable werden im ersten Schritt keine aussagekräftigen Simulationsergebnisse erwartet. Die Simulation wurde mit einer Schrittweite von 0,01 Hz bei einem Effektivwert von 10 kV und 0° Phase vorgenommen. Die Fourier Transformation in LabVIEW geht nach dem Prinzip vor, das Signal mit der Frequenz von 1 Hz als Grundwelle zu betrachten. Somit werden als Frequenzen im Spektrum nur die natürlichen Zahlen als Wert betrachtet. Und weil hier in feineren Schritten vorgegangen wird, sind die meisten Frequenzen nicht im Frequenzspektrum enthalten und die Simulationsergebnisse beziehen sich auf die am nächsten gelegene ganzzahlige Frequenz. Zur Verdeutlichung werden die Frequenzspektren für die ursprünglichen Signalfrequenzen von 48,6 Hz und 48,8 Hz simuliert und die Resultate dargestellt.

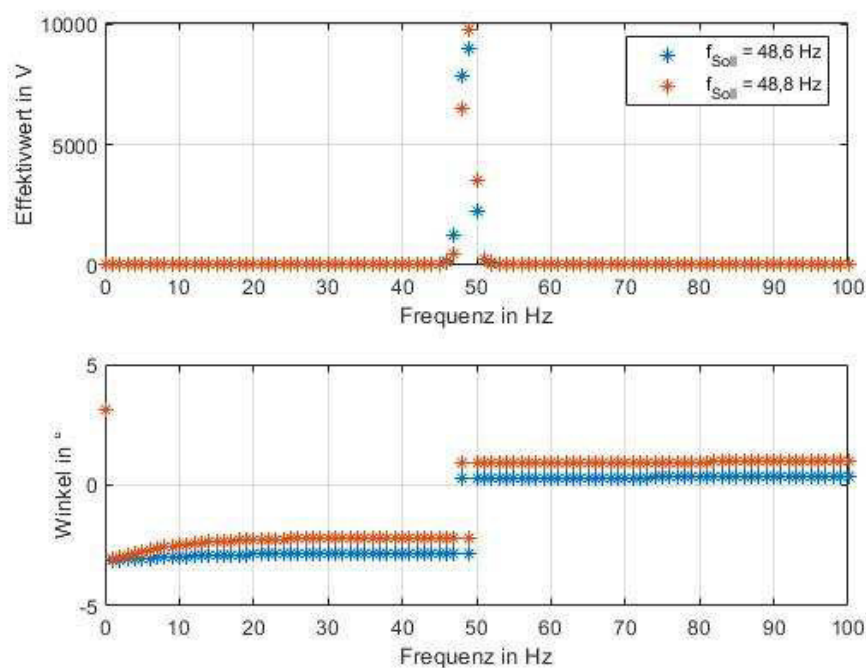


Abbildung 3-9: Frequenzspektrum der Fourier Transformation bei verschiedenen Signalfrequenzen

Es ist zu erkennen, dass beide Spitzenwerte bei den Effektivwerten bei einer Frequenz von 49 Hz liegen. Dieses entspräche gerundet den eigentlichen Sollwerten. Zudem lässt sich eine Art Glocke um die Sollwerte erahnen. Mit einer Parabel als Trendlinie wird dieses verdeutlicht. Die Maxima der Trendlinien befinden sich in etwa bei den eigentlichen Sollwerten. Eine Korrektur bei abweichenden Frequenzen wäre also denkbar.

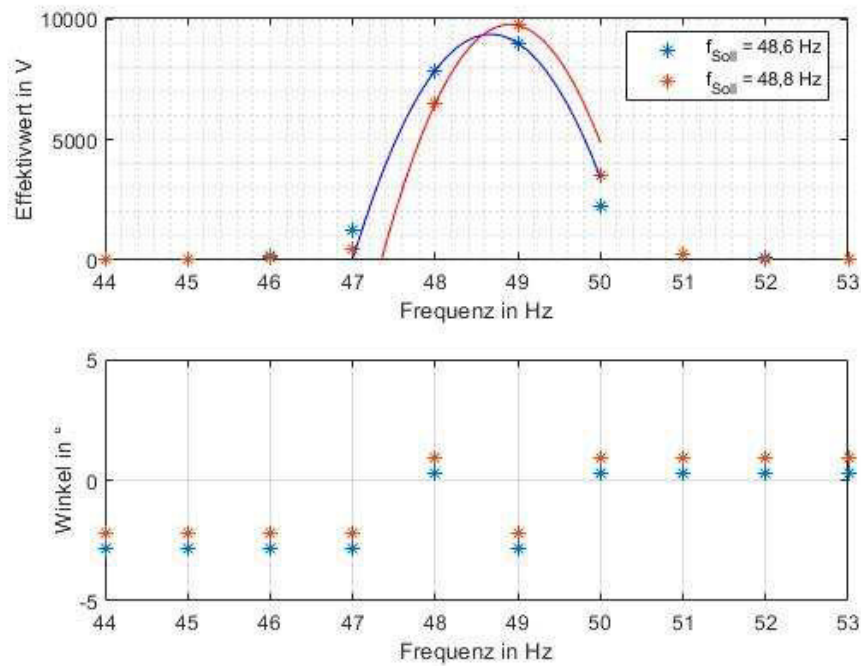


Abbildung 3-10: fokussiertes Frequenzspektrum mit eingefügten Trendlinien nach Abbildung 3-8

Zur allgemeinen Charakterisierung der Fehler bei abweichenden Frequenzen sind die Rahmenwerte für die Signalfrequenz zu definieren. Innerhalb der Europäischen Union geht man in den meisten Fällen von der konstanten Netzfrequenz von 50 Hz aus. Nach [15] ist dies jedoch nie der Fall. Die Abweichungen von den Sollfrequenzen sind in der folgenden Abbildung mit dem Effektivwert und der Phase dargestellt. Als Bezug zu realen Messwerten bedeuten $-10 \cdot 10^4 \text{ ppm} = -0,1$ bei 10 kV Bezugsspannung einen Fehler von -1 kV.

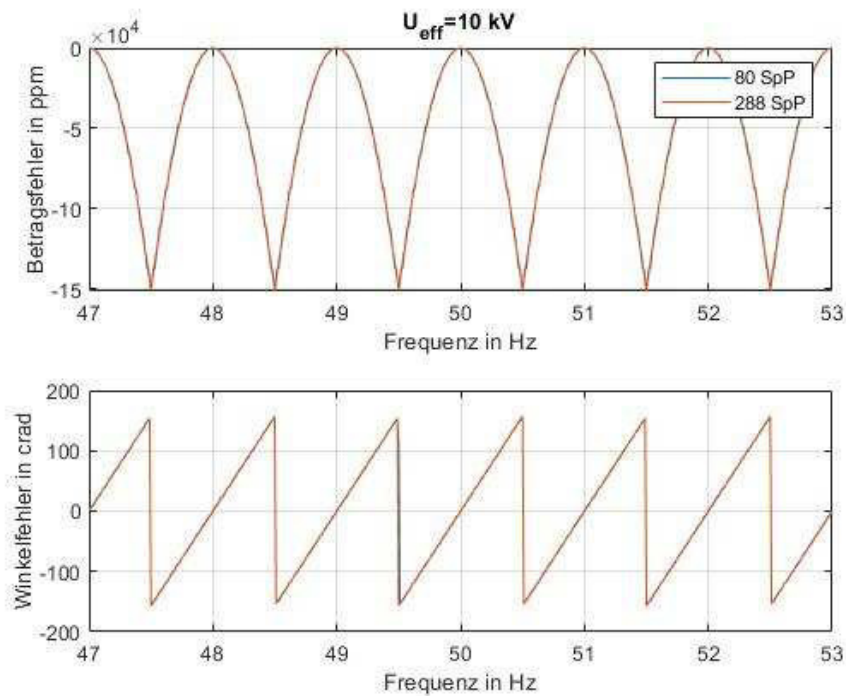


Abbildung 3-11: Abweichungen nach der Fourier Analyse bei variabler Frequenz

Es ist zu erkennen, dass die Simulationsergebnisse symmetrisch zu jeder in der Fourier Transformation berücksichtigten Frequenz verlaufen und relativ unabhängig von der Samplerate sind. Für Messgeräte, die hier eine feinere Frequenzauflösung haben, bedeutet dies, dass die Abweichungen dem entsprechend in kürzeren Intervallen auftreten.

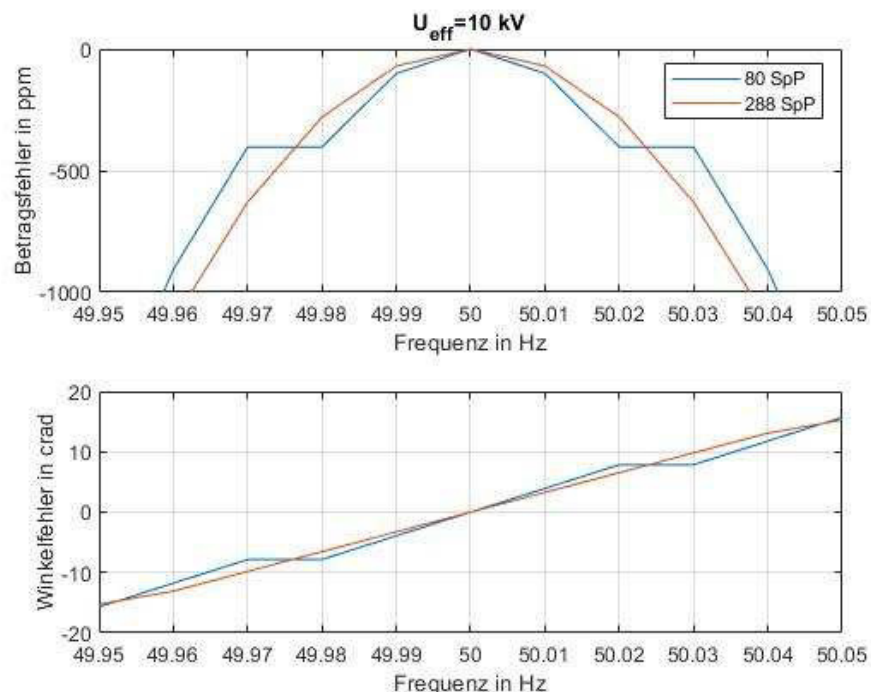


Abbildung 3-12: Abweichungen über der Frequenz innerhalb der Grenzen des "normalen"[15] Netzbetriebes

Durch eine höhere Samplerate ist das Symmetrieverhalten verbessert worden. Bereits bei kleinen Frequenzänderungen treten Phasenabweichungen bis zu mehreren Centirad auf.

Sampleraten und Winkel

Wie bereits des Öfteren erwähnt, ist in dieser Arbeit die Synchronisation innerhalb des Kalibrieplatzes ein zentrales Element. Dabei spielt besonders die Phasenlagen eine zentrale Rolle. Bei der Phase entstehen Fehler durch die Umformungen zwischen analogen und digitalen Signalen, den zeitlichen Verzögerungen durch die Leitungslängen der Datenübertragungen und auch durch die eigentliche Phasenlage des zu messenden Signals. Für eine geeignete Darstellung, der noch Informationen und Tendenzen entnommen werden können, werden erst einmal nur die Signalphasen von 0 ° bis 90 ° dargestellt.

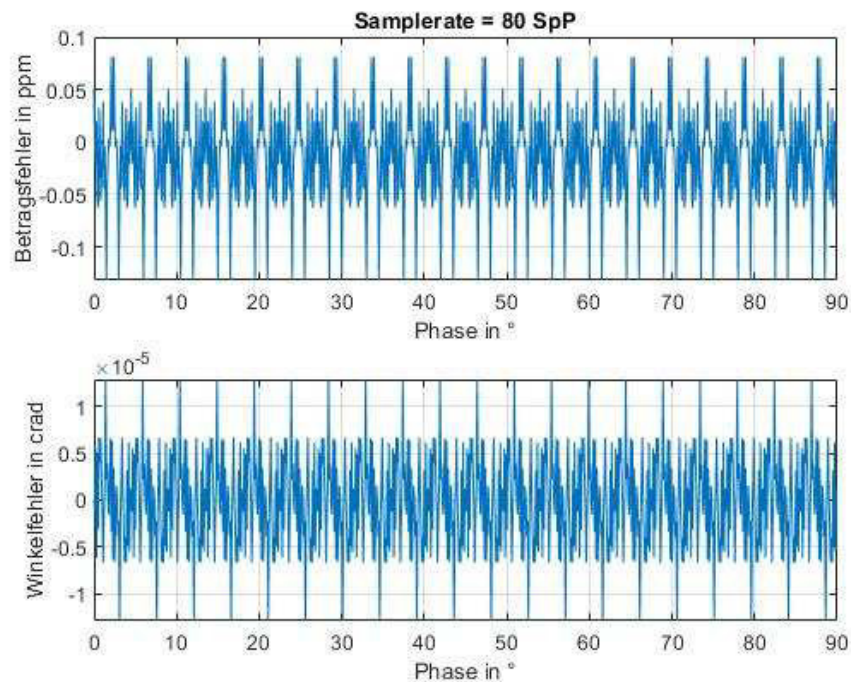


Abbildung 3-13: Darstellung der simulierten Betragfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 80 SpP

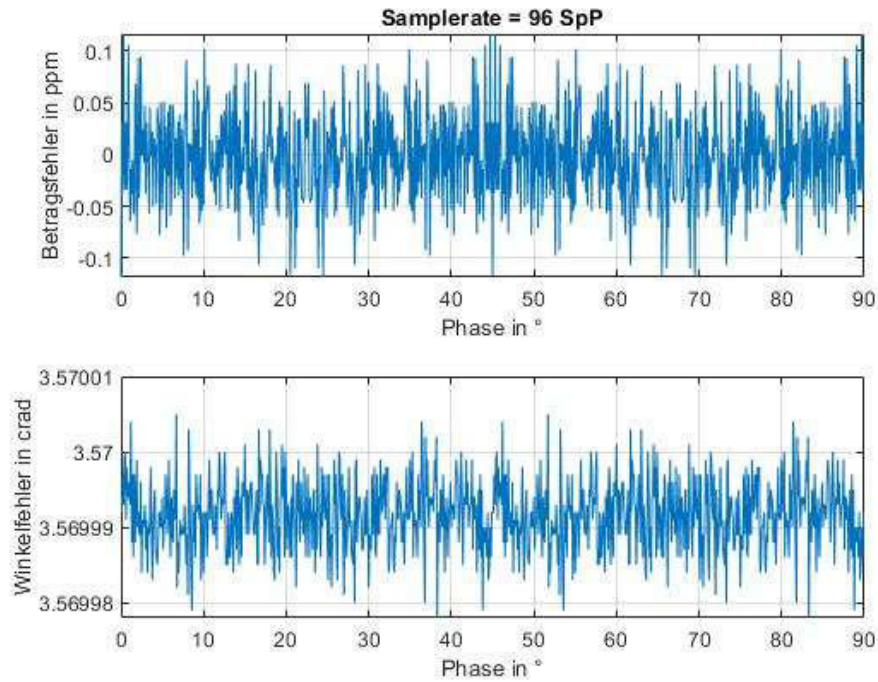


Abbildung 3-14: Darstellung der simulierten Betragfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 96 SpP

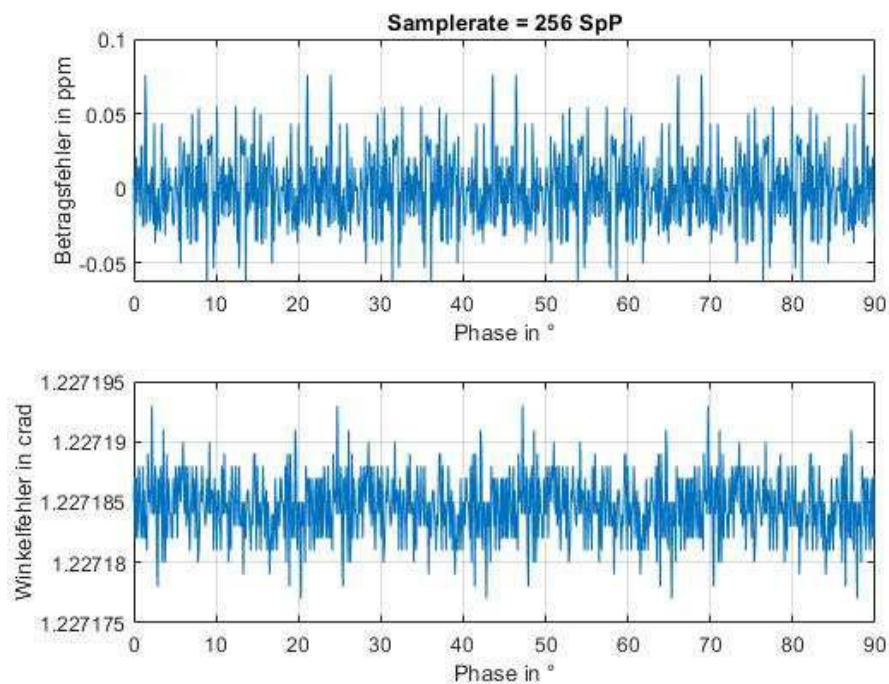


Abbildung 3-15: Darstellung der simulierten Betragfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 256 SpP

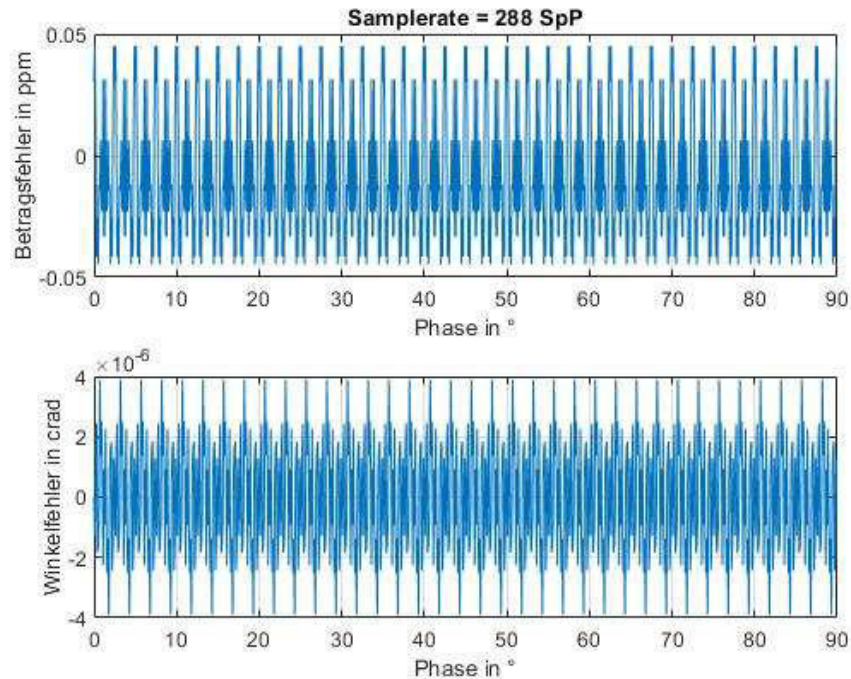


Abbildung 3-16: Darstellung der simulierten Betragsfehler und Winkelfehler über der Phase für ein ideales Signal mit einem Effektivwert von 10 kV und einer Samplerate von 288 SpP

Bei den Samplerten von 80 SpP und 288 SpP sind periodische Verläufe erkennbar. Bei 88 SpP und 256 SpP sind bei den Winkelfehlern eine grundlegende Abweichung von 3,56999 crad und 1,227185 crad festzustellen. Alle anderen Fehler haben keinen Offset. Zur weiteren Betrachtung der periodischen Verläufe wird jeweils ein kleinerer Phasenbereich dargestellt.

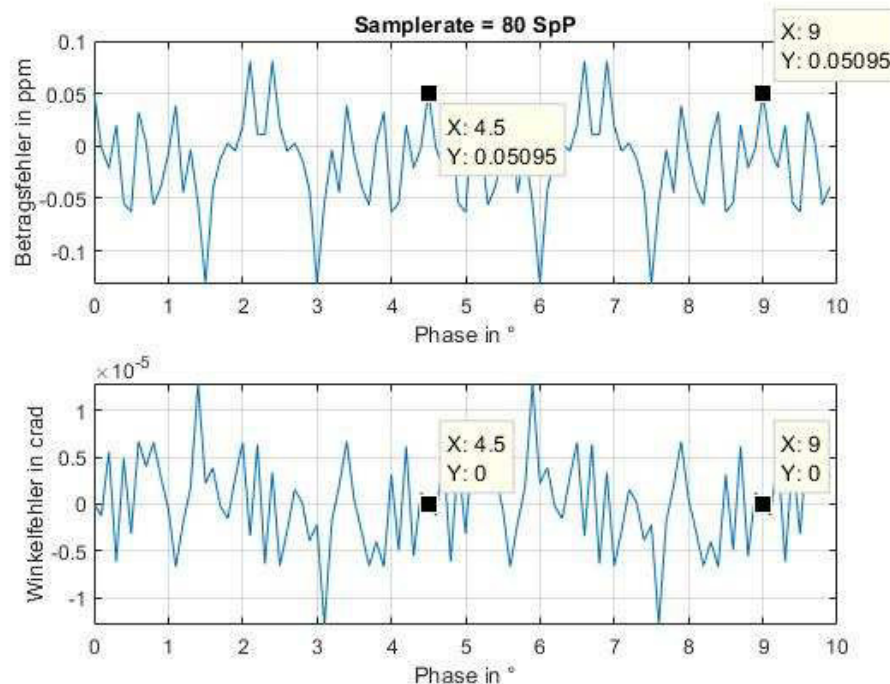


Abbildung 3-17: Darstellung der Periodizitäten der idealen Quantisierungsfehler bei einer Samplerate von 80 SpP

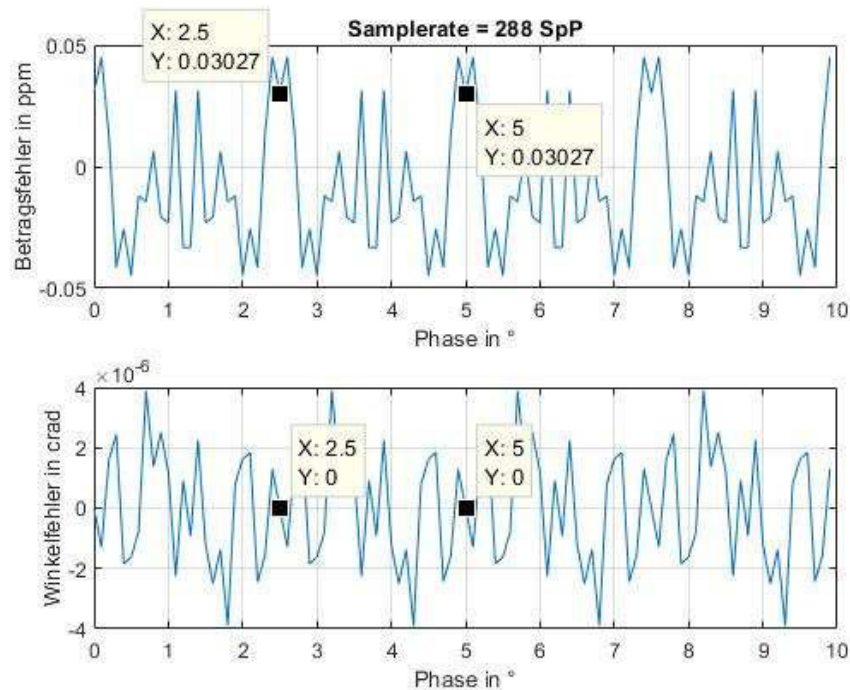


Abbildung 3-18: Darstellung der Periodizitäten der idealen Quantisierungsfehler bei einer Samplerate von 288 SpP

Alle $4,5^\circ$ wiederholen sich bei 80 SpP die Abweichungen des Betrages und der Phase. Diese Periodenweite stammt aus der Aufteilung einer ganzen Periode mit 360° auf die 80 Samples. Jedes Sample entspricht einem Schritt von $4,5^\circ$. In der Messreihe für eine Samplerate von 288 SpP ist eine Periodenweite von $2,5^\circ$ festgestellt worden, wobei der nun zu erwartende Wert bei $1,25^\circ$ liegen müsste. Dies liegt an der Schrittweite der Messreihe von $0,1^\circ$, wodurch der nötige Wert nicht dargestellt wird. Die Periodenweite von $1,25^\circ$ bei 288 SpP konnte aber ebenfalls bestätigt werden. Unter diesen Erkenntnissen werden die Sampleraten von 96 SpP und 256 SpP erneut betrachtet. Aus den 96 SpP resultiert ein Wert von $3,75^\circ$ pro Sample und aus den 256 SpP ein Wert von $1,40625^\circ$ pro Sample. Aufgrund der Messreihenschrittweite konnte auch diese Periodizität nicht erkannt werden. Die Existenz dieser Periodizität konnte jedoch mit einer weiteren Messreihe ebenfalls bestätigt werden.

Zur noch spezifischeren Untersuchung wird jeweils eine Periode mit der Schrittweite von $0,001^\circ$ erneut simuliert und in den folgenden Abbildungen dargestellt. Es ist dort zu erkennen, dass keine weiteren Regelmäßigkeiten vorzufinden sind.

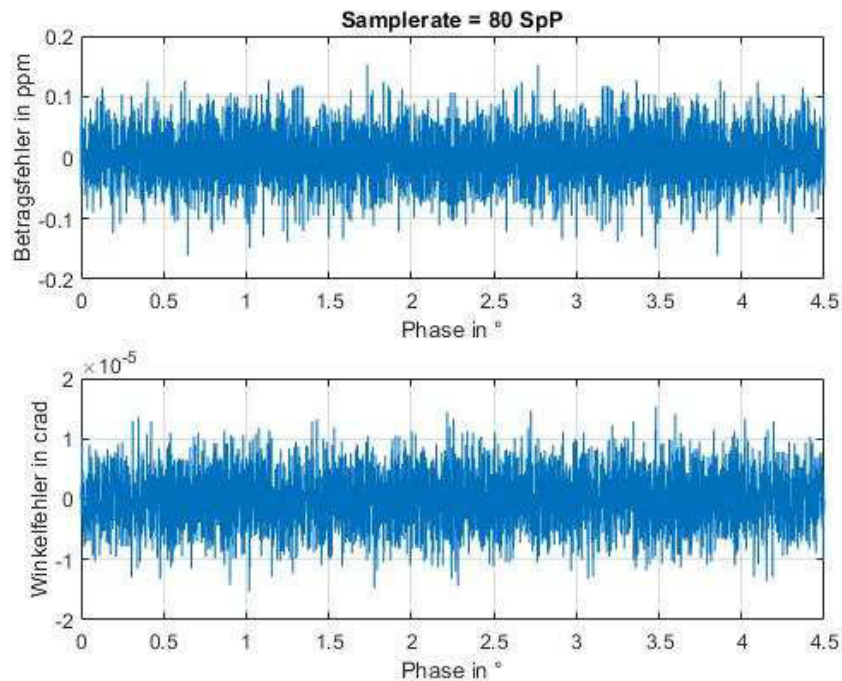


Abbildung 3-19: Darstellung der Abweichungen über eine Periodenweite von 4,5 ° bei 80 SpP

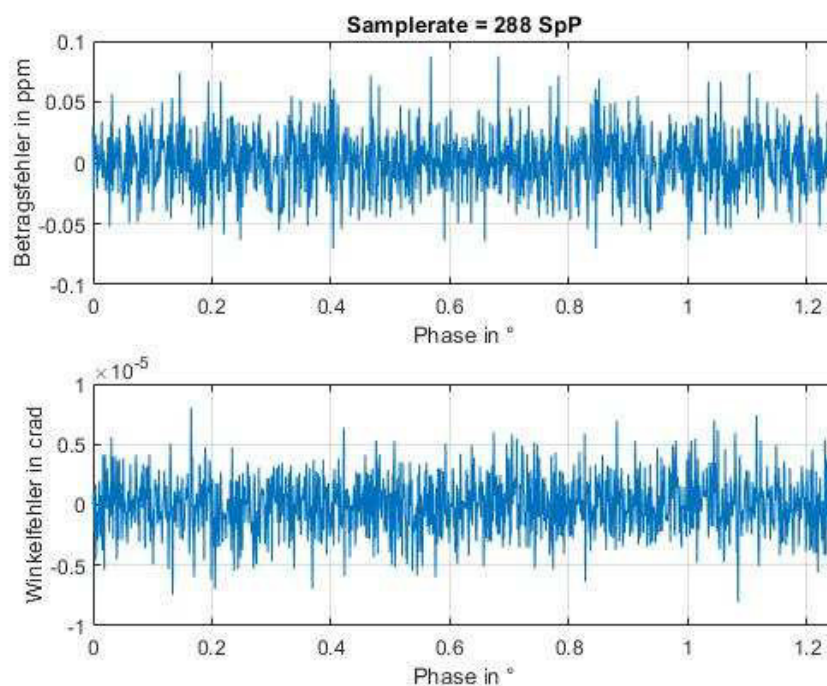


Abbildung 3-20: Darstellung der Abweichungen über eine Periodenweite von 1,25 ° bei 288 SpP

Zusammenfassend könnte man die hier gewonnenen Abweichungen in eine Funktion $f_{\text{Sollwerte}}$ (Istwerte) bringen. Durch die rauschähnliche Struktur der Abweichungskurven kann es jedoch passieren, dass keine Funktion erstellt werden kann, weil ein Istwert zu mehreren Sollwerten gehören kann und somit keine eindeutigen Ergebnisse liefert. Als Gesamtfazit lässt sich daher nur der Rahmen der Unsicherheiten aus den einzelnen Messreihen zusammenfassen und dieser dann in den Kalibrierplatz eingebracht werden. Die aus den Simulationen zu entnehmenden Unsicherheiten befinden sich in der folgenden Tabelle.

Tabelle 3-3: Zusammenfassung der abgeschätzten Unsicherheiten in Abhängigkeit der Phasenlage des Messsignals für die normierten Sampleraten

Norm	SAMPLERATE	Betragsfehler		Winkelfehler	
		Offset	Unsicherheitsband	Offset	Unsicherheitsband
IEC 61850	80 SpP	-0,025 ppm	±0,1 ppm	0 crad	±0,15 µrad
	256 SpP	0 ppm	±0,08 ppm	1,227185 crad	±0,1 µrad
IEC 61869	96 SpP	0 ppm	±0,12 ppm	3,56999 crad	±0,15 µrad
	288	0 ppm	±0,05 ppm	0 crad	±0,04 µrad

Bewertung der $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur

Im Folgenden wird nun die $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur betrachtet. Hier wird eine starke Reduzierung der Phasenabweichungen eines digitalen Stufensignals erwartet. Die folgende Abbildung zeigt die Fehler eines digitalisierten Sinussignals mit einem Effektivwert von 10 kV, einer Frequenz von 50 Hz und ohne Phasenverschiebung über der Samplerate.

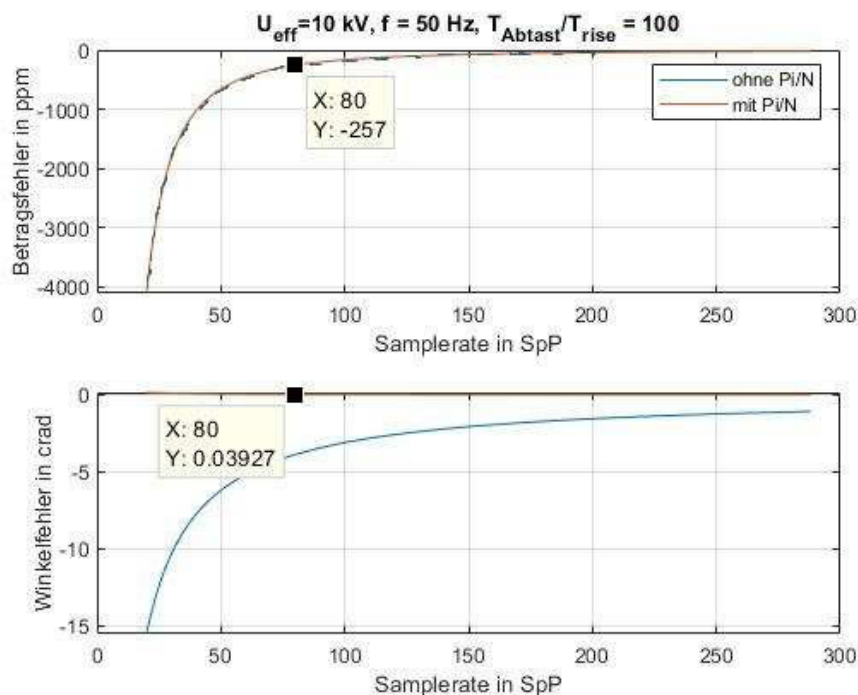


Abbildung 3-21: Winkelfehler und Betragsfehler mit und ohne der Pi/N Korrektur in Abhängigkeit der Samplerate

Die Abweichungen sind antiproportional zur Samplerate. Der Betragsfehler wird durch die Korrektur nicht beeinflusst. Der Winkelfehler wird durch die $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur um circa den Faktor 100 reduziert. Die Reduzierung stimmt mit dem Verhältnis der Zeitspanne einer Sampleabtastung T_{Abtast} zu der Anstiegszeit T_{rise} überein. Daraus ergibt sich die Schlussfolgerung, dass durch die $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur der Phasenfehler auf die Unsicherheit durch

die Anstiegszeit reduziert und die Stufenbildung an sich komplett korrigiert wurde. An zwei frei gewählten Sampleraten wird dieser Idee nachgegangen. Lässt sich die Vermutung bestätigen, so liegt bei der halben Anstiegszeit auch nur noch der halbe Phasenfehler vor.

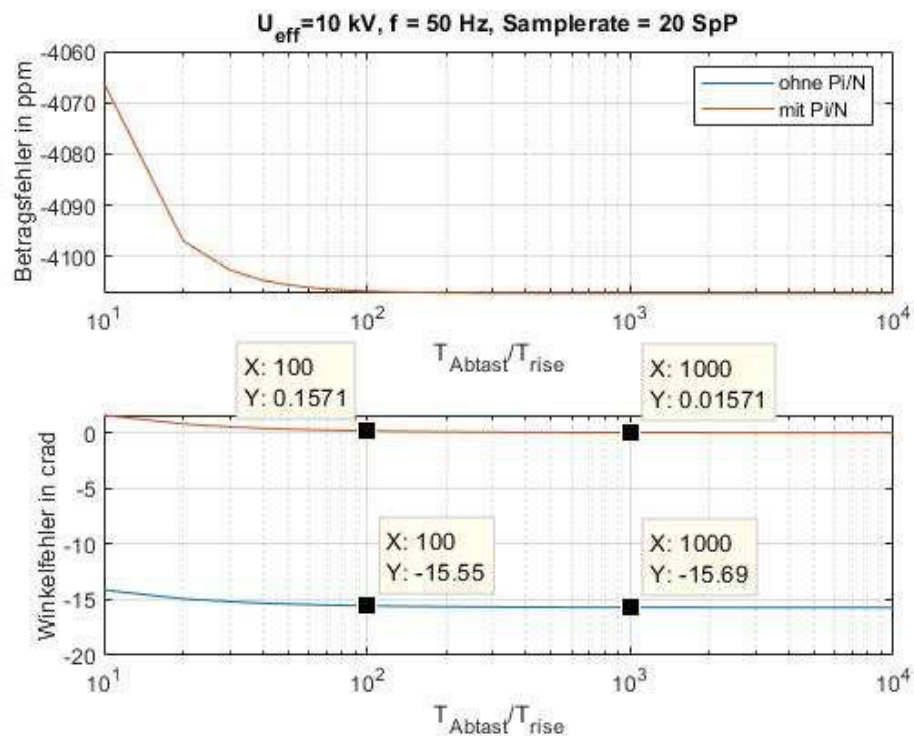


Abbildung 3-22: Abweichungen bei verschiedenen Anstiegszeiten bei einer Samplerate von 20 SpP

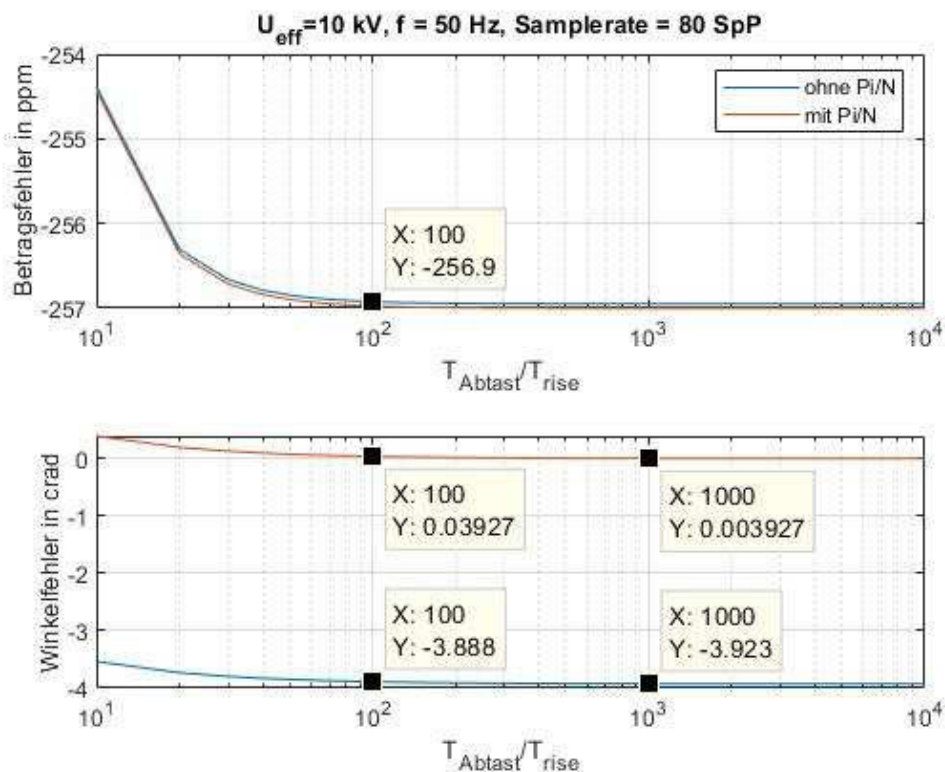


Abbildung 3-23: Abweichungen bei verschiedenen Anstiegszeiten bei einer Samplerate von 80 SpP

Die Vermutung konnte nicht bestätigt werden. Die Umwandlungen des ursprünglichen Signals bis nach der FFT führen bei der Phase zu weiteren Verschiebungen. Die $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur ist aber dennoch ein einfaches und effizientes Mittel zur Minimierung der Phasenfehler, weil die bestehenden Phasenfehler in der Realität als sehr klein erwartet werden. Zur Einordnung wird ein Signal mit der Frequenz von $f = 50 \text{ Hz}$ und eine Samplerate von 80 SpP angenommen. Es resultiert für die Abtastzeit $T_{\text{Abtast}} = 250 \text{ }\mu\text{s}$.

Zusammenfassung

Durch die undefinierbaren Abweichungen ist keine Fehlerkorrektur durch das Hinterlegen von Fehlerkurven und anschließender Gegenrechnung sinnvoll. Es empfiehlt sich eine direkt im eigenen Sampled Value Generator implementierte Fourier Analyse, um so die Eigenfehler des Generators unabhängig der Kurvenparameter zu erhalten.

4. Synchronisation analoger Kurvenformen auf die IEC 61850

4.1 Konzeptvorstellung der synchronisierten Kalibrierung

Bei der Erstellung eines Kalibrierverfahrens besteht das grundlegende Problem, dass die Prüftechnik selbst zusätzlich überprüft werden muss. Hierdurch besteht die Gefahr einer unendlich langen Kette an Prüfaufbauten, die wiederum von anderen Prüfaufbauten kontrolliert werden. Als Abhilfe werden daher mathematisch hochpräzise Messgeräte verwendet und in einem bestimmten Aspekt als ideal angenommen. Für die hier angestrebte Kalibrierung digitaler Messwandler ist das ein 24-Bit, 2Kanal A/D-Wandler (engl.: 24 Bit- Digitizer), welcher die Phasendifferenz zwischen zwei analogen Signalen genau ermitteln kann, und der Normalwandler (NIW), welcher keine Phasendrehung verursacht. Alle anderen Geräte müssen daher im Vorfeld einer genauen Einzeluntersuchung unterzogen werden.

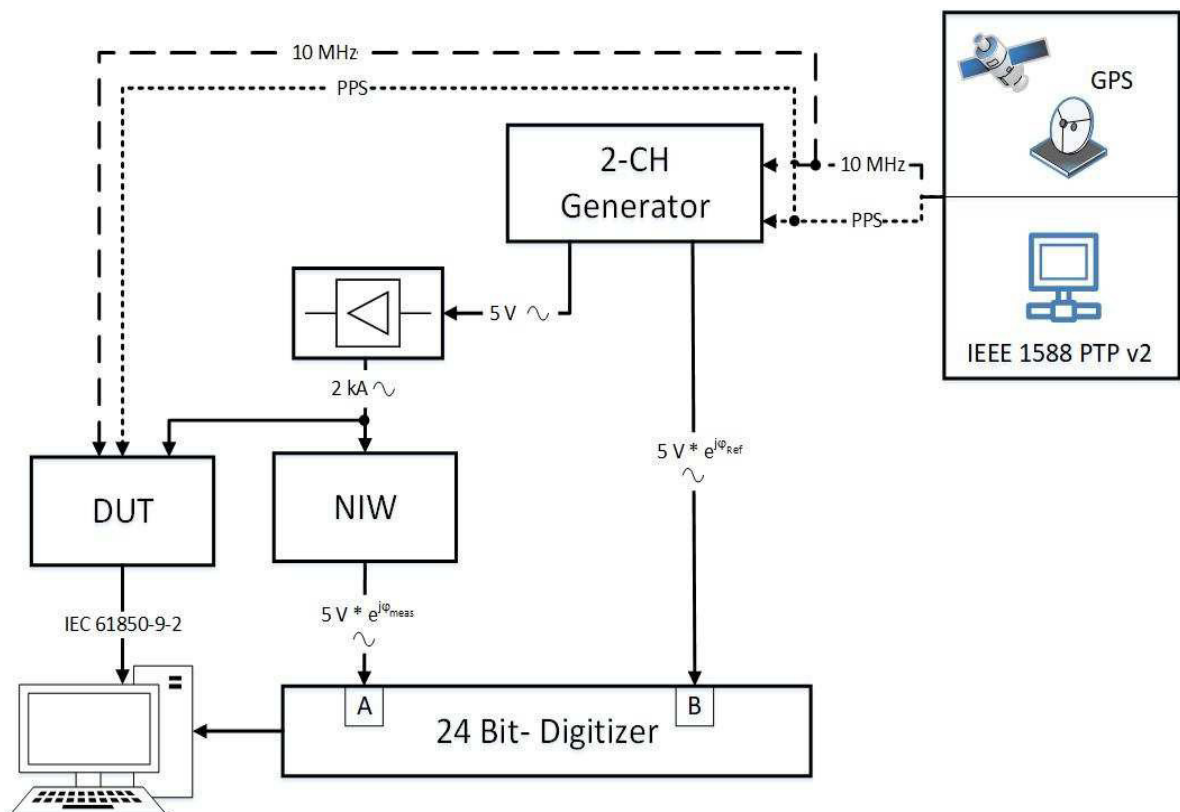


Abbildung 4-1: Prototyp eines Kalibriermessplatzes für nichtkonventionelle, digitale Messwandler [DUT], erneute Darstellung der Abbildung 1-3

Durch eine geeignete Quelle wird ein elektrisches 10 MHz Signal und ein PPS Signal bereitgestellt. Diese synchronisieren einen 2-Kanal-Signalgenerator und den zu kalibrierenden Messwandler (DUT). Der Signalgenerator sendet zwei Signale aus, deren Unsicherheiten und Fehler bekannt sind. Eines der beiden Signale wird verstärkt und dem DUT und einem Normalwandler zugeführt. Die Unsicherheiten des Normalwandlers sind ebenfalls bekannt. Ein 24 Bit- Digitalisierer misst die Phasendifferenz zwischen dem Ausgangssignal des Normalwandlers und dem Referenzkanal des Signalgenerators. Es wird ein hochpräziser Digitalisierer verwendet, bei dem die Differenzmessung als fehlerfrei angenommen wird. So lässt sich der Phasenfehler durch den Verstärker ermitteln, der auch

dem Messwandler zu entnehmen sein sollte. Durch die Digitalisierung und Übertragung mittels des 61850 Datenprotokolls entstehen weitere Fehler, die ebenfalls bekannt sein müssen. Zum Schluss lässt sich so der Phasenfehler durch das DUT messen. Das letztendliche Ziel dieses Aufbaus ist also die Feststellung der von dem DUT verursachten Abweichungen in der Phase. Wie bereits in der Einleitung erwähnt, wird eine gesamte Winkelunsicherheit von etwa 30 μrad angestrebt.

Die Basis des Aufbaus sind das PPS Signal und das 10 MHz Signal. Hier gilt es, die verschiedenen Quellen zu vergleichen und zu bewerten. Anschließend ist die Kontrolle des 2-CH Generators von Bedeutung, um letztendlich den Winkel φ_{ref} und seine Unsicherheit und Abweichung vom PPS Signal zu bestimmen. Mittels des Winkels wird letztendlich in einer Kalibrierung eines DUT der Winkel φ_{meas} durch den 24 Bit- Digitizer bestimmt. Die Differenz ist der von dem Verstärker verursachte Phasenfehler. Der Zeitversatz durch den 2-CH Generator und dem Verstärker werden bei der Untersuchung des DUTs mit einberechnet.

4.2 Erfassen der Referenzzeitsignale

4.2.1 Zusammenfassung der Optionen

Zu den präzisesten existierenden Uhren gehört die Atomuhr. Sie ist ein Teil der Basis jeder in Betracht kommenden Variante. Atome eines bestimmten Caesiumisotops werden mittels eines Mikrowellenfeldes angeregt, damit diese ihren energetischen Zustand ändern. Es gibt eine Frequenz des Mikrowellenfeldes, bei der die meisten Caesiumatome ihren energetischen Zustand ändern. Diese Frequenz liegt bei 9.192.631.770 Hz [12]. Eine Sekunde ist dann nach derselben Anzahl an Perioden erreicht.

Folgende Atomuhren stehen zurzeit zur Verfügung: Zum einem die Atomuhr „CS2“ der PTB und zum anderen die Atomuhren in den GPS Satelliten, die neben der Positionierung auch eine Zeitreferenz liefern können.

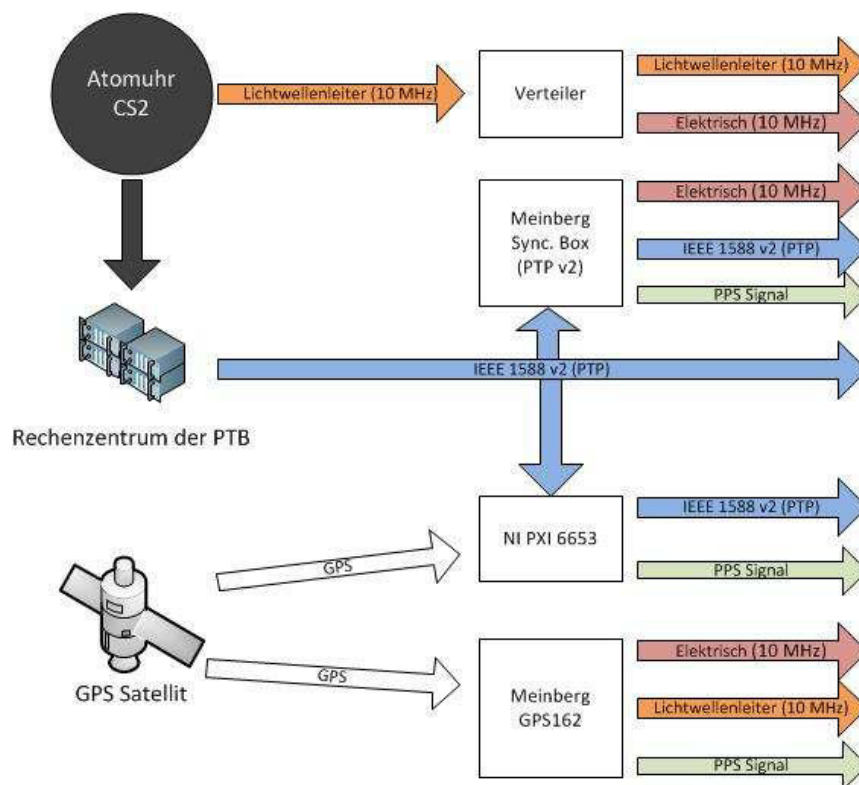


Abbildung 4-2: Übersicht über alle zur Verfügung stehenden Referenzzeitsignale

Für den Kalibrierplatz ist das elektrische 10 MHz Signal und das PPS Signal von Interesse. Die beiden anderen hier aufgeführten Signale werden nicht betrachtet, weil diese entweder noch nicht zur Verfügung stehen oder unzureichend zur Verfügung stehen oder weil diese nicht von den verwendeten Geräten verarbeitet werden können.

4.2.2 Untersuchung des elektrischen 10 MHz Signals

Als ein zentrales Synchronisationssignal besteht das über ein Netzwerk übertragene IEEE 1588 v2 Zeitsignal. Es gibt für diese Arbeit zwei Möglichkeiten, dieses Signal zu erhalten. Zum einen ist das ein Netzwerk von dem Rechenzentrum der PTB, welches die

Zeit von der betriebseigenen Caesium-Atomuhr erhält. Die zweite Möglichkeit ist das Empfangen und Umformen eines GPS Zeitsignals. Hierfür wurde eine GPS Antenne angeschafft. Während der Messungen waren durchgehend zwischen fünf und zehn Satelliten erreichbar. Ein Verbindungsabbruch an dieser Stelle wird ausgeschlossen. Das GPS Signal wird von dem NI PXI 6653 in das IEEE 1588 v2 Signal umgeformt.

Damit die Netzwerksignale verglichen werden können, wird die Meinberg Sync. Box verwendet. Wie in der folgenden Abbildung zu erkennen ist, erzeugt dieses Gerät aus dem derzeitigen Signal ein elektrisches Signal mit 10 MHz. Die dritte Variante des elektrischen 10 MHz Signals kommt über das Meinberg GPS162. Es wandelt das GPS Signal direkt in die gewünschte Signalform um.

Diese elektrischen Signale werden über eine Koaxialverbindung mit dem hochpräzisen Frequenzzähler Universal Counter 53131 von Hewlett Packard verbunden. Dieser Frequenzzähler benötigt eine 10 MHz Referenzfrequenz. Diese kommt von der Atomuhr der PTB und gelangt über einen Verteiler zum Gerät. Das Signal wird als ideal betrachtet. Die Messwerte werden mittels einer RS-232 Verbindung letztendlich an einen PC gesendet und gespeichert. Die folgende Abbildung visualisiert noch einmal die genannten Möglichkeiten.

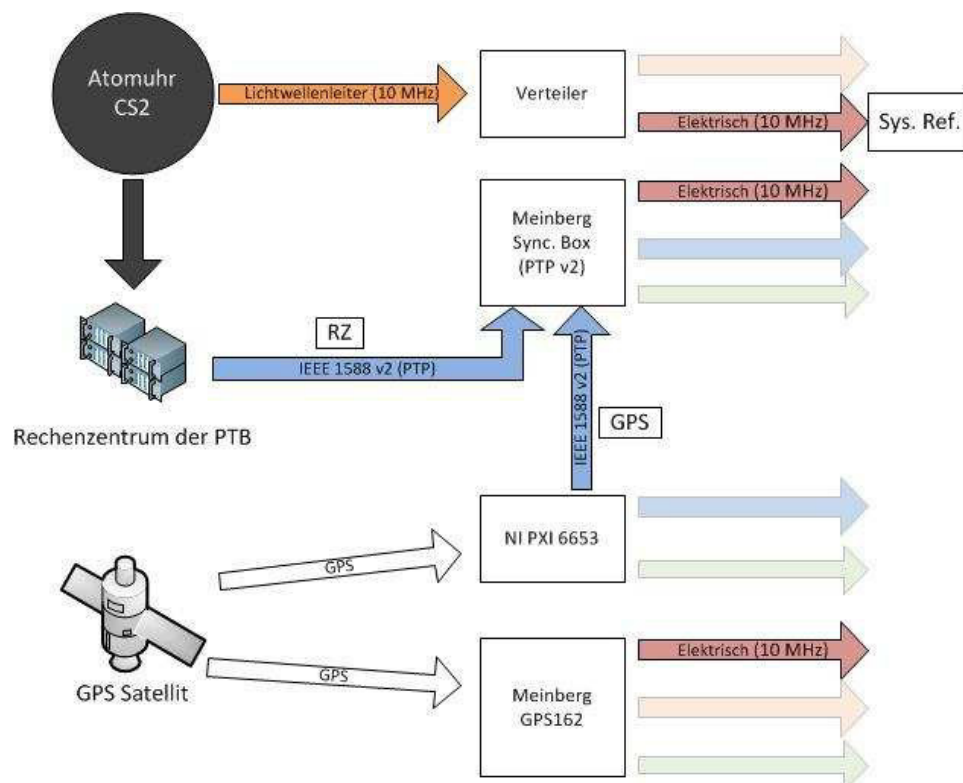


Abbildung 4-3: Ursprünge des 10 MHz Referenzsignals

Es wurde das Verhalten nach Gerätestart aufgezeichnet. So werden auch Startvorgänge erfasst und Messfehler durch zu frühes Messen können vermieden werden.

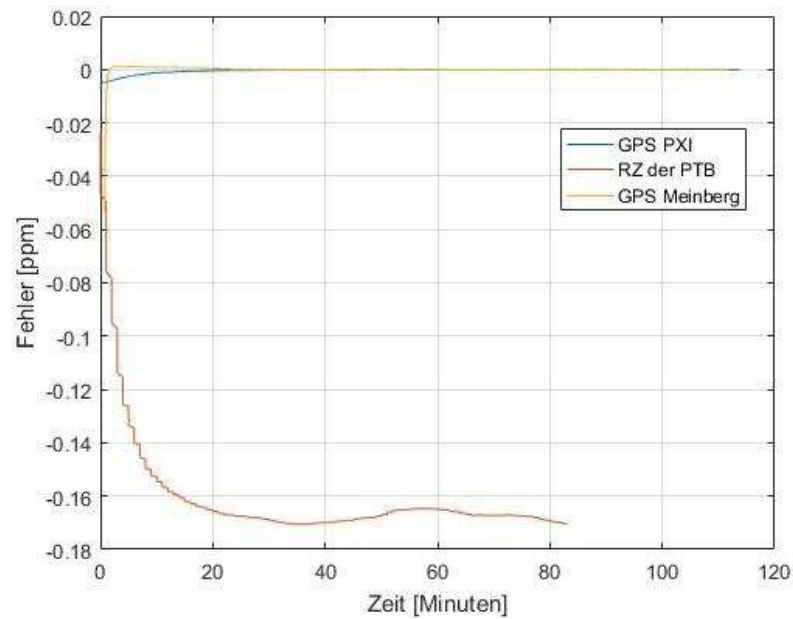


Abbildung 4-4: Differenz der 10 MHz Referenzsignale zur Systemreferenz in der Kurzzeitmessung

Die Annäherung der aus dem GPS Signal generierten 10 MHz Signalen an exakt 10 MHz erfolgt innerhalb von 15 Minuten. Die Annäherung an 10 MHz ist bei dem Meinberg GPS schon nach wenigen Minuten abgeschlossen. Die Abweichungen vom Rechenzentrum sind unerwartet. Es ist jedoch ein träges Einschwingverhalten möglich. Zur Überprüfung werden mehrere Stunden aufgezeichnet. Die Resultate befinden sich in der folgenden Abbildung.

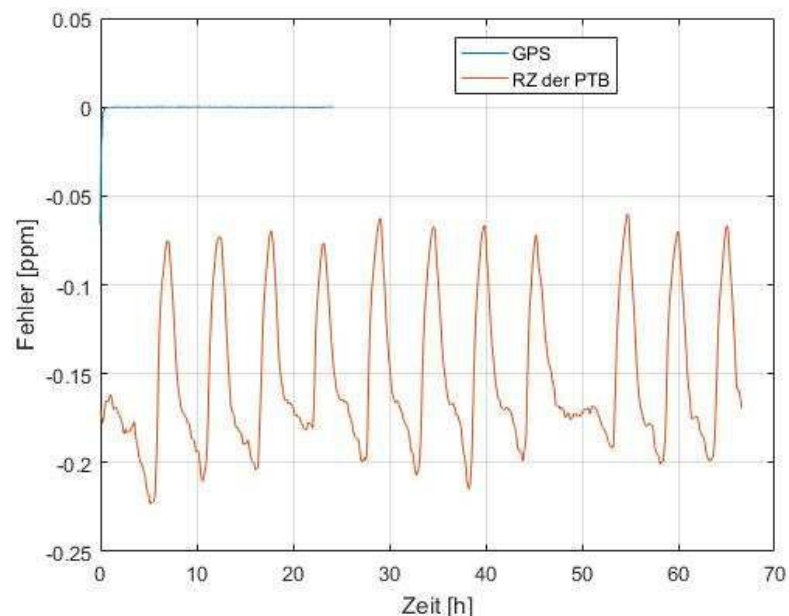


Abbildung 4-5: Differenz der 10 MHz Referenzsignale zur Systemreferenz in der Langzeitmessung

Die Vermutung des trägen Einschwingverhaltens bestätigt sich nicht. Das IEEE 1588 Zeitsignal des Rechenzentrums der PTB resultiert in einem metastabilen Schwingen des 10 MHz elektrischen Signals. Die maximale effektive Abweichung von um die -0,2 ppm, was bei 10 MHz einem Wert von 2 Hz entspricht, ist gering.

Als Fazit ist das Signal des Rechenzentrums der PTB als Referenzsignal ungeeignet. Die beiden Signale, die ihren Ursprung in den GPS Satelliten haben, sind geeignet und können als 10 MHz Referenzsignal verwendet werden.

4.1.3 Vergleich der Ursprünge der PPS Signale

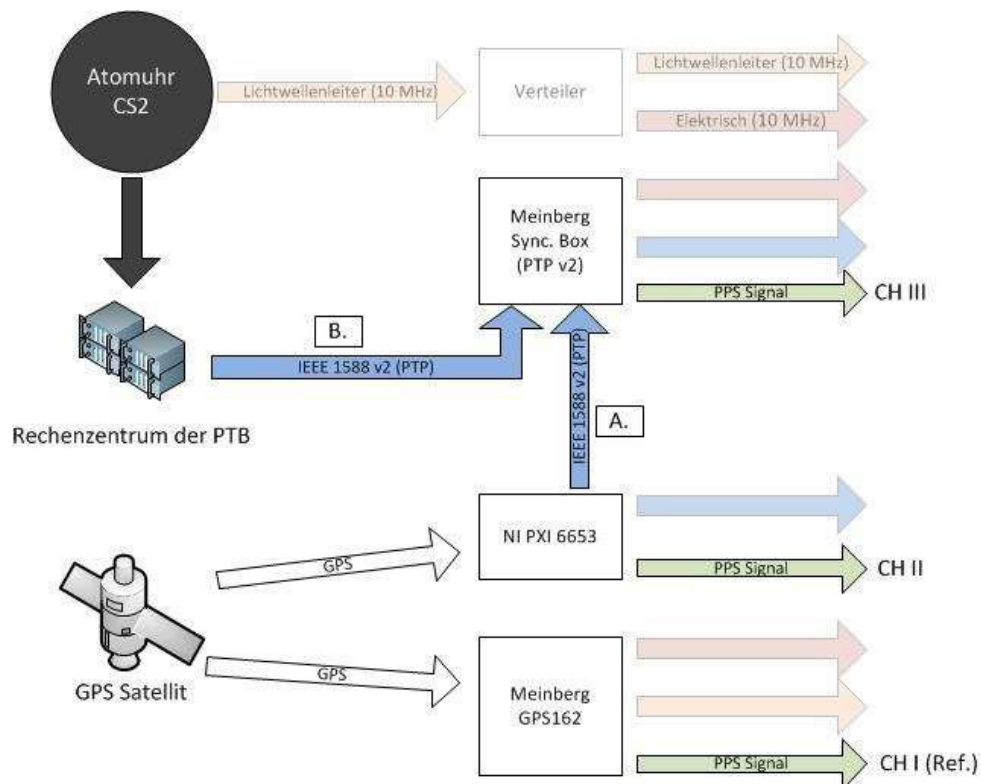


Abbildung 4-6: Ursprünge des Referenzsignals 1PPS

Eine Untersuchung nach Weg „B“ wurde vorerst ausgesetzt, weil die zu vergleichenden Signale keine Synchronität vorweisen können und die Atomuhr CS2 und das GPS Signal keine Abhängigkeit voneinander haben. Nach Weg „A“ in Abbildung 4-6 konnten keine gleichbleibenden Verzögerungen zwischen den Signalen festgestellt werden. Die Messwerte sind der Tabelle A-2 im Anhang zu entnehmen.

4.3 Phasenverschiebungen am 2-Kanal Generator

4.3.1 Ziele und Bedingungen an den Signalgenerator

Durch diese Untersuchungen soll ermittelt werden, wie lange der Zeitversatz zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal ist. Als Eingangssignal ist hier ein PPS Signal zu verstehen und bei dem Ausgangssignal handelt es sich um die generierten Kurven des Signalgenerators. Weiterführend sollen die Unsicherheiten bekannt oder im Idealfall auch komplett kompensierbar sein.

Bei dem 2-Kanal-Signalgenerator handelt es sich um den 33500B von Agilent. Zu untersuchen ist dessen Nutzbarkeit für den Kalibrierplatz. Dafür muss die Ausgabe eines frei programmierbaren Stufensignals auf beiden Kanälen möglich sein. Es dient der genaueren Phasenbestimmung eben dieses Signals. Als Beispiel sei eine ideale Sinuskurve als Vergleich vorhanden. Mit einem Oszilloskop kann bei dieser idealen Sinuskurve kein exakter Nulldurchgang bestimmt werden, weil im Messbereich von wenigen Nanosekunden eine Gerade auf der x-Achse dargestellt werden würde oder als Alternative ein verrauschtes Signal durch die niedrige Skalierung der Amplitude abgebildet wird. Durch die Stufenübergänge digitaler Systeme ist der Nulldurchgang jedoch deutlich präziser bestimmbar. Die folgende Abbildung zeigt eben diesen Unterschied. Das digitalisierte Signal ist in grün dargestellt und das gelbe Signal ist die analoge Sinuskurve. Man achte auf die Zeiteinteilung von 200 ns/div und die verschiedenen Skalierungen der Spannungssignale. Eine Messunsicherheit von ± 10 ns bleibt durch die Flanke des Signalgenerators bestehen.

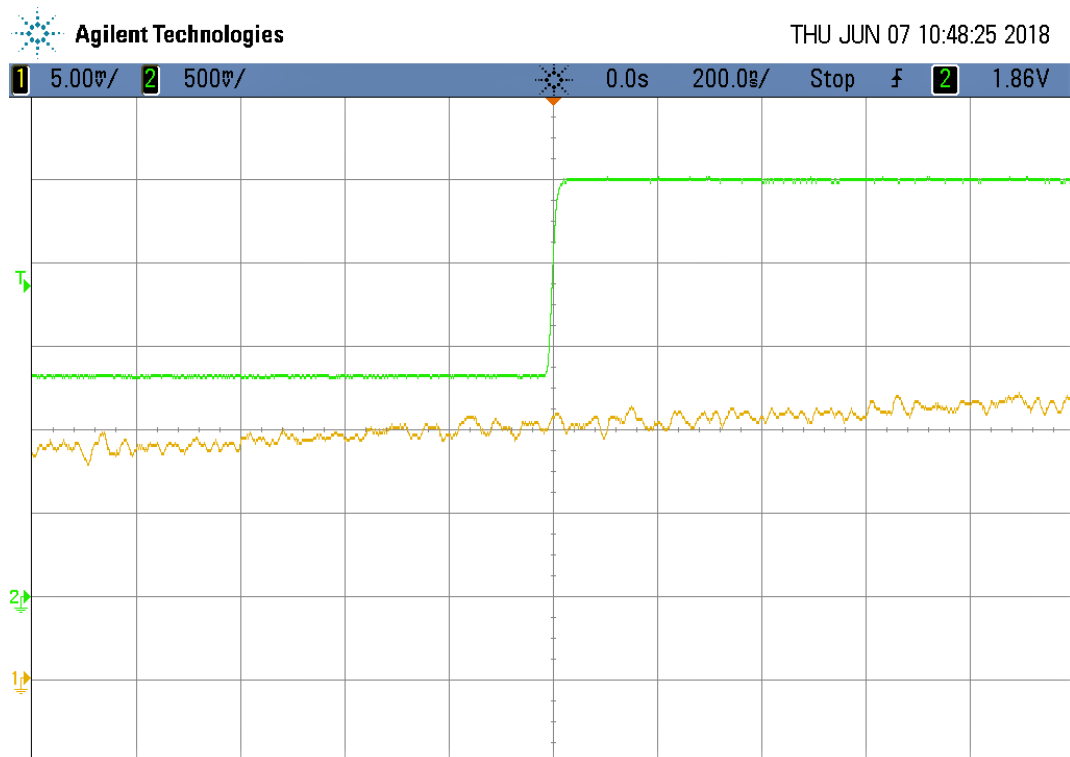


Abbildung 4-7: Verdeutlichung der Vorteile digitaler Signale gegenüber analogen Kurven in Bezug auf die Phasenbestimmung

Auch die Verwendung der externen Referenzsignale von 10 MHz und 1 PPS als Taktgeber muss möglich sein. Unter dem Aspekt der Synchronisation ist hierbei nicht nur eine geringer zeitliche Verzögerung, sondern die Konstanz und Wiederholbarkeit dieser Verzögerung durch den Generator wichtig, um den Phasenversatz korrigieren zu können.

4.3.2 Aufbau der Funktionalitätsmessungen

Für eine Bewertung des Agilent 33500B Signalgenerators wird ein weiterer Signalgenerator für die Generierung der beiden Referenzsignale oder auch Synchronisationssignale und ein 2-Kanal Oszilloskop verwendet. Die Verschaltung dieser Geräte ist in der folgenden Abbildung dargestellt.

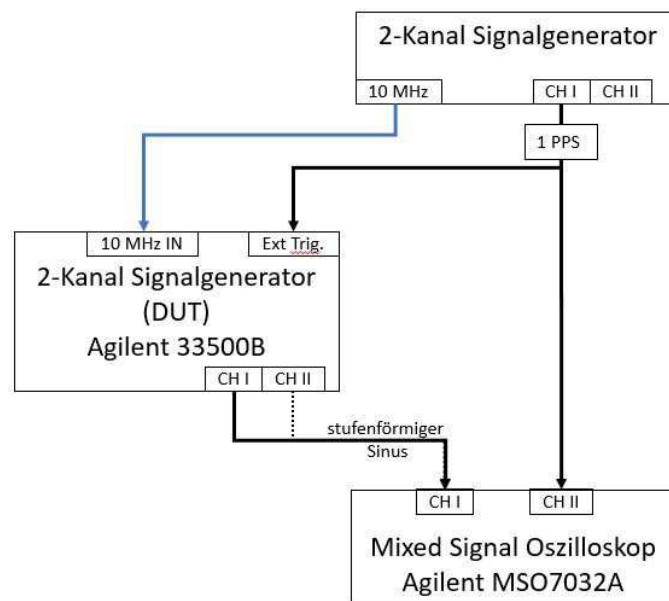


Abbildung 4-8: Messaufbau zur Untersuchung des 2-Kanal Signalgenerators Agilent 33500B

Zur Untersuchung des Signalgenerators abseits des eigentlichen Ortes wurde ein zweiter Signalgenerator zur Simulation der Referenzsignale herangezogen. Als ergänzender Signalgenerator wurde ein Siglent SDG1032X eingesetzt. Als grundlegende Kontrolle wurden dessen beiden Ausgangssignale separat mit dem Oszilloskop und mit dem bereits in Kapitel 4.2 verwendeten Universalzähler „Agilent Universal Counter 53131“ überprüft.

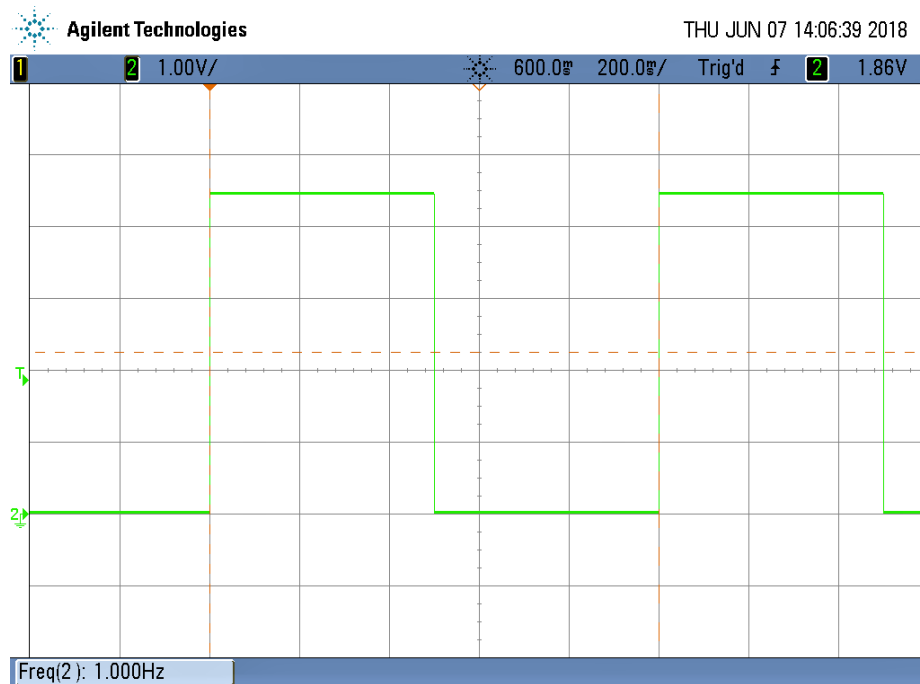


Abbildung 4-9: 1 PPS Signal des Siglent SDG1032X Signalgenerators

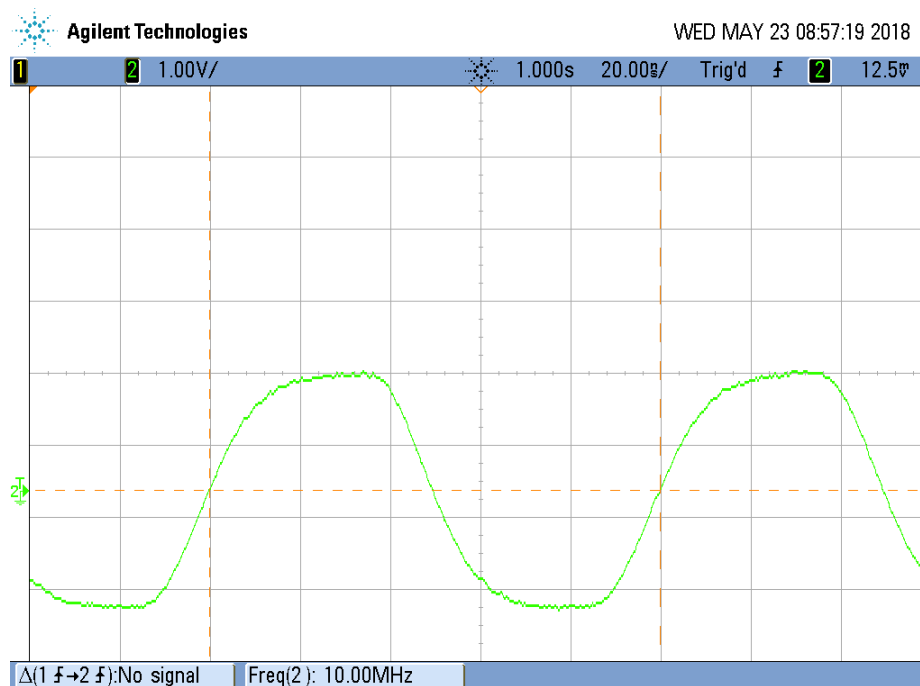


Abbildung 4-10: internes 10 MHz Signal des Siglent 1032X

Eine direkte Messung mit dem Universalzähler ergab bei den 10 MHz eine Frequenzabweichung von -45 ± 10 Hz. Dies ergibt eine Unsicherheit von circa 5 ppm und ist somit für die Messungen geeignet, weil die Priorität hier darin liegt, ob der Agilent Signalgenerator die Referenzsignale adäquat umsetzt. Die exakten 10 MHz für den Gesamtaufbau wurden zudem schon in den vorherigen Kapiteln bestimmt.

4.3.3 Untersuchung des 2-Kanal Signalgenerators Agilent 33500B

Für die Generierung einer Sinuskurve sind fünf Parameter nötig. Diese sind der Effektivwert U_{eff} , die Frequenz f , die Phase φ , die Samplerate N und der Offset O , wobei der Offset meistens nicht verwendet wird. Die Samples werden wie folgt berechnet. Die Variable i entspricht der Samplenummer.

$$f(i) = U_{\text{eff}} * \sqrt{2} * \sin\left(\frac{i * 360^\circ}{N} + \varphi\right) + O \quad \text{mit } i \in \mathbb{N} \quad (12)$$

Die drei wesentlichen Elemente der Untersuchung sind der Burst-Modus am Signalgenerator, das Startverhalten des Signalgenerators bei aktivem PPS Signal und der Einsatz der 10 MHz Synchronisation.

Burst-Modus:

Als Einstieg wird der Aufbau ohne die 10 MHz Synchronisation genommen, um den Aufbau so einfach wie möglich zu gestalten, grundlegende Fehler gegebenenfalls eingrenzen und Schritt für Schritt vorzugehen zu können. Außerdem lässt sich so später im Vergleich mit eingeschalteter 10 MHz Synchronisation dessen Funktionalität bestätigen.

Die Messungen ergaben einige wesentliche Erkenntnisse über den Generator und das Verhalten des Generators im „Burst“-Modus. Dieser Modus beinhaltet das durch eine externe Quelle getaktete Aussenden des vorprogrammierten Signals und ist daher elementar für die Synchronisation. Die externe Quelle ist hier das PPS Signal und dient als Startsignal für das dann eigenständige Abarbeiten des Signalgenerators. Hierbei ist darauf zu achten, dass der Signalgenerator nur die Anzahl an Schwingungen mit der PPS Flanke ausgibt, die innerhalb einer Sekunde auch ausgesendet werden können. Dieser Wert an ausgesendeten Perioden nach einer externen Flanke wird „Cycle Count“ genannt und ist, mit Ausnahme der Kontrollphase des Generators, gleich der Signalfrequenz. Für die Frequenz wird $f \in \mathbb{N}$ vorausgesetzt. Dadurch wird insgesamt erreicht, dass der Signalgenerator jede Sekunde mit dem PPS Signal neu getaktet wird und diesem nicht vorauseilt.

Startverhalten:

Zwei weitere Erkenntnisse beziehen sich auf das Startverhalten. Bevor das erste Startsignal – die steigende Flanke des PPS Signals – detektiert wird, nimmt sich der Generator den -1.ten Wert, schaltet dessen Betrag auf den Ausgang und wartet. Der -1.te Wert ist der letzte Sample der eigentlichen Wertetabelle, welche an den Generator übertragen wurde. Mit der Startflanke wird dann der 0.te Wert ausgegeben.

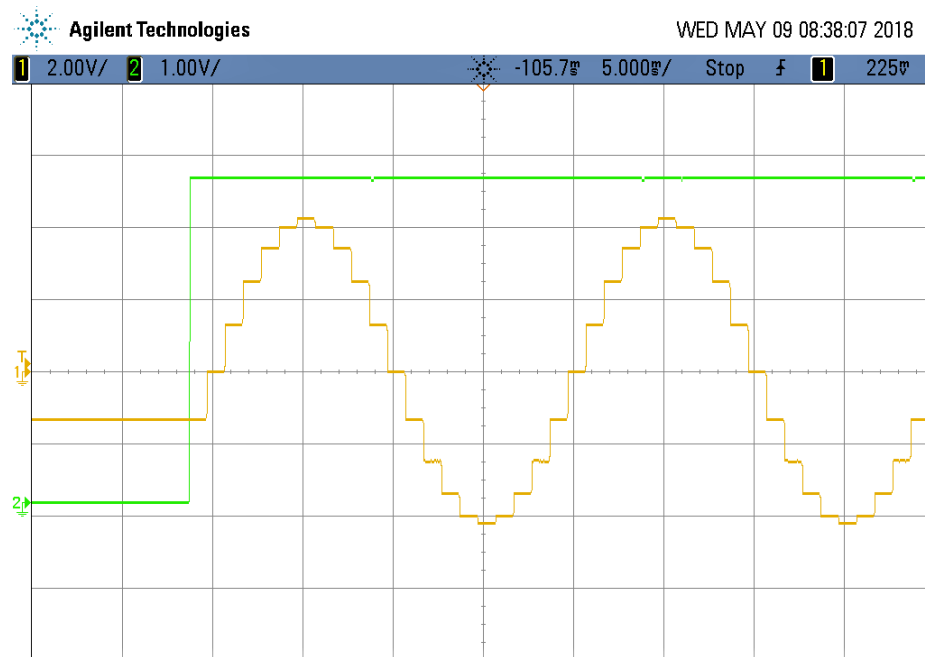


Abbildung 4-11: Startverhalten des Signalgenerators mit dem Warten auf die Flanke mit dem -1.ten Sample bei einem Signal mit der Phase von 0°

Problematisch sind hierbei die Folgen für den Kalibrierplatz. Der Generator gibt, während er auf die erste Startflanke wartet, eine konstante Spannung aus, die wiederum im Verstärker dementsprechend verarbeitet wird. Dies erhöht die Belastung der Geräte und somit den Verschleiß. Zur Kompensation kann das programmierte Signal um einen Sample verschoben werden, indem eine Phasenkorrektur bei der Signalberechnung durchgeführt wird. Die Phase wird dabei um den Winkel eines Samples verändert. Es gilt:

$$\varphi_{\text{korrektur}} = \frac{360^\circ}{N}$$

Unter der Bedingung, dass durch eine $\frac{\pi}{N}$ -Korrektur immer eine Phase ungleich Null vorliegt und bei hohen Samplerraten bis zu 2000 SpP die Abweichungen von einem Sample zum Nulldurchgang sehr klein ist, ist hier die Anpassung um einen Schritt optional. Die zweite Feststellung ist die Existenz einer Art Einschwingverhalten. Die Zeitversätze sind nicht konstant, sondern variieren in den ersten Sekunden. Die folgende Tabelle zeigt hierzu einige verdeutlichende Messwerte.

Tabelle 4-1: Messwertetabelle der Zeitverzögerungen durch den Signalgenerator Agilent 33500B nach Einschalten des PPS Signals

Frequenz f	Samplerate S	Zeitverzögerung bei 1.ter Flanke T ₁	Zeitverzögerung nach 3.ter Flanke T ₃	Dauer eines Samples T _{Sample}
50 Hz	20 SpP	970 µs	1000 µs	1000 µs
	40 SpP	485 µs	502 µs	500 µs
	60 SpP	323 µs	333 µs	333,3 µs
	200 SpP	97,2 µs	100 µs	100 µs
	500 SpP	39,1 µs	40,1 µs	40 µs
	1000 SpP	19,7 µs	20,1 µs	20 µs
	2000 SpP	9,94 µs	10,14 µs	10 µs
60 Hz	20 SpP	808 µs	832 µs	833,33 µs
	40 SpP	404 µs	416 µs	416,67 µs
	60 SpP	269 µs	277 µs	277,78 µs
	200 SpP	81 µs	83,4	83,33 µs
	500 SpP	32,8 µs	33,4 µs	33,33 µs
	1000 SpP	16,45 µs	16,8 µs	16,67 µs
	2000 SpP	8,32 µs	8,47 µs	8,33 µs
100 Hz	20 SpP	485 µs	500 µs	500 µs
	200 SpP	48,7 µs	50,1	50 µs
	2000 SpP	5,08	5,14	5 µs

Die Zeitversätze sind unabhängig von der 10MHz Synchronisation. Unerwarteterweise sind die Startverzögerungen mathematisch vorhersehbar und lassen sich wie in der folgenden Gleichung abschätzen. Der Index des Faktors K steht für die Nummer der PPS- Flanken nach dem Start.

$$T_{\text{Verzögerung}} = \frac{K_x}{f * S} \quad \text{mit } K_0 \sim 0,97 \text{ und } K_{1,2,3,\dots} \sim 1$$

Die Kurve um einen Schritt zu verschieben ist hier jetzt nicht mehr eine Option, sondern sinnvoll und effektiv. Mit einfachem Mitteln lässt sich so die Verzögerung durch den Signalgenerator bis in den Nanosekundenbereich kompensieren. Für das Verständnis wird hier erneut darauf hingewiesen, dass die Kurve nur durch Betragsänderungen der Samples verschoben werden kann, weil die Samples durch ihre Nummerierung einem fest definierten Zeitpunkt zugeordnet sind. Die Flanke des Stufensignals, die mit dieser Anpassung um einen „Schritt“ direkt bei der Flanke des PPS Signals liegt, gehört weiterhin zu dem letzten Sample der letzten Periode der vorangeschrittenen Burstausslösung.

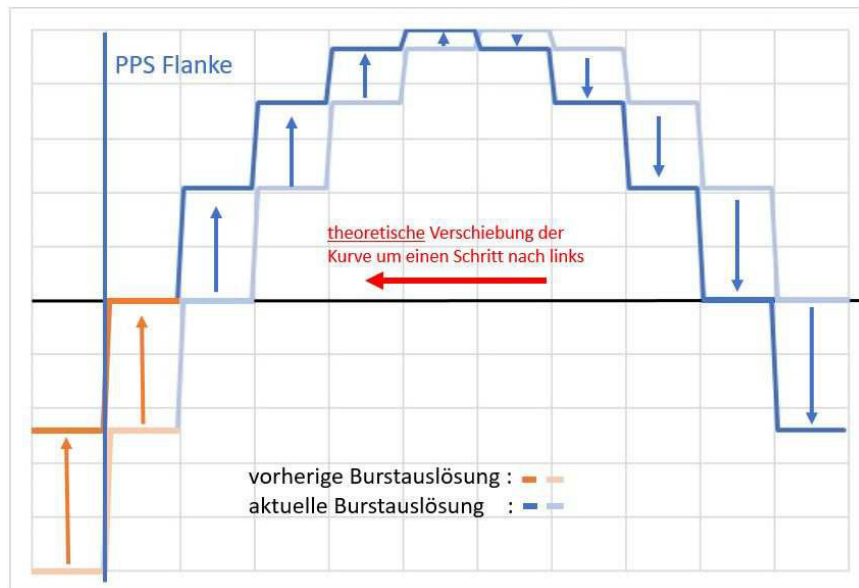


Abbildung 4-12: Veranschaulichung der Vorgehensweise der "+1 Step"-Korrektur

10 MHz Synchronisation

Der zweite wichtige Punkt in diesem Abschnitt ist der Einsatz der 10 MHz Synchronisation. Hierdurch soll vermieden werden, dass der Signalgenerator auch innerhalb jeder Sekunde mit dem PPS Signal synchron läuft und das PPS Signal nach einer Sekunde deutlich weniger korrigieren muss. Im Idealfall liegt eine doppelte Synchronisation vor. Ohne diesen Zusatz ist der Agilent Signalgenerator bei 50 Hz und einer Samplerate von 20 SpP mit jeder Periode um 100 ns schneller als das PPS Signal. Somit wird der zeitliche Versatz zwischen dem Stufensignal und dem PPS Referenzsignal mit jeder Periode größer.

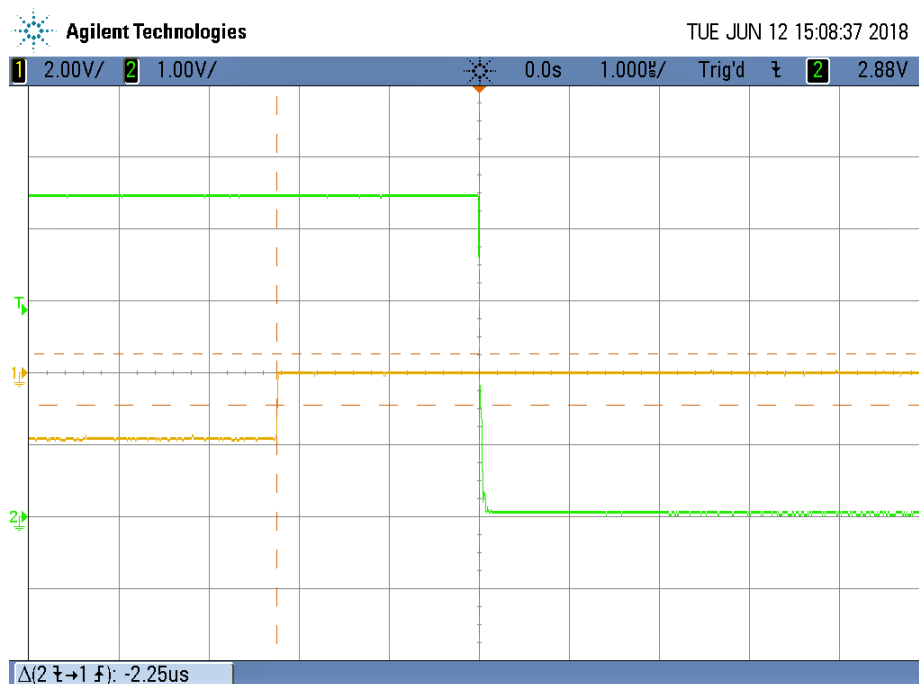


Abbildung 4-13: Zeitlicher Versatz zwischen dem Stufensignal und der 1PPS Referenz nach 25 Perioden bei 50 Hz und 20 SpP ohne 10 MHz Synchronisation

Nach den vollen 50 Perioden eilt der Signalgenerator dem 1 PPS Referenzsignal um circa $5 \mu\text{s}$ voraus. Durch die 10 MHz Synchronisation folgt der Signalgenerator dem PPS Signal um $147 \pm 2 \text{ ns}$, wie in der folgenden Abbildung zu erkennen ist.

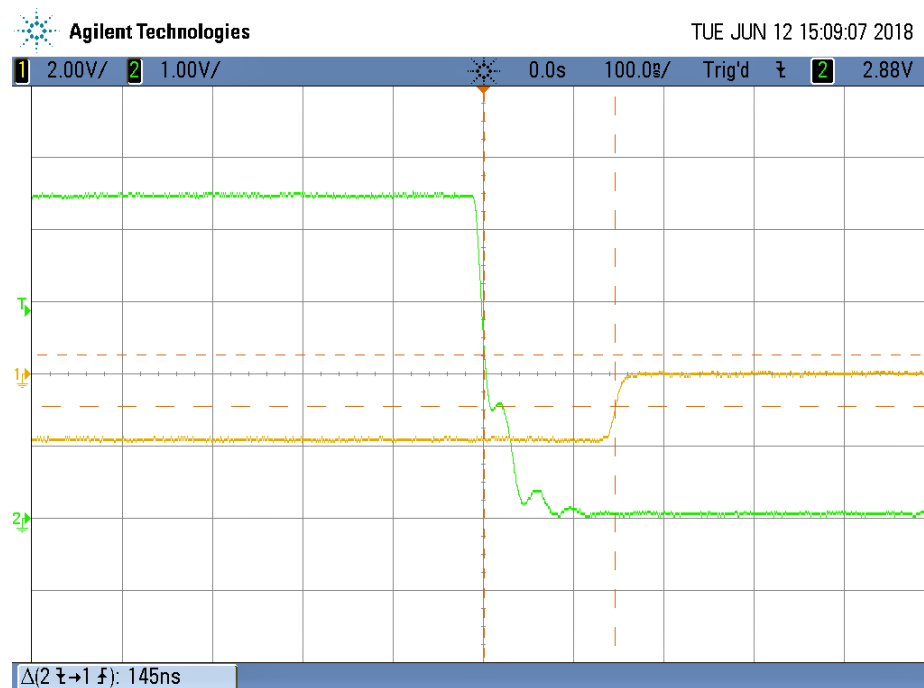


Abbildung 4-14: Verzögerungszeit durch den Agilent 33500B

Einzige Ausnahme ist hier die Flanke zum letzten Sample einer Burstausslösung. Dieses Sample beginnt bei der positiven PPS Flanke und eilt dieser $310 \pm 5 \text{ ns}$ voraus. Da dies jedoch der einzige Fall ist, bei dem dieses Phänomen auftritt, wird die Korrektur der Verzögerung von $+145 \text{ ns}$ vorgenommen.

Feinjustierung:

Die Feinjustierung ist die Erweiterung zu der „+1-Step“ Anpassung. Ihre Realisierung ist minimalistisch und beschreibt vorerst nur die nach dem Oszilloskop exakte Einstellung für eine Amplitude von 5 V.

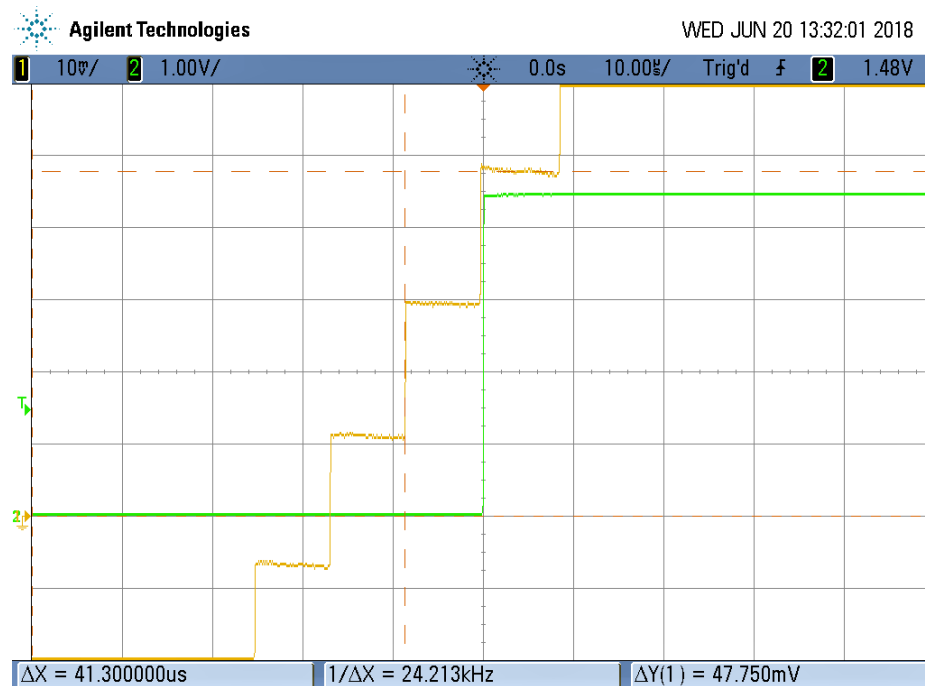


Abbildung 4-15: Nulldurchgang des Stufensignals bei 60 Hz, 2.000 SpP und mit aktiver "+1Step" Anpassung im Bezug zum 1PPS Signal (grün)

Die Feinjustierung (engl.: fine adjustment) wurde für für 50 Hz und für 60 Hz implementiert. Für diese Anpassung wurden jeweils Winkelkonstanten ermittelt, die in der Phasenkorrektur mit eingebracht werden. Diese Konstanten sind:

$$\varphi_{\text{fadjust_50Hz}} = -0,01^\circ$$

$$\varphi_{\text{fadjust_60Hz}} = -0,48^\circ$$

Die Feinjustierung für andere Amplituden wurde aufgrund fehlender Relevanz und nicht berücksichtigter Messunsicherheiten eingestellt und bleibt vorerst deaktiviert.

4.3.4 Benutzeroberfläche der finalen Software zur Programmierung des Agilent 33500B Signalgenerators

Aus Sicht des Anwenders gibt es zwei Ebenen. Zum einen ist das die zentrale Oberfläche mit den allgemeinen Einstellungen und den beiden Kanälen in jeweils einem Tab und zum anderen die Einstellung der Phasenkorrekturen. Es ist zu erwähnen, dass es sich hierbei um die Startversion handelt und die Bedienung viele Einstellungen hergibt, die zum Testen und zur Darstellung der Resultate dienen. In einer geplanten Anpassung werden die beiden Kanäle noch mehr zusammengefasst und die einstellbaren Optionen stark reduziert.

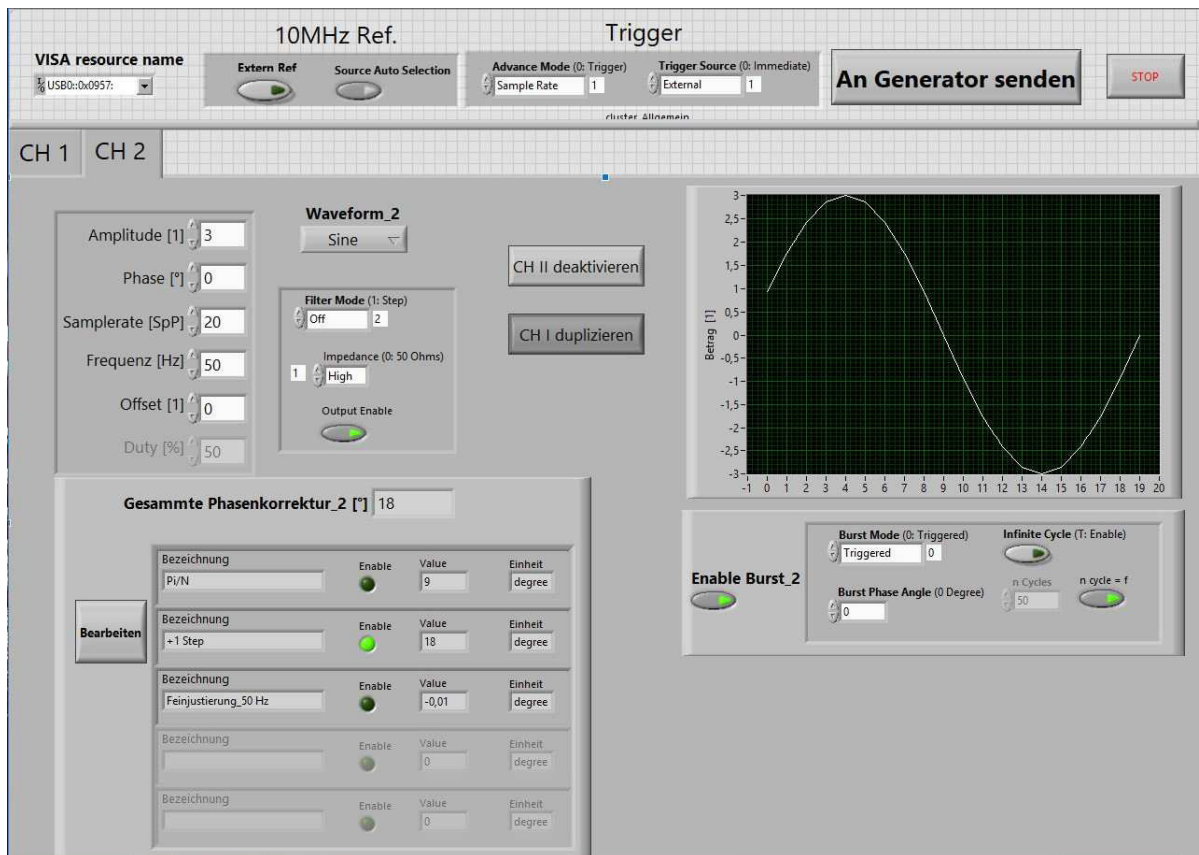


Abbildung 4-16: Zentrale Bedienoberfläche mit den allgemeinen Generatoreinstellungen (oben) und den beiden Tabs zu den jeweiligen Kanälen (unten)

In der oberen Zeile sind die allgemeinen Informationen zum Signalgenerator einzustellen. Dies sind der USB-Anschluss in dem „VISA resource name“, die Einstellungen der 10 MHz Synchronisation und die Triggeroptionen. Die beiden Tabs für die Ausgangskanäle im unteren Teil sind identisch aufgebaut. Auf der linken Seite sind die Parameter des Ausgangssignals über der Anzeige der eingestellten Phasenkorrekturen. Auf der rechten Seite befindet sich das Ausgangssignal als Vorschau und die Einstellungen zum Burst-Modus. Die Phasenkorrekturen lassen sich über den Button „Bearbeiten“ links neben der Liste einstellen. Der zweite Kanal lässt sich zusätzlich noch deaktivieren oder kann die identischen Werte des ersten Kanals annehmen. Dazu dienen die Buttons in der Mitte.

Die Phasenkorrekturen unterscheiden sich in Standardkorrekturen und Nicht-Standardkorrekturen. Standardisierte Korrekturen sind im Moment nur die $\frac{\pi}{N}$ Korrektur, die „+1 Step“ Korrektur und die frequenzabhängige Feinjustierung. Durch den Button „Korrekturen übernehmen“ werden die Einstellungen übernommen und dieses Fenster schließt sich.

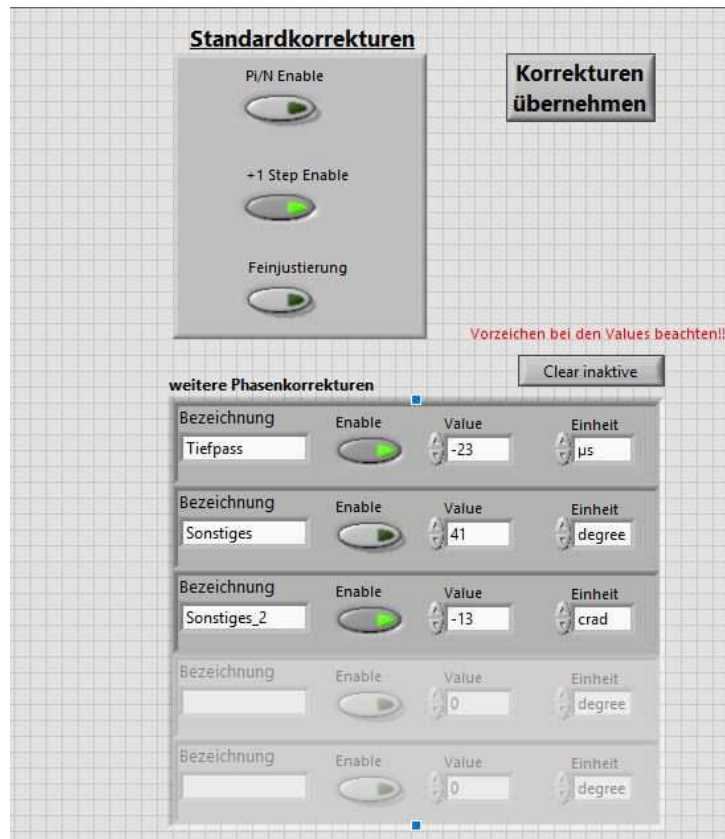


Abbildung 4-17: Benutzeroberfläche zur Einstellung verschiedener Phasenkorrekturen

Als Abschluss dieses Kapitels werden noch einige Bedienerhinweise gegeben, die sich im Verlauf der Testserien und der Erprobung als hilfreich erwiesen haben. Bei den Einstellungen zum Burst empfiehlt es sich, einige Grundeinstellungen nicht zu verändern. Vorerst sollten der „Burst Mode“ und der „burst phase Angle“ nicht verändert werden. Außerdem müssen bei dem 10 MHz Referenzsignal keine Änderungen vorgenommen werden. Durch die „Source Auto Selection“ wird bei anliegenden, externen 10 MHz automatisch dieses Signal verwendet.

4.3.5 Verifizierung der Entwicklungen

Als Verifizierung der Resultate wird der Signalgenerator in das bereits verwendete Kalibriersystem eingebaut. Es werden nahezu identische Ergebnisse erwartet. Der Umbau des bestehenden Kalibriersystems erfolgt wie in der Abbildung 4-18 in blau dargestellt.

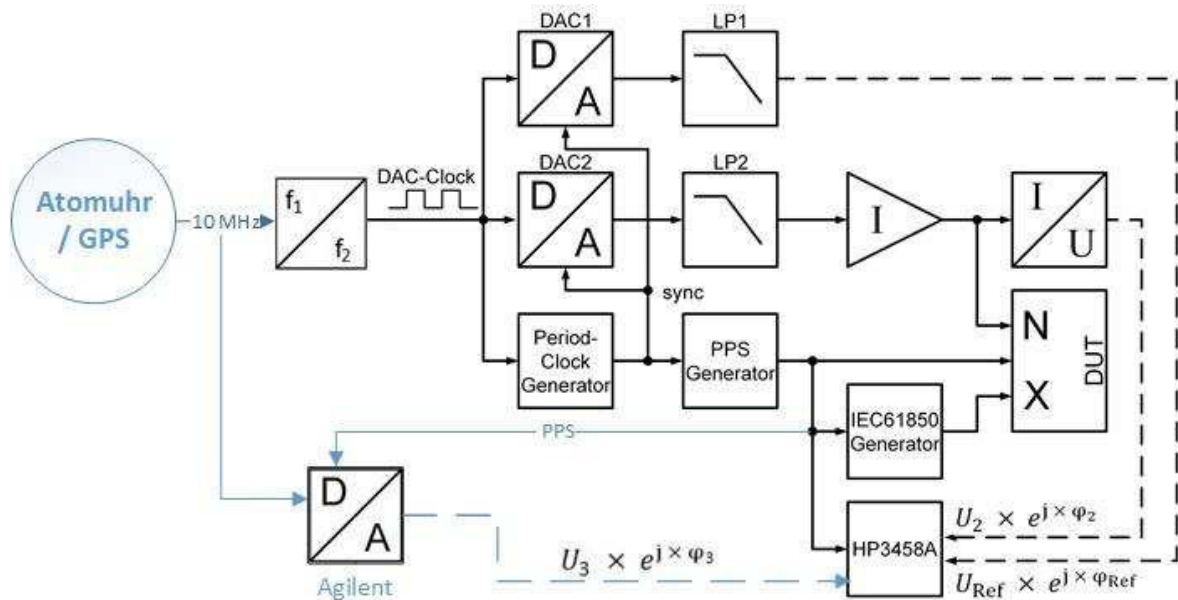


Abbildung 4-18: Kombination des aktuellen Kalibrierverfahrens [10] mit dem Agilent 33500B Signalgenerator als Ersatz für einen oder beide DAC, „+1 Step“ und „ π/N -Korrektur“ ein

Ein 10 MHz Referenzsignal versorgt sowohl den Agilent Signalgenerator als auch einen Frequenzteiler, der die DAC (Digital/ Analog Converter) -Clock von 125 kHz bereitstellt. Mit dieser Frequenz erzeugen die beiden DACs das stufenförmige Sinussignal. Der Period Clock Generator erzeugt ein 50 Hz Rechtecksignal und synchronisiert so die beiden Digital/ Analog-Wandler. Des Weiteren wird aus dem Rechtecksignal der Puls pro Sekunde gewonnen, mit dem das DUT, der Digitalisierer HP3458A, der 61850 Signalgenerator und der neu integrierte Agilent Signalgenerator synchronisiert werden. Der Agilent Signalgenerator soll letztendlich die DAC und deren interne Synchronisation ersetzen, wie in **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** bereits dargestellt.

Der Signalgenerator hat bei dem Wechsel auf die von der Atomuhr gelieferten Referenzsignale jedoch Schwierigkeiten mit dem eigenen Burst-Modus. Es wird nur jede zweite positive Flanke des PPS Signals für die Burstausslösung verwendet. Dies geschieht, weil der Agilent Signalgenerator ein reales Gerät ist und somit eine kleine, aber dennoch bestehende Verarbeitungszeit vorliegt. Da der Signalgenerator nach den derzeitigen Einstellungen nach jedem Trigger aus dem PPS Signal die Samples für genau eine Sekunde ausgibt, ist der letzte Sample nach dieser Sekunde plus der Verarbeitungszeit zu Ende. Die zweite Triggerflanke liegt bei exakt aufeinander abgestimmten Referenzsignalen jedoch bereits nach genau einer Sekunde an. Der Agilent Signalgenerator ist jedoch noch mit dem Senden der letzten Samples beschäftigt und ignoriert diese neue Triggerflanke. Erst eine weitere Flanke des PPS Signals löst wieder den Burst aus. Die mit dem Oszilloskop gemessene Zeitverzögerung zwischen einer „ignorierten“ PPS Flanke und dem Ende des letzten Samples liegt erneut bei 147 ns und bestätigt die Ergebnisse der bisherigen Kapitel

bezüglich der Verzögerungen durch den Agilent Signalgenerator. Im Vergleich mit dem Siglent Signalgenerator sind hingegen die beiden Referenzsignale nicht exakt aufeinander abgestimmt. Das PPS Signal verzögert sich im Bezug zum internen 10 MHz Signal um 500 ns pro Sekunde. Resultierend hat der Agilent Signalgenerator zum Senden aller Samples genügend Zeit und der Fehler trat erst zu diesem Zeitpunkt auf.

Zur Verwendung der geplanten Referenzsignale aus dem IEEE 1588-Netzwerk oder via GPS muss auf die doppelte Synchronisation mittels PPS Signal und 10 MHz Signal verzichtet werden. Das PPS Signal dient nur noch als Signalgeber für den Start, während das 10 MHz Signal für die Synchronisation über die Zeit sorgt. Die Umstellung erfolgt in der Software durch die Aktivierung des Buttons „Infinity Cycle“ im Burst-Segment. Mit der einfachen Synchronisation bleibt ein zeitlicher Versatz der Stufenkurve zum PPS Signal. Diese Abweichung ist abhängig von der Samplerate und der Frequenz. Im folgenden Diagramm sind diese beiden Parameter in der Abtastrate - dem Produkt aus beiden - zusammengefasst.

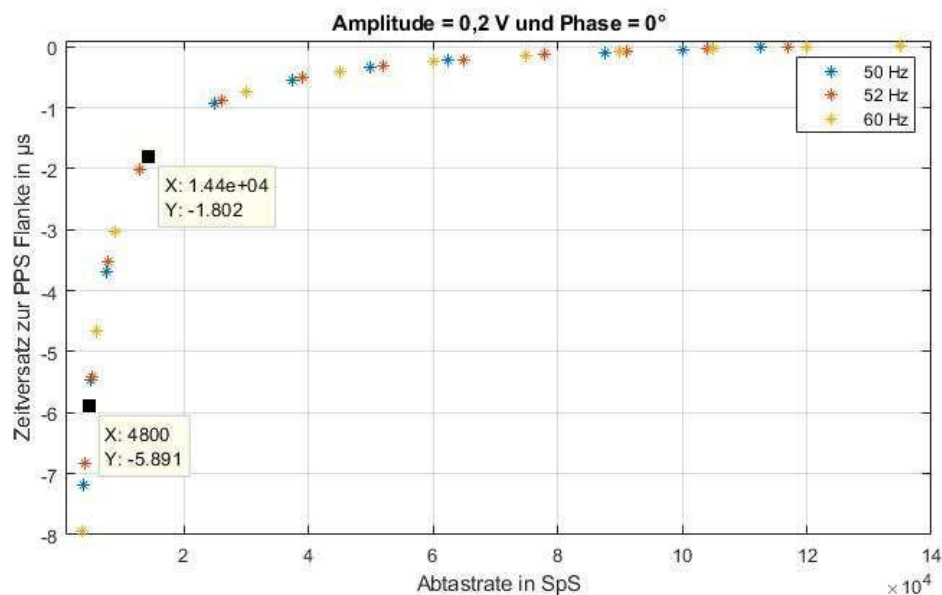


Abbildung 4-19: Zeitabweichungen des Agilent 33500B Signalgenerators zum PPS Signal bei einfacher Synchronisation

Es ist ein exponentieller Verlauf der Abweichung in Abhängigkeit der Abtastrate zu erkennen. Für die Frequenz von 50 Hz – in Abbildung 4-19 durch die blaue Markierung dargestellt – sind die Messwerte in der folgenden Abbildung erneut zusammengefasst.

Tabelle 4-2: Zeitversatz zwischen dem Stufensignal und der PPS Flanke bei einfacher Synchronisation (infinitecycle = ON) und "+1 Step"

Frequenz in Hz	Samplerate in SpP	Abtastrate in SpS	Zeitversatz in ns	resultierender Winkelfehler in rad
50	20	1000	-29212	-0,00917722
50	40	2000	-14481	-0,00454934
50	60	3000	-9574,5	-0,00300792
50	80	4000	-7188,5	-0,00225833
50	96	4800	-5891	-0,00185071
50	100	5000	-5464,2	-0,00171663
50	150	7500	-3686	-0,00115799
50	288	14400	-1801,2	-0,00056586
50	500	25000	-933	-0,00029311
50	750	37500	-542	-0,00017027
50	1000	50000	-347	-0,00010901
50	1250	62500	-229	-7,1942E-05
50	1500	75000	-148	-4,6496E-05
50	1750	87500	-91	-2,8588E-05
50	2000	100000	-48	-1,508E-05
50	2250	112500	-17	-5,3407E-06

Eine negative Zeit bedeutet, dass der Nulldurchgang von dem Stufensignal vor der PPS Flanke durchlaufen wird. Die Messunsicherheit liegt bei ± 5 ns. Im weiteren Verlauf wird der absolute Winkel φ_{ref} und die Winkeldifferenz zwischen den beiden Kanälen des Signalgenerators bestimmt.

Absoluter Winkel

Für die Bestimmung des absoluten Phasenwinkels und damit der Bestimmung des Winkels φ_{ref} wird in zwei Schritten vorgegangen. Die Ergebnisse für den absoluten Winkel müssen im Ergebnis in Abbildung 4-19 wiederzufinden sein. Im ersten Schritt wird aus dem 10 MHz Referenzsignal ein PPS Signal erzeugt. Hierzu ist das Referenzsignal mit dem HP3458A Multimeter verbunden, welches die 10 MHz an eine Precision Power Sampling Station (PPSS) weiterleitet. Die PPSS generiert das PPS Signal. Mittels eines Oszilloskops wird überprüft, ob dieses PPS Signal mit dem PPS Signal des GPS Systems übereinstimmt. Wichtig ist hier nicht der zeitliche Versatz, sondern die konstante Zeitverzögerung voneinander. Durch die Leitungslängen und Verarbeitungszeiten der Geräte ist dieser Versatz nämlich nicht zu verhindern.

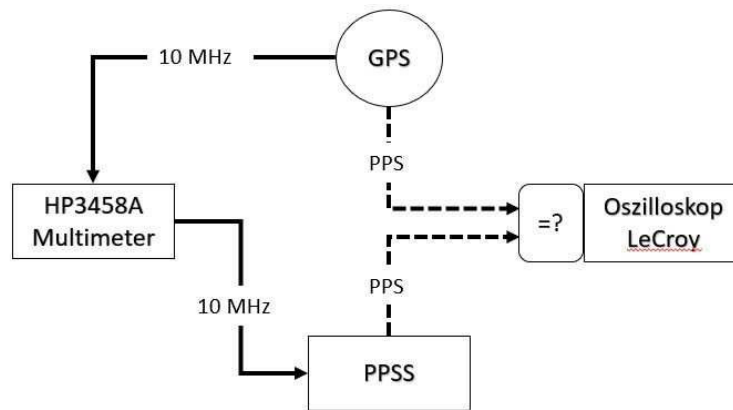


Abbildung 4-20: Aufbau der Voruntersuchung zur Kontrolle der korrekten Generierung des PPS Referenzsignals, „+1 Step“ und „ π/N -Korrektur“ aktiv

Für die Bestimmung des absoluten Winkels vom Kanal 1 des Signalgenerators wird das aus dem PPSS generierte PPS Signal als zentrales Synchronisationssignal für den Agilent Signalgenerator selbst und das HP3458A Multimeter verwendet. Weiterhin generiert das PPSS ein Stufensignal. Das Multimeter misst die Phasenlage mit dem Winkel φ_a , orientiert am PPS Signal. Mit diesem Winkel wird aus den Verarbeitungszeiten der internen Segmente der systematische Winkelfehler bestimmt [13]. Dieser beträgt $+92 \mu\text{rad}$. Dieser Wert wird bei der anschließend gemessenen Phasenlage des Agilent Signalgenerators φ_b mit verrechnet. Der Agilent Signalgenerator ist auf eine Phase von 0° und einen Effektivwert von 5 V eingestellt.

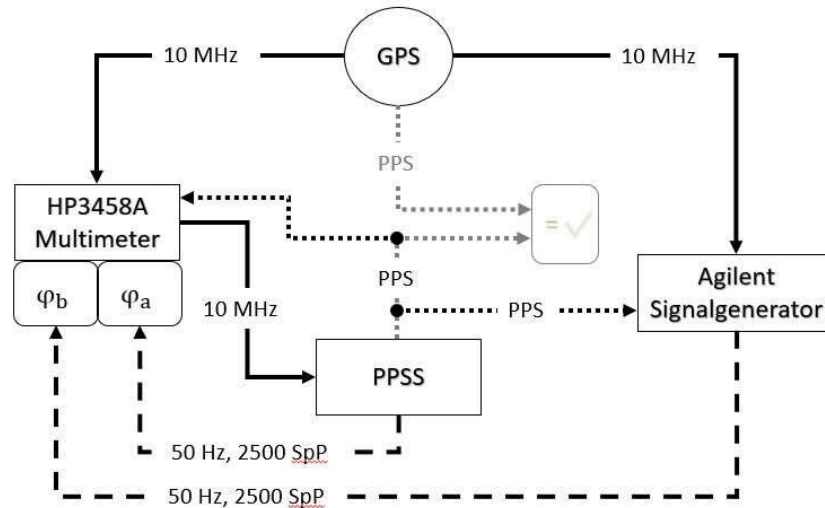


Abbildung 4-21: Messaufbau zur Bestimmung der Phasenfehler des Agilent 33500B Signalgenerators

Die Samplerate des Signalgenerators wurde zur weiteren Charakterisierung variiert. Die Ergebnisse sind in der folgenden Abbildung dargestellt. Die Verifikationsmessung ist bereits um die $92 \mu\text{rad}$ des systematischen Fehlers korrigiert.

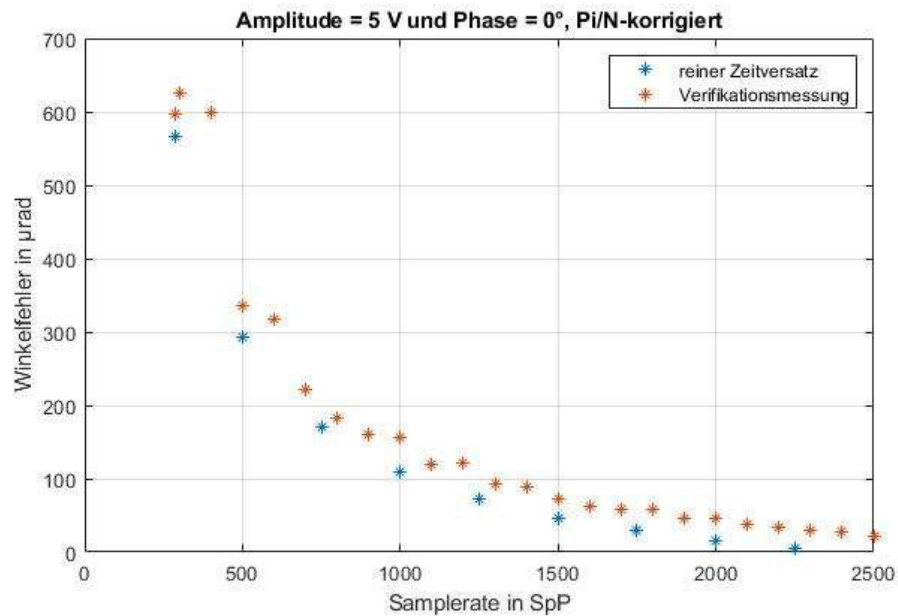


Abbildung 4-22: Winkelfehler des 33500B Signalgenerators von Agilent in Abhängigkeit von der Samplerate

Es ist zu erkennen, dass die Messung der Zeitdifferenz und die Verifikation nahezu demselben Ergebnis kommen. Die Standardabweichung der Verifikationsmessungen liegt unter 1 µrad. Die Messwerte als Zahlen befinden sich tabellarisch im Anhang A3. Allgemein lässt sich der Abbildung entnehmen, dass die Samplerate proportional zur Genauigkeit ist.

Relativer Winkel

Der relative Winkel zwischen den beiden Kanälen des 33500B Signalgenerators wird über eine Verhältnismessung bestimmt. Hier kommt ein 24Bit Digitalisierer zum Einsatz. Für die Frequenzen von 50 Hz und 60 Hz werden verschiedene Winkelunterschiede eingestellt und die Verhältnisse beider Kanäle zueinander gemessen. Für jede Einstellung werden 20 Messungen zusammengefasst. Der Mittelwerte und die Standardabweichungen werden ermittelt. Die Resultate sind in den folgenden beiden Abbildungen dargestellt.

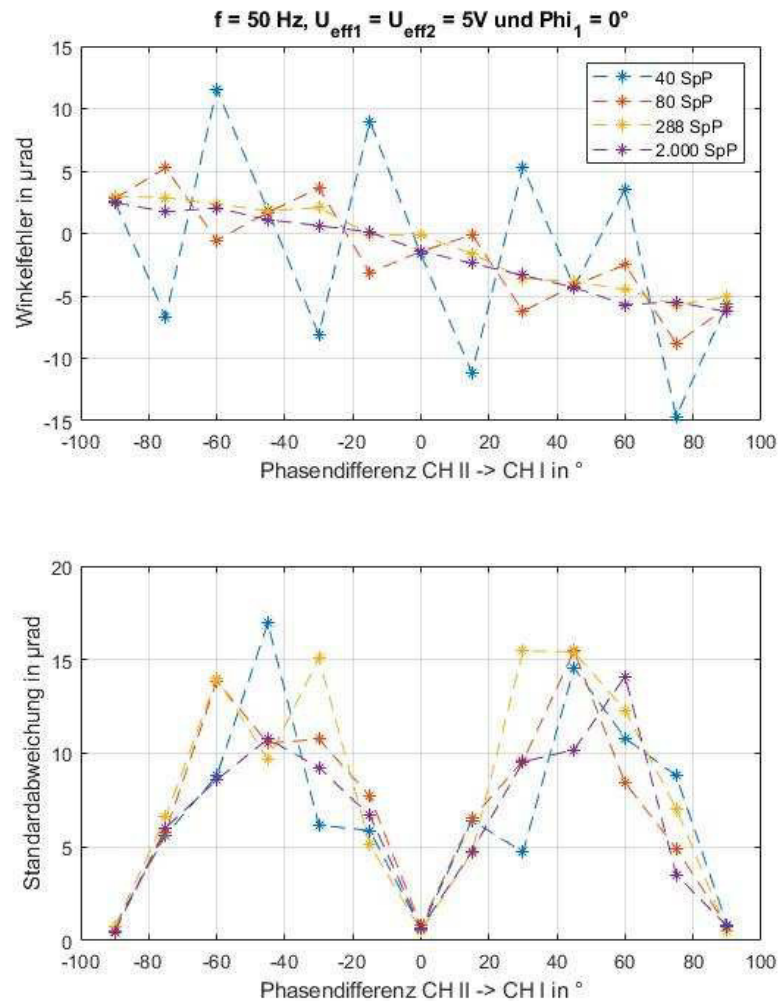


Abbildung 4-23: Winkelfehler zwischen den beiden Kanälen des Agilent 33500B und deren Standardabweichung bei der Frequenz $f = 50 \text{ Hz}$

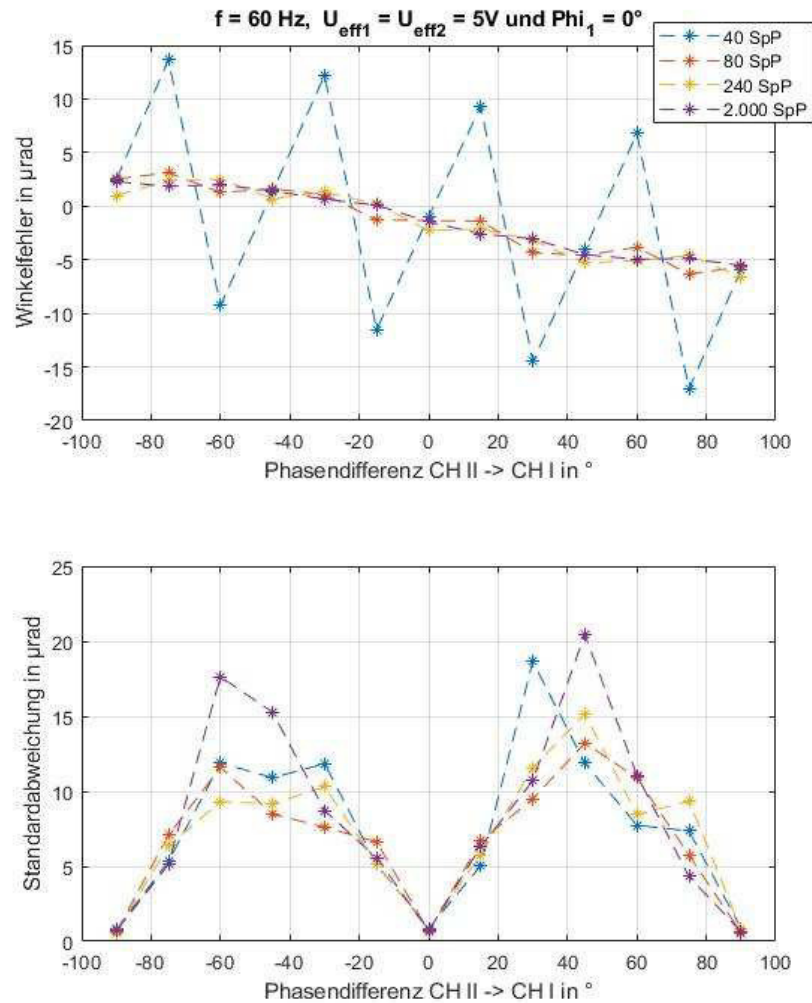


Abbildung 4-24: Winkelfehler zwischen den beiden Kanälen des Agilent 33500B und deren Standardabweichung bei der Frequenz $f = 60 \text{ Hz}$

Erneut lässt sich die Erhöhung der Genauigkeit durch eine hohe Samplerate bestätigen. Weiterhin sind die Verläufe der Standardabweichungen in positiven Halbwellen nach der ungefähren Funktion $f(\varphi) = A \cdot |\sin(2\varphi)|$ zu benennen. Hohe Beträge liegen bei einer Winkeldifferenz von $+45^\circ$ und -45° vor. Bei -90° , 0° und $+90^\circ$ sind die Standardabweichungen unter $1 \mu\text{rad}$. Die Messwerte der Winkelfehler bei den drei Stellen mit sehr kleinen Standardabweichungen sind der **Fehler! Verweisquelle konnte nicht gefunden werden.** zu entnehmen.

Tabelle 4-3: Winkelfehler zwischen den Kanälen des Signalgenerators an den Messpunkten mit kleiner Standardabweichung ($s < 1 \mu\text{rad}$)

Sampleraten in SpP	Winkelfehler in μrad					
	50 Hz			60 Hz		
	-90 °	0 °	90 °	-90 °	0 °	90 °
40	2,5629	-1,6942	-5,6676	2,4944	-0,9369	-5,9087
80	2,7966	-1,4445	-5,8994	2,5431	-1,3500	-5,6804
288 (50 Hz) 240 (60 Hz)	2,9732	-0,1516	-5,0642	0,9768	-2,2795	-6,6113
2.000	2,4781	-1,4060	-6,2926	2,2900	-1,4681	-5,5420

Aufgrund dieser Ergebnisse wird empfohlen, die Messungen bei 0 °, 90 °, 180 °, usw. vorzunehmen, weil hier nach Abbildung 4-23 und Abbildung 4-24 die geringsten Standardabweichungen vorliegen und somit die systematischen Messfehler relativ konstant bei ca. 1 μrad liegen. In Bezug auf das PPS Referenzsignal liegt dort bei hohen Sampleraten ein systematischer Messfehler von 24 μrad mit einer Standardabweichung von etwa 1,2 μrad vor.

5. Fazit

In dieser Arbeit wurde die Realisierung einzelner Komponenten eines Kalibrierplatzes für nichtkonventionelle digitale Wandler vorgenommen. Die Gesamtunsicherheit soll, wenn möglich, die $30 \mu\text{rad}$ nicht überschreiten. Die Komponenten wurden dabei unabhängig voneinander untersucht und in Kapitel 4 miteinander verbunden. Die folgenden Abschnitte wurden bearbeitet:

- Für die lokale Synchronisation wurden zeitliche Referenzsignale untersucht.
- Die Quantisierung und die damit einhergehenden Datenverluste und Fehlergenerierungen sind der zweite Hauptaspekt. Hier sollte letztendlich ein eigener Sampled Value Generator entstehen. Durch diverse technische Komplikationen ist dieses derzeit noch nicht möglich.
- Als dritter und letzter Punkt wurden die geräteinternen Verzögerungen und Unsicherheiten eines 2 Kanal Signalgenerators untersucht, welcher eine Referenzkurve mit absoluter Phasenlage generiert.

Als Basissegment des zu erstellenden Kalibrierplatzes wurden verschiedenen Zeitquellen für das 10 MHz Referenzsignal und das PPS Referenzsignal untersucht. Aufgrund technischer Defizite konnte das über ein PTB internes Netzwerk übertragene IEEE 1588 v2 (PTP) Protokoll nicht verwendet werden. Die Alternativen einer Atomuhr mit Lichtwellenleiterübertragung und das GPS System haben sich hingegen als geeignet erwiesen. Die 10 MHz Signale wiesen keine relevanten Frequenzabweichungen auf.

Für den digitalisierten Abschnitt des Kalibrierplatzes wurde ein käuflich erworbener Sampled Value Generator untersucht und letztendlich aufgrund eines systematischen Fehlers nicht für weitere Anwendungen in Betracht gezogen. Bei dem Versuch, einen eigenen Generator zu erstellen, konnte erneut kein konsistentes Resultat erzielt werden. Dieses Mal waren fehlende Flexibilität einer zur Unterstützung angeschafften Software und Zeitmangel die größte Hürde. Die Erstellung der Kurven, die gesendet hätten werden sollen, und die Auswertung von Messpunkten wurde in der Simulation der Quantisierungsfehler realisiert.

Neben der Digitalisierung war die Untersuchung eines 2 Kanal Signalgenerators ein weiterer Kernpunkt. Hier wurde eine Software zu dessen Ansteuerung erstellt und der Signalgenerator verifiziert. Als Basis der Verifikation wurde das aktuelle Kalibriersystem für die elektrische Leistung verwendet und der Signalgenerator als Ersatz für den Digital/Analog Wandler des Leistungsnormals eingesetzt. Hier wurden bei hohen Sampleraten und definierten Winkeln Abweichungen im Bereich von $30 \mu\text{rad}$ festgestellt. Die Standardabweichungen waren zudem unter $10 \mu\text{rad}$ und unabhängig von der Samplerate. Die geforderte Grenze von $30 \mu\text{rad}$ ist somit erreichbar. Problematisch sind jedoch Frequenzen, die bei der Fourier Analyse nicht im untersuchten diskreten Spektrum vorhanden sind. Hier können bereits Frequenzabweichung von bis zu $\pm 0,2 \text{ Hz}$ Phasenabweichungen von bis zu 15 crad erreicht werden.

Zusammengefasst sind die anfangs gesetzten Ziele bei wenigen Parametersätzen realisierbar. Bei den Messungen mit dem Oszilloskop waren Schwankungen unter 10 ns vorhanden. Für den finalen Kalibrierplatz müssen noch einige Korrigierkurven hinterlegt und eine Fehlerkorrektur vorangetrieben werden. Während dieser Erweiterungen kann es sein, dass die Ansätze und daraus resultierenden Ergebnisse dieser Arbeit im Laufe der nachfolgenden Jahre ergänzt, verändert oder sogar verworfen werden.

Quellenverzeichnis

- [1] Grundlegende Informationen zu „EMPIR“, letzter Aufruf 15.12.2017
URL: <https://www.euramet.org/research-innovation/research-empir/about-empir/>
- [2] „SRT-i09: FutureGrid II, Metrology for the next-generation digital substation instrumentation“, EURAMET, Plakat zur Projektbeschreibung
- [3] DIN EN 61850-9-2: Kommunikationsnetze und-systeme in Stationen – Teil9-2: Spezifische Abbildung von Kommunikationsdiensten (SCSM), Gültig ab dem 01.02.2005
- [4] *Thomas Kuttner*, Praxiswissen Schwingungsmesstechnik, Kapitel 11.7 Analog-Digital-Wandlung (S242 ff), Springer Vieweg Verlag, 2015, ISBN 978-3-658-04637-8
- [5] „A/D-Wandler“ und weiterführende Links, letzter Aufruf: 01.02.2018
URL: <http://www.itwissen.info/AD-Wandler-A-D-analog-digital-converter-ADC.html>
- [6] *Uwe Beis*, „Eine Einführung in Delta-Sigma-Wandler“, 2007, letzter Aufruf: 02.02.2018
URL: http://www.beis.de/Elektronik/DeltaSigma/DeltaSigma_D.html
- [7] *Oliver R. Ahlemann*, „Methoden der digitalen Audiotbearbeitung“, Fachhochschule Wedel, Seminar Informatik, 2002, letzter Aufruf: 02.02.2018, URL: <http://www.fh-wedel.de/~si/seminare/ss02/Ausarbeitung/9.digitalaudio/audio1.htm>
- [8] Microsoft Network Monitor 3.4 (archive), *Microsoft*, Letzter Aufruf: 01.08.2017
Link zum Download: <https://www.microsoft.com/en-us/download/details.aspx?id=4865>
- [9] *Marc Jäger*, „Aufbau und Untersuchung eines Messplatzes für nichtkonventionelle Wandler“, Bachelorarbeit, Ostfalia Hochschule für Angewandte Wissenschaften, Wolfenbüttel, 2015
- [10] *Mohns, Mortara, Cayci, Houtzager*, “Calibration of Commercial Test Sets for Non-Conventional Instrument Transformers”, Juni 2017, Seite 4
- [11] DIN 60044 – 7: „Messwandler, elektronische Spannungswandler“, (1999)
- [12] Internetseite der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB), AG 4.4, „Wie funktioniert eine Atomuhr?“, Letzter Aufruf: 16.08.2017
URL: <https://www.ptb.de/cms/ptb/fachabteilungen/abt4/fb-44/fragenzurzeit/fragenzurzeit13.html>
- [13] *E. Mohns, A. Mortara, H. Cayci, E. Houtzager*, “Calibration of Commercial Test Sets for Non-Conventional Instrument Transformers”, Braunschweig/Bern-Wabern/Kocaeli/Delft, 2017

- [14] *Christoph Brunner*, Gerhard Lang, Frederic Leconte, Fred Steinhauser, "Implementation Guideline for Digital Interface to Instrument Transformers using IEC 61850-9-2", Raleigh, NC (USA), 07.2004
- [15] Internetseite mit der aktuellen Netzfrequenz und Langzeitmessungen, URL: <https://www.netzfrequenz.info/>, Letzter Aufruf: 20.08.2018

Anhang

A1 Schniewindt Generator (zu Kapitel 2.1)

Tabelle A-1: Vollständige Auflistung der von dem Schniewindt Generator gesendeten Bytes

Byte Nr.	8	7	6	5	4	3	2	1	zusätzliche Informationen
0	Destination Adress								
1									
2									
3									
4									
5	Source Adress								
6									
7									
8									
9									
10	Ethernet Type (0x88BA)								Tabelle 8 aus [3]
11									
12	APPID (0x4000)								Start Länge_gesamt
13									
14	Länge_gesamt (0x00EB = 235)								
15									
16	reserviert								
17									
18	reserviert								
19									
20	Start_APDU /Länge in nächst. 2 Byte (0x6082)								
21									
22	Länge_APDU (hier 0xDF = 223)								
23									
24	Anzahl der ASDU mit Länge 1 (0x8001)								Start Länge_APDU
25									
26	Anzahl der ASDU (0x02)								
27									
28	Seq. of ASDUs folgt / Länge in nächst. 2 Byte (0xA282)								
29									
30	Länge_ASDUSeq. (0x00D8)								
31									
32	Start des 1.sten ASDU mit Längenwert (0x306A)								Start Länge_ASDUSeq. Länge_ASDU: 0x6A = 106
33									
34	SV-ID folgt als nächstes (0x80)								Start Länge_ASDU
35									
36	Länge der SV ID (0x19 = 25)								
37									
.	SV-ID Value								"Schniewindt SV-Generator IEC61850-9-2 LE"
.									
.									
62									
63	Samplecounter folgt mit Länge 2 (0x8202)								

64		
65	Sample Counter Value (hier von 0 bis 3999)	50 Hz und 80 SpP = 4000 Samples in einer Sekunde
66		
67	confRev folgt mit Länge 4 (x8304)	
68		
69	confRev Value	
70		
71		
72		
73	smpSynch folgt mit Länge 1 (0x8501)	
74		
75	smpSynch Value	
76	Sequence of Data mit Länge 0x40 (0x8740)	
77		
78	Einzelner Sample (0x XXXX)	8x Wiederholung für insgesamt 8 Samples pro ASDU
.		
.	DataSet (0x0000)	
141		

A2 Differenzen zwischen den verschiedenen PPS Signalquellen (zu Kapitel 4.2)

Tabelle A-2: Zeitverzögerungen der PPS Signale mit CH III über Weg "A" aus Abbildung 4-6

Zeit [min]	Differenz PXI zu GPS [ns]	Differenz Sync.Box zu GPS [ns]
0	125,4	131,7
1	121,5	130,0
2	116,2	124,7
3	111,7	121,1
3,25	105,5	118,5
5	94,8	110,3
6	89,1	106,2
13	75,1	82,6
31	112,5	129,9
31,2	114,4	130,3
31,4	111,9	110,4
31,6	111,5	109,9
31,8	111,0	109,8
58	83,1	90,0
62	79,7	83,1
65	80,3	80,6

A3 Absolute Winkelfehler des Agilent Signalgenerators (zu Kapitel 4.3)

Tabelle A-3: Absolute Winkelfehler des Agilent 33500B Signalgenerators (Kanal 1) in Abhängigkeit der Samplerate, Pi/N-Korrektur und "+1 Step" aktiviert

Samplerate in SpP	φ_2 in μrad	$\sigma_A(\varphi_2)$ in μrad
2500	22,4	0,44
2400	28,4	0,39
2300	29,2	0,55
2200	33,9	0,31
2100	36,9	0,38
2000	45,3	0,33
1900	46,9	0,48
1800	57,7	0,47
1700	58,6	0,41
1600	63,1	0,30
1500	72,3	0,53
1400	88,8	0,30
1300	93,2	0,39
1200	120,8	0,49
1100	119,6	0,30
1000	155,7	0,62
900	160,8	0,32
800	181,8	0,27
700	222,2	0,36
600	317,0	0,40
500	336,7	0,31
400	598,6	0,35
300	626,2	0,36
288	597,3	0,34
200	1.386,7	0,27
96	1.957,9	0,34
80	3,170,5	0,55

A4 Daten auf der beigefügtem CD

- Dokument als Word- und PDF Datei
- Abbildungen
- MatLab
 - Programmcode zur Darstellung der Messreihen
 - Messreihen in Textdateien
- LabVIEW Programme

Eidesstattliche Erklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig und ohne Benutzung anderer als der angegebenen Hilfsmittel angefertigt habe. Alle Stellen, die wörtlich oder sinngemäß aus veröffentlichten und nicht veröffentlichten Schriften entnommen wurden, sind als solche kenntlich gemacht. Die Arbeit ist in gleicher oder ähnlicher Form oder auszugsweise im Rahmen einer anderen Prüfung noch nicht vorgelegt worden.

Ort/Datum

Unterschrift