

KARLSRUHER INSTITUT FÜR TECHNOLOGIE

INSTITUT FÜR AUTOMATION UND ANGEWANDTE INFORMATIK

Richard Jumar

Messtechnische Methoden zur Identifikation von Modellparametern in Niederspannungsnetzen



Dieses Werk ist lizenziert unter einer Creative Commons Namensnennung -
Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International Lizenz (CC BY-SA 4.0):
<https://creativecommons.org/licenses/by-sa/4.0/deed.de>

Messtechnische Methoden zur Identifikation von Modellparametern in Niederspannungsnetzen

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktors der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

von der

KIT-Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik des
Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)

angenommene

Dissertation

von

M.Sc. Richard Jumar

Tag der mündlichen Prüfung:

Hauptreferent:

Korreferent:

1. Februar 2024

Prof. Dr.-Ing. Veit Hagenmeyer

Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller

Kurzfassung

Die Transformation der elektrischen Energieversorgung führt auch auf der Niederspannungsebene zu veränderten Einspeise- und Lastsituationen. Um die Kosten für die perspektivisch notwendig werdende Netzverstärkung zu reduzieren, werden derzeit neue Maßnahmen und Betriebsstrategien wie Demand-Response, Quartiersnetze und Microgrids diskutiert. Die umfassende Kenntnis des Netzmodells ist für viele dieser Verfahren und deren Simulation vorab unabdingbar.

Diese Arbeit widmet sich daher aus messtechnischer Sicht der Bestimmung von Leitungsparametern und aggregierten Lastmodellen in Niederspannungsnetzen. Aufgrund begrenzter Messmöglichkeiten im aktuellen Netz ist es nötig, die Betrachtungen auf die Bestimmung einzelner Betriebsmittel in einem kampagnenartigen Vorgehen während des laufenden Betriebs zu beschränken.

Die Analyse der typischen Netzverhältnisse und der Genauigkeit praktikabler Messtechnologien ergibt, dass das Bestimmen von Leitungsqueradmittanzen im gegebenen Rahmen technisch unmöglich ist. Die Schätzung der Längselemente ist prinzipiell möglich, stellt aber hohe Anforderungen an die Messgenauigkeit. Dabei zeigt sich bezüglich der Strommessung das größere Defizit. Ausgehend von einer Messfehleranalyse für Rogwoskispulen wird ein neuer Ansatz zur Kalibrierung im laufenden Betrieb vorgestellt, mit dem die Sensorgenauigkeit verbessert wird. Für die Identifikation aggregierter Lastmodelle in Form von Spannungssensitivitäten wird ein bestehendes Verfahren mit aktiver Anregung so modifiziert, dass es portabel einsetzbar wird. Dessen Analyse zeigt, dass es besonders in schwach angebundenen Netzabschnitten – also den technisch interessanten Gebieten – erfolgversprechend ist. Für die synchronisierte Erfassung von Messdaten wird ein neues Systemkonzept basierend auf inkrementellen Weiterentwicklungen des Electrical Data Recorder vorgestellt. Mit einer modularen [System on Chip \(SoC\)](#)-Architektur kann das System an verschiedene Messaufgaben der Identifikation angepasst werden, einschließlich der Erweiterung zur Erprobung der entwickelten Kalibrier- und Anregungsverfahren.

Inhaltsverzeichnis

Kurzfassung	I
Vorwort	VII
1 Einleitung	1
1.1 Motivation und konkrete Problemstellung	3
1.2 Ziel und Struktur der Arbeit	5
2 Grundlagen	7
2.1 Netzstruktur und Aufbau	7
2.2 Betriebsmittelmodelle	10
2.2.1 Leitungen	11
2.2.2 Transformatoren	17
2.2.3 Lasten	23
2.3 Zeiger / Phasoren	23
2.3.1 Synchro-Phasoren	24
2.3.2 Total Vector Error	24
2.4 Stromsensorik	27
2.4.1 Messprinzip des Stromwandlers	27
2.4.2 Messprinzip der Rogowskispule	30
3 Leitungsparameteridentifikation in Niederspannungsnetzen	35
3.1 Klassisches Prinzip der Leitungsparameterschätzung	36
3.2 Analyse der Größenverhältnisse	38
3.2.1 Berechnungsverfahren	39
3.2.2 Berechnungsergebnisse	40
3.3 Praktikable Verfahren und Fehlerkompensationsmethoden	46
3.4 Ergebnisse	48

4 Lastidentifikation mit aktiver Anregung	49
4.1 Bekannte Verfahren	49
4.2 Neuer Ansatz: Bestimmung durch Lastanregung	51
4.3 Simulationsumgebung	53
4.4 Analyse und Verbesserung der Störungsresistenz	55
4.4.1 Rauschunterdrückung: Vergleich Smart-Transformer (ST)-Ansatz	60
4.4.2 Einsetzevaluierung auf Messdaten	62
4.4.3 Fehlerdiskussion	68
4.4.4 Planungsempfehlung für Messkampagnen	68
4.5 Implementierung der Anregung	69
4.5.1 Begrenzungen und Signalformen	69
4.5.2 Netzsynchrisation	72
4.5.3 Steuerung der Pulserzeugung	74
4.6 Ergebnisse	76
5 Evaluation und Verbesserung der Stromsensorik	79
5.1 Systemvergleich	79
5.2 Stromwandlerfehler	81
5.2.1 Spezialfall für Clamp-On Stromwandler	82
5.3 Fehler von Rogowskispulen	84
5.4 Neues Verfahren zur Vor-Ort-Kalibrierung	88
5.4.1 Alternative Ansätze	90
5.4.2 Integrierbares Kalibrierverfahren	91
5.5 Ergebnisse	95
6 Synchronisierte Messdatenerfassung für Niederspannungsnetze	97
6.1 Analyse der Anforderungen	98
6.1.1 Priorisierung und Härte der Anforderungen	100
6.2 Vorarbeiten und Weiterentwicklung: Electrical Data Recorder	100
6.2.1 Gerätearchitektur	101
6.2.2 Softwarearchitektur	104
6.2.3 Zeitsynchronisation	106
6.2.4 Betriebserfahrungen	107
6.3 Ansätze aus der Literatur	110
6.3.1 Systemvergleich und Bewertung	115
6.4 Neukonzeption	118
6.4.1 Modularisierung	119
6.4.2 Datenerfassungsmodule	121
6.4.3 Modulträger	124
6.4.4 Zeitsynchronisation	126

6.5	Entwicklung eines Eingangsmoduls für Rogowskispulen	134
6.5.1	Herausforderungen durch Einsatzbedingungen	134
6.5.2	Zusammenfassung der Anforderungen	136
6.5.3	Spulenparameter und Terminierung	137
6.5.4	Systementwicklung	140
6.6	Analoge Eingänge für Harmonische	156
6.6.1	Filterimplementierung	157
6.6.2	Parameterstreuung und Temperatureinfluss	158
6.6.3	Korrekturfilter für Harmonische	160
6.6.4	Selbstkalibrierung	161
6.7	Ergebnisse	162
7	Zusammenfassung	165

Anhang

A Messkampagnen	169
A.1 Internationale Frequenzmesskampagnen	169
A.1.1 Statistische Analyse der Frequenzdaten	173
B Anhang	179
B.1 Symmetrische Komponenten	179
B.2 Herleitung der vereinfachten Gleichungen zur Bestimmung der Lastex- ponenten	180
B.3 Herleitung des Zeitversatzes bei Frequenztransienten	182
B.4 Frequenzgang des Interface für Rogowskispulen	183
B.5 SoC-Systemmodul TE0726	184
B.6 Xilinx ZYNQ7000 Architektur	185
B.7 ADS8598h Architektur	186
Abkürzungsverzeichnis	187
Abbildungsverzeichnis	189
Tabellenverzeichnis	199
Referenzen	201
Eigene Publikationen	217
Betreute Abschlussarbeiten	219

Vorwort

Die Entstehung dieser Arbeit motiviert sich aus der Gewissheit, dass der verschwenderische Umgang unserer Gesellschaft mit den natürlicherweise begrenzten Ressourcen dieser Welt ein Ende finden wird. Wann es soweit ist und welche Lebensbedingungen wir dann vorfinden, hängt nicht zuletzt davon ab, ob wir als Weltgemeinschaft willens sind, uns schon jetzt auf einen ungewissen Weg zu begeben. In Überzeugung, dass auch die aller kleinsten Schritte den Blick auf das Vorausliegende erweitern können, habe auch ich mich auf den – in großen Teilen ebenfalls ungewissen – Weg der Promotion begeben.

Auch wenn diese Schrift wohl definitionsgemäß zuerst vom Autor zu verantworten ist, so ist ihre Entstehung doch ein Gemeinschaftswerk, das nicht ohne das Zutun vieler anderer möglich gewesen wäre. So entstand die vorliegende Arbeit während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am [Institut für Automation und angewandte Informatik \(IAI\)](#) in der Gruppe Simulation und Visualisierung des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT).

Zuerst gebührt mein Dank daher meinem Doktorvater Prof. Dr. Veit Hagenmeyer und meinem Gruppenleiter Dr. Uwe Kühnappel für ihren unerschütterlichen Glauben an dieses Promotionsvorhaben und die Bereitstellung eines wunderbar interdisziplinären, kreativen und – nicht zuletzt – finanziell gut ausgestatteten Arbeitsumfeldes. Prof. Dr. Marc Hiller danke ich für die Bereitschaft zur Übernahme des Korreferats. Für die inhaltliche Betreuung danke ich Dr. Heiko Maaß – für seine Geduld mit mir, für viele Gespräche um Inhalt, Organisation, die Natur des Forscherdaseins als Ingenieur und auch für die Erschließung der umfangreichen Vorarbeiten. Meiner Kollegin Ellen Förstner danke ich für die anregenden Diskussionen rund um die Datenaufbereitung und den Betrieb einer Messgeräteflotte. Den Studierenden, die durch Tätigkeit als Hilfwissenschaftler oder im Rahmen ihrer Abschlussarbeit zu der Thematik beigetragen haben, danke ich sehr. Anselm, Linus, Paras, Kai, Saketh, Lukas, Hannah, Rebecca und Orhan – mit euch zu arbeiten und euch zu betreuen hat mich viel gelehrt und zählt sicher zu den wertvollsten Erfahrungen der Promotionszeit.

Andreas Hofmann danke ich für die wiederkehrende und verlässliche Unterstützung bei allen administrativen Vorgängen, die mitunter eine eigene Wissenschaftsdisziplin sein können. Dem Betriebsteam des EnergyLab, dem Team der IT-Infrastruktur und Stefan und Moritz von der Werkstatt des IAI danke ich für stets kurzfristige und unkomplizierte Unterstützung – auch bei technisch unkonventionellen Anfragen.

All den aktiven „Doctoral Candidates“ am IAI danke ich für ihr Engagement abseits des eigenen Themas für den Aufbau und Betrieb unserer Doktorandenvertretung. Ich hoffe, dass unsere Bestrebungen für euch und für die zukünftigen Generationen einen Beitrag zur Freude am wissenschaftlichen Arbeiten und zur Reputation des IAI leisten. In diesem Zusammenhang danke ich besonders Marian Turowski für seinen unermüdlichen Einsatz, uns den Prozessgedanken näherzubringen und diesen am IAI zu verankern. Nicht zuletzt gilt mein Dank auch meinen Eltern und Großeltern, die mich durch ihre Zuwendung, Förderung und Prägung mit dem Rüstzeug für diesen Weg ausgestattet haben. Mein besonderer Dank gilt meiner Frau, Dominique, auf deren emotionale Unterstützung ich stets zurückgreifen konnte, wenn es am nötigsten war. Ihr Beistand hat mir wiederholt geholfen die eigene Wahrnehmung zu korrigieren, sodass diese Schrift zur Fertigstellung kommen konnte.

Karlsruhe, den 7. Januar 2025

M.Sc. Richard Jumar

1 Einleitung

Die Bestrebungen der Energiewende zur Reduktion von Treibhausgasemissionen bedingen eine Transformation aller Teile des elektrischen Energiesystems. In Deutschland führen auf der Seite der Stromerzeugung die beschlossene Abkehr von der Kernenergie [1] und die bis 2038 zu vollziehende Dekarbonisierung [2] zu einer neuen Situation. Befördert durch das Erneuerbare Energien (EE) Gesetz hat sich der EE-Anteil am Bruttostromverbrauch von 2010 bis 2020 von einst 17,1 % auf 41,1 % erhöht [3]. Ebenfalls stark ansteigend ist die Einspeisekapazität im Bereich der regenerativen Energien, die im Jahr 2021 mit 133 GW ca. 60 % der insgesamt installierten Kraftwerksleistung ausmachte [4]. Die Anzahl am Netz befindlicher Großspeiser in den Hoch- und Höchstspannungsnetzen wie Kern-, Kohle-, Gas- und Ölkraftwerke sinkt tendenziell. Dem gegenüber steht die Stromerzeugung durch Windkraft und Photovoltaik, die einerseits wetterabhängig fluktuiert, andererseits häufig dezentral stattfindet. Im Jahr 2021 entfielen im Bereich der Solarerzeugung 48 % der Erzeugungskapazität auf Anlagen mit weniger als 100 kW Nennleistung (kWp) [5]. Wie bei kleinen, dezentralen Erzeugungsanlagen mehrheitlich gebräuchlich, speisen diese über Umrichter in die Niederspannungsnetze ein.

Auf der Seite der Energienutzung führt die Elektrifizierung anderer Sektoren zu zunehmend veränderten Lastsituationen. So stieg 2022 die Zahl der in Deutschland zugelassenen, ausschließlich elektrisch betriebenen Fahrzeuge (BEV) auf 816 000. Rund 57 % [6] dieser BEV werden durch private Nutzer betrieben und überwiegend im Bereich der Wohnung durch Anschluss an das Niederspannungsnetz aufgeladen [7]. Auch in der Bereitstellung von Heizungswärme ist ein Wandel zu erkennen. Mit elektrisch betriebenen Wärmepumpen, die im Jahr 2021 bereits in über 50 % der Neubauten eingesetzt wurden, entsteht ein zusätzlicher elektrischer Energiebedarf im Niederspannungsnetz [8]. Für den Betrieb der elektrischen Energieversorgungsnetze hat diese Entwicklung weitreichende Folgen und das notwendigerweise rasche Tempo der strukturellen Veränderungen bedingt zusätzliche Herausforderungen bei der Sicherstellung der Versorgungsqualität. Durch die Wetterabhängigkeit eines Großteils der Einspeisung regenerativer Energien und durch die veränderte Lastsituation kommt es zu einer erhöhten Volati-

lität der Leistungsflüsse. Vereinzelt werden schon jetzt Netzverstärkungsmaßnahmen (zusätzliche Leitungen, Verkleinerung der Ausdehnung der Netze) oder der Einsatz neuer Betriebsmittel (regelbare Ortsnetztransformatoren, Längsspannungsregler) erforderlich, um in Regionen mit großem Erzeugungspotential Spannungsbandverletzungen zu verhindern [9]. Eine weitere Steigerung der dezentralen Einspeisung ist daher auch an die Umsetzung solcher finanziell aufwändigen Netzanpassungen gebunden. Bei Beibehaltung der bisherigen Betriebsstrategien werden in einem großen Anteil der Niederspannungsnetze konstruktive Veränderungen notwendig werden [10, 11]. Spätestens seit der russischen Invasion in der Ukraine und der resultierenden Energieknappheit in Europa wird zusätzlich auch der Aspekt der Resilienz der Energienetze öffentlich und wissenschaftlich diskutiert und gefordert.

Eine Möglichkeit zur Entschärfung der Anforderungen wird in „SmartGrids“ gesehen. Dieser Begriff bündelt nach Definition der Bundesnetzagentur neuartige Technologien und Verfahren, die eine „bessere Ausnutzung der konventionellen Netzinfrastruktur“ [12] ermöglichen. Dazu wird „ein konventionelles Elektrizitätsnetz mit Kommunikations-, Mess-, Steuer-, Regel- und Automatisierungstechnik sowie IT-Komponenten aufgerüstet“ [13]. Hinzu kommen Ansätze des marktgetriebenen Lastmanagements (Demand Side Management), die als Ziel haben die Lastverläufe an die volatile Erzeugung anzupassen. Smart-Grid Ansätze mit intensivem Einsatz von **Informationstechnologie (IT)** und einer Vernetzung der Betriebsmitteln setzen sich nur vereinzelt durch, da Netzbetreiber die steigende Systemkomplexität fürchten. Nur autarke und dezentrale Lösungen mit geringem Instandhaltungsaufwand und ohne technische Sonderlösungen werden aktuell akzeptiert und in die Planungsgrundsätze der Netzbetreiber aufgenommen [9]. Neue Konzepte zum Netzbetrieb sind daher zwar weit von einer Umsetzung im großen Maßstab entfernt, wegen der großen Dringlichkeit der energietechnischen Transformation der Gesellschaft sind sie jedoch Gegenstand intensiver Forschung.

Eine Überlegung besteht in der verbesserten Echtzeit-Überwachung der bisher häufig unbeobachteten Niederspannungsebene, um Netzteilnehmer gezielt an der Bereitstellung netzdienlicher Dienste (Ancillary Services) zu beteiligen. Dazu zählen z.B. die kurzfristige Anpassung der bezogenen oder eingespeisten Wirk- oder Blindleistung zum lokalen Lastausgleich oder zur Stabilisierung der Netzspannung. Benötigt wird u.a. eine Schätzung des Netzzustandes, um über einen Optimierer eine Überlastung von Betriebsmitteln zu verhindern und gleichzeitig die Versorgungsanforderungen zu erfüllen. Wegen der traditionell sehr spärlichen Ausstattung der Mittel- und Niederspannungsebene mit fernauslesbarer Messtechnik würde sich eine solche Zustandsschätzung zunächst stark auf vorhandene Netzmodelle stützen müssen. Dies gilt insbesondere vor dem Hintergrund des Transformationsprozesses, da eine Ausstattung mit stationär installierter Messtechnik durch betriebswirtschaftliche Erwägungen getrieben

wird. Nachrüstungen sind also nur an Stellen zu erwarten, die als absolut notwendig identifiziert werden. Grundlegend ist hier also die Kenntnis des Netzmodells hinsichtlich der Topologie und der Betriebsmittelparmeter – einerseits für die Festlegung der Messorte, die Zustandsschätzung, andererseits aber auch für die Umsetzung der Maßnahme selbst. Es kann dabei gerade nicht von einem überdimensionierten Netz ausgegangen werden, dessen Einfluss vernachlässigbar wäre.

Andere Ansätze propagieren eine Abkehr vom hierarchischen Netzmodell mit seiner traditionellen Rollenverteilung. In Forschungsprojekten wird beispielsweise untersucht, inwieweit die Resilienz erhöht werden kann, indem kleinere Netzregionen (z.B. Quartiere) sich zeitweise vom übergeordneten Netz separieren und autark betrieben werden [14]. Beim Betrieb derartiger Microgrids übernimmt für gewöhnlich eine speichergekoppelte Invertereinheit die zentrale Rolle der Netzbildung (Voltage Source Converter). Deren stabile Regelung in allen Netzzuständen, insbesondere auch bei Vorliegen weiter invertergekoppelter Einspeisung, ist Gegenstand aktueller Forschung [15]. Ein leistungselektronisch gespeistes Niederspannungsnetz bietet darüber hinaus auch Möglichkeiten zur Steuerung der Netzlast durch Anpassung der Netzspannung [16]. Für die Durchführung von Simulationen und die Auslegung der Regelmechanismen ist in diesem Kontext ein aggregiertes Modell der Lasten des autarken Netzabschnittes unverzichtbar. Die zum Einsatz kommenden Lastsensitivitätsmodelle beschreiben den Wirk- und Blindleistungsbezug in Abhängigkeit von Spannung, Frequenz und Lastzustand. Für die Planung von Feldversuchen mit realen Netzen ist aber eine a-priori Kenntnis des Modells erforderlich, um geeignete Netzabschnitte auszuwählen.

1.1 Motivation und konkrete Problemstellung

Die Motivation dieser Arbeit stützt sich gleichermaßen auf den Bedarf für parametrisierte Leitungsmodelle des Niederspannungsnetzes als auch auf die notwendige Kenntnis aggregierter Lastmodelle für die Auslegung bzw. Erprobung von Microgrids in der Praxis. Beide Aspekte sind direkt verknüpft mit den messtechnischen Herausforderungen, die die dritte Säule bilden.

Leitungen Leitungsmodelle des Niederspannungsnetzes werden aktuell überwiegend aus den Planungsunterlagen der Netzbetreiber abgeleitet. Aus der Information über Kabeltyp und verlegte Länge werden unter Zuhilfenahme vom Kabelhersteller bereitgestellter normierter Leitungsbeläge die Absolutwerte der Betriebsimpedanzen und -admittanzen berechnet. Dieses Verfahren versagt dort, wo die Planungsunterlagen von der Realisierung abweichen. Parametrische Abweichungen von 25 % bis 30 % sollen selbst in Übertragungsnetzen typisch sein [17]. Konkrete Zahlen für das Niederspannungsnetz sind zum derzeitigen Stand nicht beschaffbar. Eine Möglichkeit zur nachträg-

lichen Ermittlung der Leitungsparameter im laufenden Netzbetrieb für die Validierung existierender Modelle ist daher höchst wünschenswert. Idealerweise erfolgt eine solche Schätzung im Zuge ohnehin stattfindender Messungen. Diese Situation ist im Hoch- und Höchstspannungsnetz gegeben, wo ein Großteil der Knoten für die Überwachung der Leistungsflüsse messtechnisch erschlossen ist – z.B. durch die Instrumentierung mit Phasor Measurement Units. In dieser Situation wird die direkte Methode mit Erfolg eingesetzt, bei der der Impedanzbelag direkt aus Messungen der Spannungsdifferenz zwischen den Leitungsenden und dem fließenden Strom ermittelt wird [18]. Bereits auf der Mittelspannungsebene scheitert dieses Verfahren jedoch bekanntermaßen [19]. Der Grund hierfür liegt in der ungünstigen Kombination aus Größe der Leitungsparameter und der Genauigkeit der praktisch einsetzbaren Messkette. Es ist also zu untersuchen wie sich die Situation im Niederspannungsnetz darstellt und ob ggf. durch eine Modifikation des Verfahrens bzw. der Messtechnik die Schätzung von Leitungsparametern im laufenden Betrieb möglich wird.

Lasten Im Bereich der aggregierten Lastmodellierung erfolgt die Ermittlung von Spannungssensitivitäten bisher durch die Anregung der Last mit einem Spannungssprung. Der Netzbetreiber variiert hierzu die Netzspannung zeitweise um einige Prozent. Dazu muss der zu untersuchende Netzstrang an eine steuerbare Spannungsquelle angeschlossen sein. In Niederspannungsnetzen findet man eine solche Situation dort, wo bereits Längsspannungsregler oder regelbare Ortsnetztransformatoren (RONT) als Netzverstärkungsmaßnahmen eingesetzt werden. An Orten ohne solche Betriebsmittel ist eine Identifikation über eine direkte Spannungsanregung nicht möglich. Gerade bisher nicht verstärkte Netzsegmente stellen aber im Rahmen der Netzentwicklung die interessanteren Grenzfälle dar, bei denen sich eine Erprobung neuer Betriebsstrategien anbietet. Für diese Arbeit stellt sich daher die Frage nach einer alternativen Methode zur Lastmodellidentifikation, die auch in diesen Fällen einsetzbar ist.

Messtechnik Bei Identifikationsaufgaben im Niederspannungsnetz besteht grundsätzlich die Problematik der äußerst geringen messtechnischen Ausstattung, da aktuell nur selten eine technische Notwendigkeit besteht, die eine Instrumentierung betriebswirtschaftlich rechtfertigen würde [13]. Es ist also stets von Situationen auszugehen, in denen eine nachträgliche Installation von Geräten erforderlich ist. Insbesondere für die Messung von Leiterströmen geht damit die Einschränkung einher, dass Stromsensoren teilbar aufgebaut sein müssen, damit eine Unterbrechung der Versorgung bei der Installation nicht notwendig ist. Besonderes Gewicht erhält diese Einschränkung durch die überwiegende Einsatzart der Messtechnik im Rahmen von Netzstudien und Forschungsprojekten, auf die wahrscheinlich ein Großteil der Einsätze im Rahmen des energetischen Transformationsprozesses entfallen wird. Wegen des temporären Cha-

racters solcher Installationen spielt auch die Minimierung des Installationsaufwandes eine Rolle. Neben diesen weichen Faktoren bestehen weiterhin die Anforderungen an die Leistungsfähigkeit der Messtechnik. Eine zeitliche Synchronisation der Messwert-erfassung ist ebenso erforderlich wie die Verarbeitung großer Rohdatenmengen zur Bereitstellung abgeleiteter Größen sowie deren Übertragung und Speicherung. Hier ist zu untersuchen, wie sich notwendige messtechnische Erweiterungen für das Einsatzspektrum der Modellidentifikation zusammen mit den allgemeinen Anforderungen in einem System realisieren lassen.

1.2 Ziel und Struktur der Arbeit

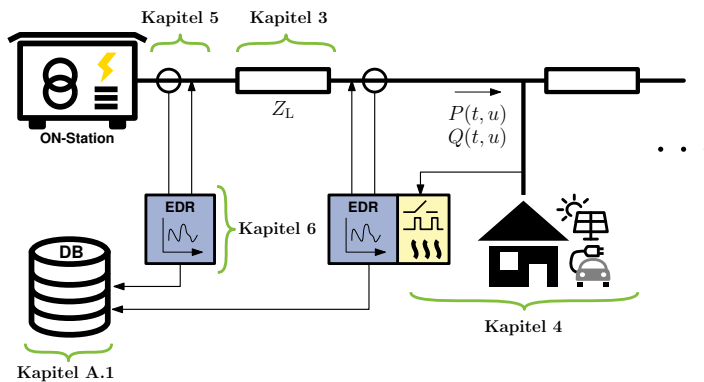


Abbildung 1.1: Einordnung der Kapitel der Arbeit entlang des Niederspannungsstrangs. Die elektrische Energieversorgung erfolgt über die links oben abgebildete Ordnungszahlstation (ON-Station) und die entsprechenden Leiter (charakterisiert durch Z_L). Die Last (charakterisiert über $P(t, u)$ und $Q(t, u)$) ist rechts unten dargestellt. Der Electrical Data Recorder (EDR) wird auf Seite der Last und auf Seite der Versorger installiert und speist die Messdaten in die Datenbank (DB), die links unten abgebildet ist.

Von den drei oben entwickelten Problemstellungen (Leitungen, Lasten, Messtechnik) ausgehend, besteht das Ziel dieser Arbeit daher

- im Finden und Darstellen möglicher Methoden zur Leitungs- und Lastparameter-identifikation in Niederspannungsnetzen,
- in der Analyse der Begrenzungen dieser Verfahren in praktisch relevanten Einsatzszenarien,
- im Untersuchen der Ursachen dieser Beschränkungen hinsichtlich der Messtechnik und
- im Entwickeln eines Lösungsvorschlags für jeden der drei Teilaspekte.

Die Struktur der Arbeit folgt [Abbildung 1.1](#): Nach einer Darstellung der Grundlagen in [Kapitel 2](#), wird die Leitungparameteridentifikation in [Kapitel 3](#) behandelt. Die Bestimmung von Lastparametern durch Anregungsverfahren ist Inhalt von [Kapitel 4](#). Messtechnische Aspekte der Stromerfassung, mit Fokus auf Messgenauigkeit und Kalibrierung nachträglich installierter Sensorik werden in [Kapitel 5](#) behandelt. [Kapitel 6](#) widmet sich der Analyse von Datenerfassungsgeräten für Identifikationsanwendungen und beschreibt darauf aufbauend die Eigenentwicklung einer neuen Messgeräteplattform. Weitergehende Anwendungsbeispiele der entwickelten Messtechnik und aus den erhobenen Daten entstandene Forschungsergebnisse werden im [Anhang A](#) illustriert.

2 Grundlagen

Dieses Grundlagenkapitel gibt einerseits bekannte Inhalte wieder, die ein Verständnis der Arbeit ermöglichen sollen. Andererseits erfolgt ein Zuschnitt und eine Aufbereitung der Inhalte derart, dass sich eine direkte inhaltliche Hinführung im jeweiligen Kapitel der Arbeit ergibt. Dies bedingt eine enge Fokussierung und einen Verzicht auf umfassende Darstellungen. Bezüglich der Reihenfolge werden die Inhalte so angeordnet, dass sie der Motivation der Arbeit folgen. Daher steht ein Überblick über die Netzstrukturen (Abschnitt 2.1) sowie Netzkomponenten und deren Modellierung (Abschnitt 2.2) am Anfang. Die Vorstellung des Prinzips der Synchrophasoren und der Total-Vector-Error-Fehlermetrik (Abschnitt 2.3) bildet die Überleitung zu den messtechnischen Aspekten der Arbeit (Abschnitt 2.4). Hier werden zunächst die Grundlagen der synchronisierten Messtechnik eingeführt. Im Anschluss werden Verfahren zur berührungslosen Strommessung in Verteilnetzen diskutiert.

2.1 Netzstruktur und Aufbau

Das elektrische Energieversorgungsnetz wird klassischerweise anhand der Spannungsebenen gegliedert, die die Verteilung der Energie gewährleisten. Die Bereitstellung der Versorgung für Haushalte und kleine Betriebe übernimmt die unterste Netzebene, das Niederspannungsnetz. Bebauungsdichte und Versorgungsanforderungen bestimmen dabei die Topologie und Ausdehnung. In öffentlichen Netzen sind in Europa vorrangig die in Abbildung 2.1 dargestellten Strukturen anzutreffen [13].

Von der Umspannstation ausgehend verlaufen Stränge oftmals entlang der Straßen, von denen Stichleitungen zu den Abnehmern führen. Die Länge dieser Stichleitungen für die Abnehmeranschlüsse beträgt zwischen zehn und fünfzig Meter [20]. Ausführungen als Strahlennetze (s. Abb. 2.1(a)) sind im ländlichen Bereich üblich, wo die Lastdichte gering ist. Sie zeichnen sich durch geringere Investitionskosten aus, bieten aber die geringste Versorgungssicherheit. Im städtischen Bereich werden die Stränge oftmals paarweise an ihrem Ende wieder in einem Kabelverteilschrank zusammengeführt, dort aber im Normalbetrieb nicht verbunden. So entsteht ein offener Ring, der bei

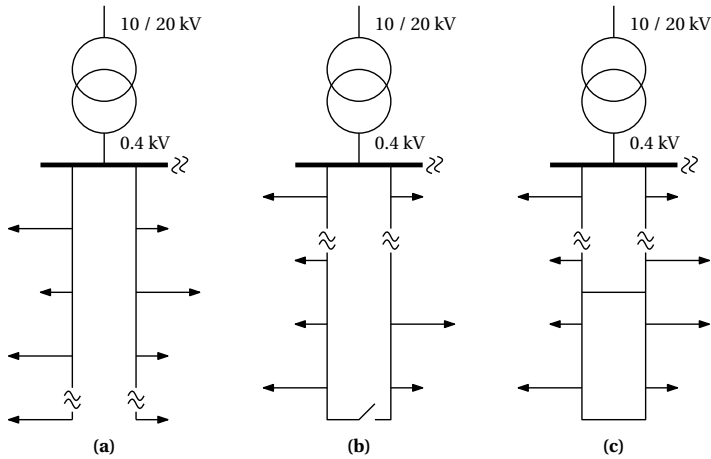


Abbildung 2.1: Netzstrukturen im Niederspannungsbereich: Strahlennetz (a), Ringnetz (b), Maschenetz (c).

Bedarf, z.B. im Falle einer punktuellen Leitungsbeschädigung, geschlossen werden kann (s. Abb. 2.1(b)). Beide Varianten sind im Bestand ebenfalls häufig in der Ausführung als Dachständerleitungen anzutreffen. Hier sind die Stickleitungen nur wenige Meter lang und der Strang selbst verläuft von Abnehmer zu Abnehmer. Das in Abbildung 2.1(c) dargestellte Maschenetz bietet die höchste Versorgungssicherheit und die geringste Netzimpedanz am Anschlusspunkt der Abnehmer. Wegen des deutlich höheren Aufwandes für Wartung und Netzschutz ist diese Netzform in öffentlichen Netzen nur in Ausnahmefällen anzutreffen.

Die Anzahl der Abnehmer pro Strang, die räumliche Ausdehnung und damit auch die Leitungslängen unterscheiden sich zwischen Netzen im städtischen und ländlichen Raum. Abbildung 2.2 zeigt repräsentativ typische Fälle, wie sie in deutschen Niederspannungsnetzen im ländlichen Raum auftreten [20]. Insbesondere dort ist weiterhin die Freileitungsausführung üblich, die sich zusätzlich durch vergleichsweise große Leitungslängen zwischen den Abnehmern auszeichnet.

Im Gegensatz dazu stehen typische Städtetze, mit vergleichsweise kurzen Strängen und Erdkabelverlegung, wie sie Abbildung 2.3 schematisch zeigt. Auf die Darstellung als offener Ring wird hier verzichtet, da sie im Normalbetrieb nicht relevant ist.

Aus betriebswirtschaftlichen Überlegungen der Vorratshaltung planen die Netzbetreiber bei der Leitungsinstallation mit einer möglichst geringen Zahl unterschiedlicher Leitungstypen. Daher sind einige Typen deutlich häufiger anzutreffen als andere. Für Strangleitungen verteilen sich die im Bestand in Deutschland befindlichen Typen in etwa wie Abbildung 2.4 zeigt.

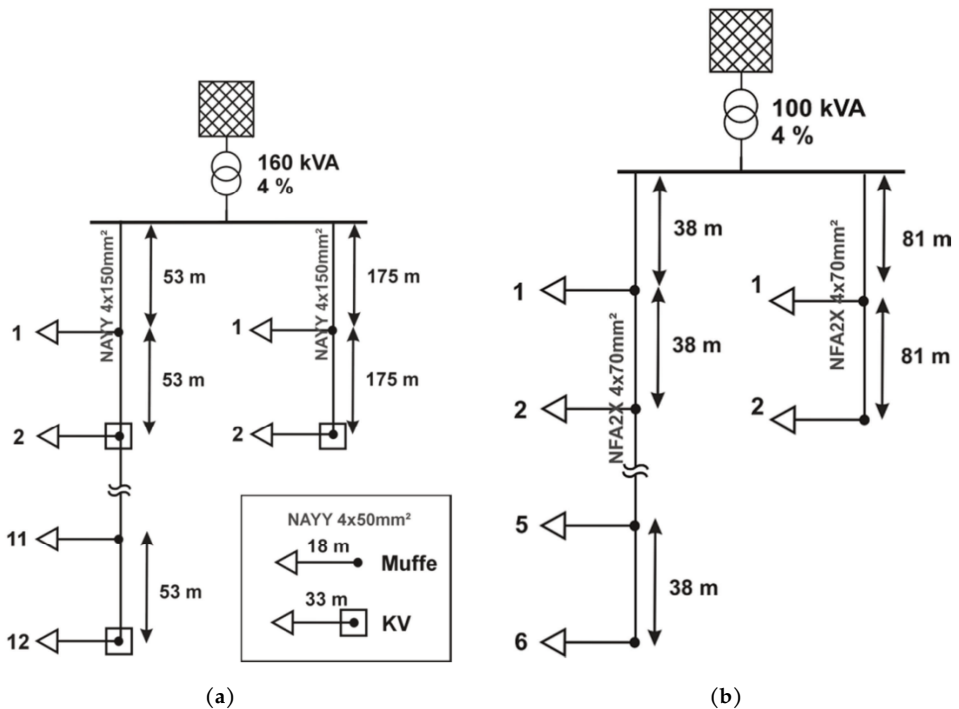


Abbildung 2.2: Typische Netze im ländlichen Bereich. (a) in Kabelauslegung, (b) in Freileitungsauslegung (übernommen von [20]).

Bei Neuverlegungen bevorzugen die Betreiber Kabel vom Typ NAYY mit Querschnitten zwischen 120 mm^2 und 185 mm^2 . Mit einigem Abstand ist der Standardtyp für die Realisierung von Strangleitungen daher ein Kabel mit 150 mm^2 Sektorleiter aus Aluminium. Für Hausanschlüsse kommen überwiegend 50 mm^2 Aluminiumleiter zum Einsatz. Weniger häufig werden auch 35 mm^2 oder 16 mm^2 Kupfer verwendet [20]. In ländlichen Niederspannungsnetzen haben Freileitungen einen Anteil von ca. 50% [21]. Vorrangig sind dort Aluminiumleiter mit 70 mm^2 Querschnitt vorzufinden. Freileitungen werden heute nur noch im ländlichen Raum neu verlegt und finden sich im städtischen Raum vorwiegend in Altbeständen.

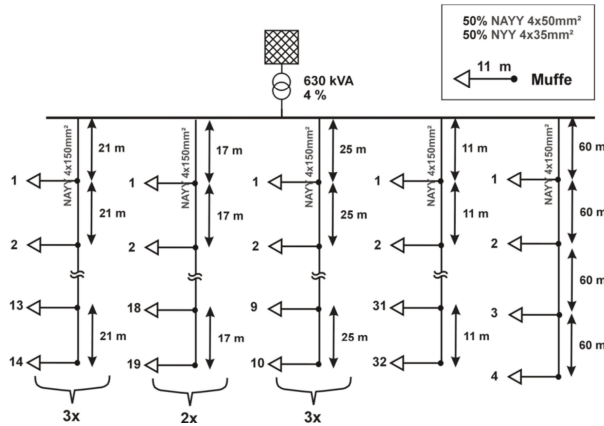


Abbildung 2.3: Typisches Netz in deutschen Städten (übernommen von [20]). Die Ausführung als geöffneter Ring ist hier nicht eingezeichnet.

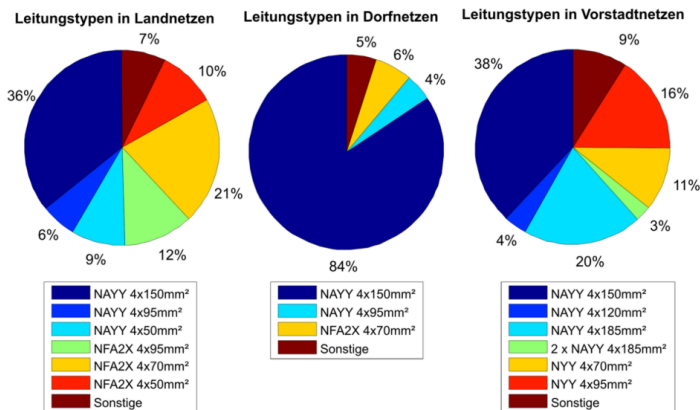


Abbildung 2.4: Im Niederspannungsnetz verwendete Kabeltypen in unterschiedlichen Netzregionen (Leitungen mit VPE- und PE-Isolierung werden in der Darstellung den äquivalenten PVC-Leitungen zugeordnet) (übernommen von [20]).

2.2 Betriebsmittelmodelle

Unter Betriebsmitteln versteht man alle technischen Geräte, die der Bereitstellung, Verteilung und Nutzung elektrischer Energie dienen. Der Abschnitt 2.2.1 führt daher zunächst in die verwendete Leitungsmodellierung und deren Grenzen ein. Weiterhin werden Transformatoren betrachtet, deren recht ausführliche, allgemeine Darstellung auch für die transformatorisch arbeitenden Stromsensoren Verwendung findet (Abschnitt 2.2.2). Im letzten Abschnitt 2.2.3 wird – mit Blick auf die Identifikationsverfahren – die aggregierte Modellierung von Lasten vorgestellt.

2.2.1 Leitungen

Bei der hier folgenden Modellierung von Leitungen in elektrischen Netzen wird der Fokus auf Ansätze gelegt, die für Mittel- und Niederspannungsnetze anwendbar sind. Spannungen und Ströme auf einer Leitung sind im Allgemeinen orts- und zeitabhängige Größen, da sich elektrisches und magnetisches Feld mit begrenzter Geschwindigkeit ausbreiten. Die Ausbreitungsgeschwindigkeit v ist abhängig vom jeweiligen Dielektrikum und beträgt je nach Leitungstyp und Ausbreitungsmodus zwischen dem 0,5-fachen der Vakuumlichtgeschwindigkeit c_0 für Erdkabel und knapp c_0 für Freileitungen [13]. An jedem Ort der Leitung z setzen sich Strom I und Spannung U aus einer hinlaufenden (h) und einer rücklaufenden (r) Welle zusammen:

$$\begin{aligned}\underline{U}(z) &= \underline{U}_h e^{-\underline{\gamma}z} + \underline{U}_r e^{\underline{\gamma}z}, \\ \underline{I}(z) &= \underline{I}_h e^{-\underline{\gamma}z} + \underline{I}_r e^{\underline{\gamma}z}.\end{aligned}\quad (2.1)$$

Darin bestimmt die komplexe Ausbreitungskonstante $\underline{\gamma}$,

$$\underline{\gamma} = \alpha + j\beta = \sqrt{(R' + j\omega L')(G' + j\omega C')}, \quad (2.2)$$

welche Dämpfung α und welche Phasendrehung β die Welle pro Längeneinheit erfährt. Bei einer ausreichend dämpfungsarmen Leitung lassen sich für den Realteil und für den Imaginärteil von $\underline{\gamma}$ die folgenden Entwicklungen angeben:

$$\alpha \approx \frac{R'}{2} \sqrt{\frac{C'}{L'}} + \frac{G'}{2} \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad \text{und} \quad (2.3)$$

$$\beta \approx \omega \sqrt{L'C'} = \frac{\omega}{v} = \frac{2\pi f}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (2.4)$$

Zusammen mit der Gleichung für Wellenlänge λ und Ausbreitungsgeschwindigkeit v ,

$$\lambda = \frac{v}{f}, \quad (2.5)$$

erhält man für sinusförmige Vorgänge die charakteristische Impedanz beziehungsweise den Wellenwiderstand Z_w der Leitung,

$$Z_w = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}}. \quad (2.6)$$

Zwischen dem Anfang und dem Ende der Leitung gilt damit zusammengefasst [22]

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cosh(\underline{\gamma}l) & \underline{Z}_w \sinh(\underline{\gamma}l) \\ \frac{1}{\underline{Z}_w} \sinh(\underline{\gamma}l) & \cosh(\underline{\gamma}l) \end{pmatrix}}_{\underline{A}} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_2 \\ -\underline{I}_2 \end{pmatrix}. \quad (2.7)$$

Elektrisch kurze Leitungen

Im Zeitbereich macht sich die Ausbreitung durch eine Verzögerung der Signale zwischen Leitungsanfang und -ende bemerkbar. Eine Leitung gilt als elektrisch kurz, wenn die Anstiegszeit der zu betrachtenden Signalform T_a wesentlich länger ist, als die Zeit τ_1 , welche die Wanderwelle für die Ausbreitung entlang der Leitung benötigt. Falls $T_a \leq 10\tau_1$, kann man näherungsweise annehmen, dass die Spannung entlang der Leitung überall den gleichen Wert hat. Abbildung 2.5 zeigt die dann zulässige, quasi-statische Betrachtung der Leitung als Zweipol mit konzentrierten Elementen.

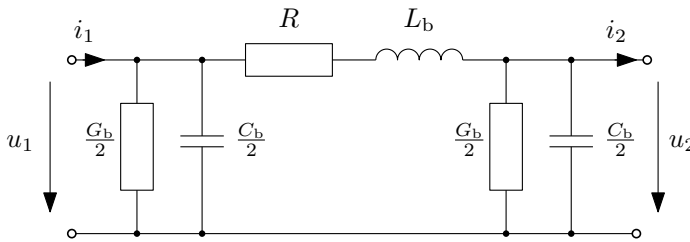


Abbildung 2.5: π -Ersatzschaltbild für eine einphasige, elektrisch kurze Leitung, nach [13]. Angegeben sind die Größen des Mitsystems (Betriebsgrößen).

R repräsentiert darin den ohmschen Leiterwiderstand und L_b die Betriebsinduktivität. Die verteilte Kapazität zwischen Hin- und Rückleiter wird durch zwei Teilkapazitäten $C_b/2$ an den Leitungsenden ersetzt. Ebenso wird mit dem Ableitbelag G_b verfahren, der die Restleitfähigkeit und die dielektrischen Umladungsverluste der Isolierung modelliert.

Fasst man die Längselemente R und L_b zu $\underline{Z}_b = R + j\omega L_b$ zusammen und schreibt für die Querelemente $\underline{Y}_b = G_b + j\omega C_b$, so erhält man für das π -Ersatzschaltbild

$$\begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \left(\frac{1}{\underline{Z}_b} + \frac{\underline{Y}_b}{2}\right) & -\frac{1}{\underline{Z}_b} \\ \frac{1}{\underline{Z}_b} & -\left(\frac{1}{\underline{Z}_b} + \frac{\underline{Y}_b}{2}\right) \end{pmatrix}}_{\underline{Y}} \begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{pmatrix}. \quad (2.8)$$

Für die alternative Darstellung als Kettenmatrix folgt:

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 + \frac{Y_b Z_b}{2} & Z_b \\ Z_b & 1 + \frac{Y_b Z_b}{2} \end{pmatrix}}_{\mathbf{A}} \begin{pmatrix} U_2 \\ I_2 \end{pmatrix}. \quad (2.9)$$

Im Rahmen der Energietechnik lässt sich der durch die vereinfachte Modellierung entstehende Fehler allerdings besser im Frequenzbereich abschätzen. Hier ergibt sich die Unterscheidung zwischen elektrisch kurzen und elektrisch langen Leitungen durch den Vergleich der Wellenlänge $\lambda = v/f$ des Signals und der Leitungslänge l ,

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l \ll 1. \quad (2.10)$$

Nur wenn die Wellenlänge groß im Verhältnis zur Leitungslänge ist, kann die komplexe Amplitude der Größen auf der Leitung als ortsunabhängig angesehen werden. Durch die Verwendung des π -Ersatzschaltbildes führt man bei Wechselgrößen einen Fehler ein. Welche Abweichungen als zulässig zu bewerten sind, hängt vom Anwendungsfall ab. In [13] wird beispielsweise ein Amplitudenfehler von 0,5 % als tolerabel betrachtet. Je nach Leitungstyp und betrachteter Frequenz lässt sich aus der Fehlerschranke eine maximale Leitungslänge ableiten, bis zu der die Anwendung des Ersatzschaltbildes zulässig ist. Wie sich das Verhalten beider Modelle genau unterscheidet, hängt auch vom Lastfall ab, in dem die Leitung betrieben wird. Eine analytische Beschreibung der Grenzfälle Kurzschluss und Leerlauf findet sich beispielsweise in [23].

Wegen des hier gesetzten Fokus' auf Niederspannungsnetze werden im Folgenden die Verhältnisse für ausgewählte, typische Kabel und Freileitungen untersucht. Die Parameter dieser Leitungen finden sich in Tabelle 2.1. Dachständerleitungen mit separierten Leiterseilen sind im Niederspannungsnetz die häufigste Form Freileitung. Hier werden ein Leiterseil nach DIN 48201 und ein mittlerer Leiterabstand von $d = 0,5$ m angenommen.

Tabelle 2.1: Leitungsparameter typischer Nieder- und Mittelspannungsleitungen

Typ	U_n/kV	A/mm^2	$R'/\frac{\text{m}\Omega}{\text{km}}$	$L'_b/\frac{\text{mH}}{\text{km}}$	$C'_b/\frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$	Quellen
NA2XS2Y 3x150	20	150	206	0,39	0,26	[24]
NAYY-J 4x150 SE	0,4	150	207	0,257	1,11	[23]
Freileitung	0,4	70	436	0,961	0,02	[23, 25]

Für den Modellvergleich wird eine ohmsche Belastung der Leitungen angesetzt. Sie sei jeweils so gewählt, dass in der Leitung etwa die Hälfte des thermisch zulässigen Maximalstroms fließt.

Für eine einseitig gespeiste Leitung mit ohmschem Abschluss R_L ergibt sich der Strom am Ende der Leitung mit $\underline{I}_2 = \underline{U}_2/R_L$. Damit lässt sich nach der Wellentheorie für das Verhältnis von Spannung am Leitungsende zur Spannung am Leitungsanfang

$$\frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \underline{g}_w = \frac{1}{\cosh(\underline{\gamma}l) + \frac{\underline{Z}_w}{\underline{Z}_2} \sinh(\underline{\gamma}l)} \quad (2.11)$$

schreiben. Bei Verwendung des π -Ersatzschaltbildes (ESB) für den gleichen Fall erhält man hingegen

$$\frac{\tilde{\underline{U}}_2}{\tilde{\underline{U}}_1} = \underline{g}_\pi = \frac{1}{Z_b \left(Y_b + \frac{1}{\underline{Z}_2} \right) + 1} \quad (2.12)$$

Die Abweichung zwischen beiden Modellen lässt sich durch den Amplitudenfehler ϵ_A ,

$$\epsilon_A = \frac{\left\| \underline{g}_\pi \right\| - \left\| \underline{g}_w \right\|}{\left\| \underline{g}_w \right\|}, \quad (2.13)$$

und den Phasenfehler ϵ_φ ,

$$\epsilon_\varphi = \angle \underline{g}_\pi - \angle \underline{g}_w, \quad (2.14)$$

beschreiben. Abbildung 2.6 zeigt einen Vergleich des resultierenden Modellfehlers für eine Frequenz von 50 Hz.

Für die repräsentativ gewählten Leitungstypen bestehen bei 50 Hz bis zu einer Länge von 1000 m nur marginale Abweichungen. Darüber wachsen die Fehler jedoch stark an. Für die Kabel wird zwischen einer Länge von 10 km und 20 km eine Fehlergrenze von 0,1 % überschritten. Die Freileitung verhält sich wegen der geringeren Dielektrizitätskonstante von Luft gegenüber den Kabeln etwas gutmütiger. Hier wird der gleiche Fehler erst zwischen 50 km und 60 km erreicht. Für die Untersuchung von Signalen anderer Frequenz können die Graphen, oder besser die Leitungslänge im Diagramm l , näherungsweise anhand von

$$l = l' \frac{f_{\text{sig}}}{50 \text{ Hz}} \quad (2.15)$$

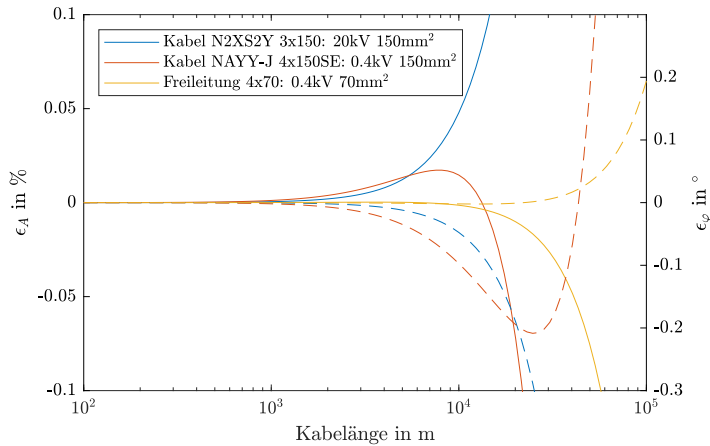


Abbildung 2.6: Modellfehler des π -Ersatzschaltbildes für drei häufige Leitungstypen über der modellierten Leitungslänge. Die Leitungen sind mit der Hälfte ihres jeweils zulässigen Maximalstroms belastet. Durchgehende Linien: Amplitudenfehler. Gestrichelte Linien: Phasenfehler.

skaliert werden. Für die zehnfache Frequenz (500 Hz) wäre die Verwendung des π -ESB nur bis zu einem Zehntel der zuvor ermittelten Längen, also bis 1 km bzw. 5 km, zulässig.

Ableitbelag G'

Verluste des Dielektrikums, die durch residuale Leitfähigkeit (mobile Ladungsträger) und durch dissipative Vorgänge bei wechselnder Polarisation entstehen, werden durch G' modelliert. Sie sind im Allgemeinen frequenzabhängig. In normalen Betriebsverhältnissen (keine Koronaentladungen) beträgt der Wert des Ableitbelags von Freileitungen etwa $0,05 \mu\text{S}/\text{km}$ und der von Kabeln ca. $1 \mu\text{S}/\text{km}$ [26]. Messungen an Niederspannungskabeln zeigen Werte zwischen $1 \mu\text{S}/\text{km}$ und $7 \mu\text{S}/\text{km}$ [27].

Ein Vergleich mit den Blindableitbelägen, die durch die Leitungskapazitäten entstehen, zeigt, dass diese die Wirkableitbeläge um den Faktor 50 bis 1000 übersteigen. Im Bereich der Leitungsmodellierung für die Energieübertragung ist eine Vernachlässigung von G' in Nieder- und Mittelspannungsnetzen daher gängiges Vorgehen. Dies trifft auch auf Seite der Kabelhersteller zu, die keine entsprechenden Werte für ihre Produkte angeben. Selbst im Bereich bis 6 MHz (Power-Line-Kommunikation) hat der Verschiebungsstrom einen vernachlässigbaren Einfluss auf die Kabeldämpfung [28].

Mehrleiter-Ersatzschaltbild

Wie in Abschnitt 2.1 eingeführt, kommen für die Umsetzung der Netze im Niederspannungsbereich üblicherweise Vierleiterkabel, bei Mittelspannung hingegen Dreileiterka-

bel zum Einsatz. Das mehrphasige Ersatzschaltbild für ein Vierleiterkabel, analog zu dem zuvor eingeführten einphasigen ESB, zeigt Abbildung 2.7.

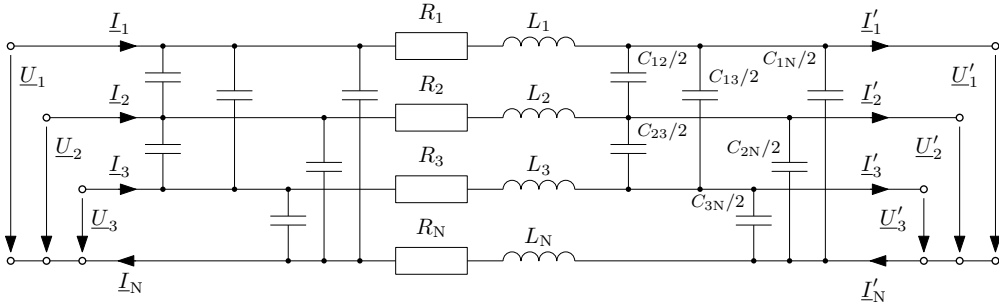


Abbildung 2.7: Ersatzschaltbild eines Vierleiterkabels. Die Induktivitäten sind magnetisch gekoppelt und bilden Selbst- und Gegeninduktivitäten zwischen den Leitern ab. Die Koppelkapazitäten sind explizit eingezeichnet.

Neben der kapazitiven Kopplung der Leiter, veranschaulicht durch C_{12} , C_{13} , C_{1N} usw., besteht auch eine induktive Kopplung. Wegen der Kopplung der Leiter untereinander sind die Matrizen zur Beschreibung des Übertragungsverhaltens voll besetzt.

$$\Delta \underline{U}_i = \underline{U}_i - \underline{U}'_i \text{ mit } i \in \{1, 2, 3, N\} \quad (2.16)$$

$$\begin{pmatrix} \Delta \underline{U}_1 \\ \Delta \underline{U}_2 \\ \Delta \underline{U}_3 \\ \Delta \underline{U}_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} & \underline{Z}_{13} & \underline{Z}_{1N} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} & \underline{Z}_{23} & \underline{Z}_{2N} \\ \underline{Z}_{31} & \underline{Z}_{32} & \underline{Z}_{33} & \underline{Z}_{3N} \\ \underline{Z}_{N1} & \underline{Z}_{N2} & \underline{Z}_{N3} & \underline{Z}_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_N \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

Die exakte Berechnung von mehrphasigen Netzwerken ist daher mit einem großen Aufwand verbunden. Sind die Koppelgrößen symmetrisch, oder kann dies näherungsweise angenommen werden, lässt sich der Aufwand erheblich reduzieren.

Unter Zuhilfenahme der Methode der Symmetrischen Komponenten (s. Anhang B.1), wird das Leitungsmodell in zwei einphasige Teilmodelle zerlegt. Das Teilmodell für Mitsystem (Index +) und Gegensystem (Index -) bildet die Leitungseigenschaften für die mit Netzfrequenz rotierenden Zeigergrößen ab. Das Modell des Null-Systems (Index 0) drückt die Leitungseigenschaften für die Sternpunktverschiebung bei asymmetrischen Belastungen aus. Für die Berechnung von elektrischen Netzwerken können mit diesen Teilmodellen drei voneinander entkoppelte Probleme (Mit-, Gegen- und Nullsystem) gelöst werden, was eine erhebliche Vereinfachung darstellt.

Allerdings muss beachtet werden, dass die zuvor erwähnte Annahme der Leitungssymmetrie insbesondere bei vier-adrigen Sektorleiterkabeln nicht erfüllt ist. Hier sind die kapazitiven Kopplungen der benachbarten Leiter deutlich größer als die der gegenüberliegenden. Ähnlich verhält es sich mit den Koppelinduktivitäten. Für eine ausführliche Untersuchung dieser Größen bei Niederspannungskabeln mit Sektorleiter sei auf [27] verwiesen.

Teilweise treten Asymmetrien auch bei Mittelspannungskabeln auf. So kann der häufig gebrauchte Einzeladertyp NA2XS2Y, wie in Abbildung 2.8 gezeigt, auf zwei typische Arten verlegt werden. Während in der Dreiecksanordnung Symmetrie besteht, ist in der Flachanordnung ein erheblicher Unterschied des Induktivitätsbelags gegeben.

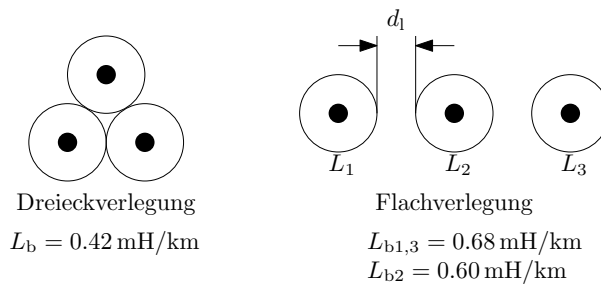


Abbildung 2.8: Dreieck- und Flachverlegung im Querschnitt. Induktivitätsangaben für NA2XS2Y mit 150 mm^2 und einem lichten Abstand von $d_1 = 7 \text{ cm}$

Da die Induktivität von der aufgespannten Fläche zwischen den Leitern abhängt, führen variierende Verlegeabstände auch zu Induktivitätsunterschieden. Insbesondere bei der Flachverlegung durchdringt das Magnetfeld auch die unmittelbare Umgebung der Leitung. In diesem Bereich vorhandene ferromagnetische Werkstoffe, wie parallel verlaufende Stahlrohre, Betonarmierungen etc., wirken beeinflussend auf die Induktivität. Auch rein leitfähige Materialien in der Nähe der Leitung können die Übertragungseigenschaften (insbesondere die Verluste) durch die Wirbelstromeffekte verändern.

2.2.2 Transformatoren

Transformatoren werden sowohl für die Übertragung elektrischer Energie zwischen unterschiedlichen Spannungsebenen als auch im Bereich der Messtechnik als Spannungs- bzw. Stromwandler eingesetzt. Letztere werden in Abschnitt 2.4.1 gesondert beschrieben.

Ein Transformator wird durch mindestens zwei magnetisch gekoppelte Induktivitäten gebildet. Schematisch werden die Flüsse und Kopplungen in Abbildung 2.9 veranschaulicht. Die numerischen Indizes zeigen an, welche Wicklung den Fluss hervorruft.

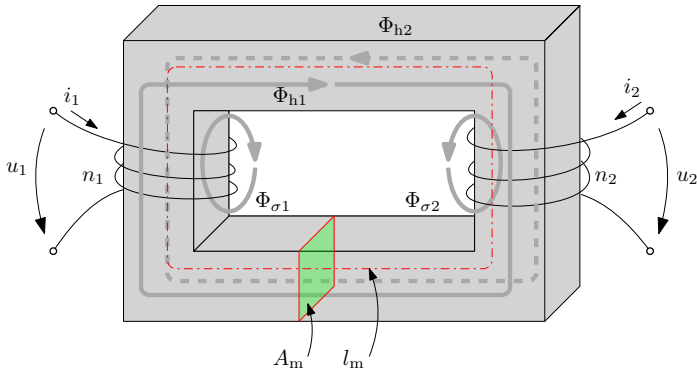


Abbildung 2.9: Prinzip der magnetischen Kopplung am Transformator.

In den meisten Fällen wird ein Kern aus magnetisch hochpermeablem Material ($\mu_r \gg 1$) eingesetzt, damit möglichst der gesamte durch eine Wicklung erzeugte Fluss auch durch die anderen Wicklungen geführt wird. Neben dieser Minimierung der Streuung hilft der Kern dabei, den zur Energieübertragung nötigen magnetischen Fluss mit einem möglichst kleinen Magnetisierungsstrom aufzubauen.

Der Gesamtfluss durch eine Wicklung lässt sich in einen Streuanteil Φ_σ und einen Magnetisierungsanteil oder Hauptfluss Φ_h aufteilen. Letzterer durchdringt alle Wicklungen gleichermaßen

$$\Phi_1 = \Phi_{\sigma 1} + \Phi_{h1}, \quad \Phi_2 = \Phi_{\sigma 2} + \Phi_{h2}. \quad (2.18)$$

Die wicklungsbezogenen Koppelfaktoren erlauben eine relative Angabe und setzen den Hauptfluss mit dem Gesamtfluss ins Verhältnis

$$k_1 = \frac{\Phi_{h1}}{\Phi_1}, \quad k_2 = \frac{\Phi_{h2}}{\Phi_2}. \quad (2.19)$$

Aus den Gesamtflüssen (Φ_1, Φ_2) und den Windungszahlen (n_1, n_2) lässt sich die an den jeweiligen Klemmen vorliegende Leerlaufinduktivität wie folgt angeben:

$$L_1 = \frac{n_1 \Phi_1}{i_1}, \quad L_2 = \frac{n_2 \Phi_2}{i_2}. \quad (2.20)$$

Die Gegeninduktivität M zwischen zwei Stromkreisen ist definiert über den wechselseitig verketteten Fluss Ψ . Verkettung bedeutet dabei, dass dieser Fluss Windung zwei durchdringt, aber von Windung eins hervorgerufen wird.

$$M := \frac{\Psi_{21}}{i_1} = \frac{n_2 \Phi_{h2}}{i_1} = \frac{n_1 \Phi_{h1}}{i_2}. \quad (2.21)$$

Die von der Primärseite aus gesehene Gesamtinduktivität lässt sich in Streu- und Hauptinduktivität aufteilen. Gleiches gilt analog für die Sekundärseite, sodass

$$L_1 = L_{h1} + L_{\sigma 1}, \quad L_2 = L_{h2} + L_{\sigma 2} \quad (2.22)$$

gilt. Mit den oben eingeführten Koppelfaktoren $k_{1,2,\dots}$ folgt:

$$L_{h1} = L_1 k_1 = \frac{n_1}{n_2} M, \quad L_{h2} = L_2 k_2 = \frac{n_2}{n_1} M. \quad (2.23)$$

Durch Umformen nach dem Verhältnis der Windungszahlen,

$$\frac{L_{h1}}{M} = \frac{n_1}{n_2}, \quad \frac{L_{h2}}{M} = \frac{n_2}{n_1}, \quad (2.24)$$

ergibt sich, dass M auch als geometrisches Mittel der Hauptinduktivitäten,

$$M = \sqrt{L_{h1} L_{h2}}, \quad (2.25)$$

geschrieben werden kann. Weiterhin folgt, dass die Hauptinduktivitäten mit dem Verhältnis des Quadrats der Windungszahlen skalieren:

$$\frac{L_{h1}}{L_{h2}} = \frac{n_1^2}{n_2^2} = \ddot{u}. \quad (2.26)$$

Dabei wird \ddot{u} als nominelles Übersetzungsverhältnis des Transformators bezeichnet, das dem Verhältnis der Windungszahlen,

$$\ddot{u} = \frac{n_1}{n_2}, \quad (2.27)$$

entspricht.

Für einen Transformator ohne Streuung ist die am Eingang messbare Induktivität L_1 allein durch die L_{h1} zu erklären. Ebenso verhält es sich dann mit L_2 und L_{h2} , sodass für die Gegeninduktivität in diesem Falle

$$M_{\sigma=0} = \sqrt{L_1 L_2} \quad (2.28)$$

gilt.

Als Koppelfaktor k bezeichnet man nun das Verhältnis aus tatsächlicher Gegeninduktivität und jener, die im idealisierten Fall vorliegt:

$$k = \frac{M}{M_{\sigma=0}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}. \quad (2.29)$$

Zusammen mit Gleichung (2.23) gilt deshalb auch für den Koppelfaktor k ,

$$k = \sqrt{k_1 k_2}. \quad (2.30)$$

Für die Übertragungseigenschaften gilt bei der idealisierten Annahme vernachlässigbarer Streuflüsse, eines verschwindenden Magnetisierungsstroms und widerstandsloser Wicklungen folgender Zusammenhang: Spannungen (U_1, U_2) und Ströme (I_1, I_2) werden nach

$$U_2 = \frac{1}{\ddot{u}} U_1 \quad \text{und} \quad I_2 = -\ddot{u} I_1 \quad (2.31)$$

auf die jeweils andere Seite übersetzt. Für Netzwerkberechnungen ist es nützlich, die Größen der einen Seite des Transformators auf die andere abzubilden. Dafür werden gestrichene Größen,

$$U'_2 = \ddot{u} U_2, \quad I'_2 = \frac{1}{\ddot{u}} I_2, \quad (2.32)$$

eingeführt. Eine an der Sekundärseite angeschlossene Impedanz Z_2 wird mit

$$Z_1 = \ddot{u}^2 Z_2 \quad (2.33)$$

auf die Primärseite abgebildet. Analog werden Streuinduktivität und sekundärer Wicklungswiderstand durch Skalierung mit \ddot{u}^2 ,

$$L'_{\sigma 2} = \ddot{u}^2 L_{\sigma 2}, \quad R'_2 = \ddot{u}^2 R_2, \quad (2.34)$$

auf die Primärseite bezogen.

Mit der beschriebenen Aufteilung der Induktivitäten ergibt sich das für die Berechnung elektrischer Netzwerke etablierte Ersatzschaltbild eines Transformators (s. Abb. 2.10). Dies wird zusätzlich um die ohmschen Widerstände der Wicklungen R_1 und R_2 sowie einen Widerstand zur Modellierung der Magnetisierungsverluste R_m erweitert. Der ideale Transformator übersetzt Primär- und Sekundärgrößen proportional ineinander. Es gilt die Knotengleichung,

$$i_1 = i_{R_m} + i_m - \ddot{u} i_2, \quad (2.35)$$

und die Maschengleichungen,

$$u_1 = L_1 \frac{di_1}{dt} + M \frac{di_2}{dt} + i_1 R_1, \quad (2.36a)$$

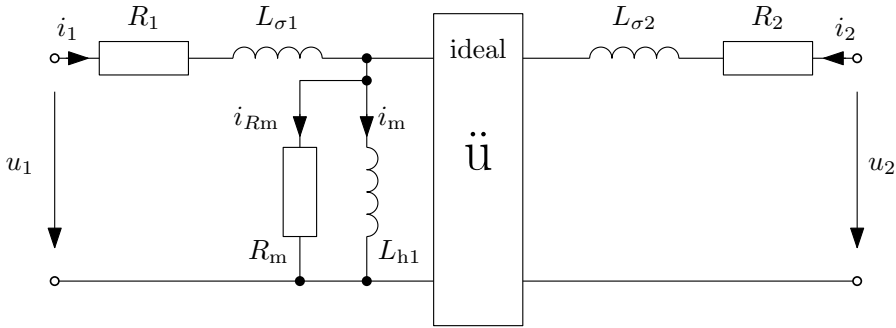


Abbildung 2.10: Ersatzschaltbild eines Transformators mit Einbeziehung von Streuung, Wicklungswiderstand und Magnetisierungsverlusten.

$$u_2 = L_2 \frac{di_2}{dt} + M \frac{di_1}{dt} + i_2 R_2. \quad (2.36b)$$

Die Maschengleichungen lassen sich auch unter Verwendung des verlustbehafteten Ersatzschaltbildes aufstellen, wobei zur Vereinfachung L_{h1} und R_m zu Z_{h1} zusammengefasst werden, sodass

$$\begin{aligned} u_1 &= L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + u_{Z_{h1}} + i_1 R_1 \\ &= L_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + \frac{d}{dt} L_{h1} (i_1 - \frac{1}{\ddot{u}} i_2) + (i_1 - \frac{1}{\ddot{u}} i_2) R_m + i_1 R_1, \end{aligned} \quad (2.37a)$$

$$\begin{aligned} u_2 &= L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{\ddot{u}} u_{Z_{h1}} + i_2 R_2 \\ &= L_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + \frac{d}{dt} \frac{1}{\ddot{u}^2} L_{h1} (\ddot{u} i_1 - i_2) + (\ddot{u} i_1 - i_2) R_m + i_2 R_2. \end{aligned} \quad (2.37b)$$

Vereinfachtes Modell für Leistungsflussberechnungen

Transformatoren zur Übertragung von elektrischer Energie im Stromversorgungsnetz werden üblicherweise bei Nennspannung und einer gewissen Last betrieben. Im Betrieb macht daher der Magnetisierungsstrom nur einen kleinen Teil (etwa 1 %) des Primärstroms aus [13]. Für die Berechnung von Energieversorgungsnetzen wird daher bevorzugt das einfachere Kurzschlusersatzschaltbild verwendet, das die Querelemente – und damit den Magnetisierungsstrom – vernachlässigt.

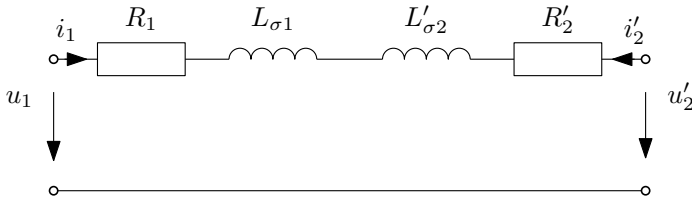


Abbildung 2.11: Kurzschlussersatzschaltbild eines Transformators.

In der Formulierung der komplexen Wechselstromrechnung folgt für den Spannungsabfall über dem Transformator der Zusammenhang:

$$U_2 - U_1 = (I_1 - I'_2)(j\omega L_{\sigma 1} + j\omega L'_{\sigma 2} + R_1 + R'_2). \quad (2.38)$$

Für die in der Energietechnik in Europa gebräuchlichen dreiphasigen Transformatoren treten zusätzlich Koppelterme zwischen den einzelnen Phasen auf, die von der Konstruktion des Transformator-kerns (Anzahl der Schenkel) und der Verteilung und Verschaltung der Wicklungen (Schaltgruppen) abhängig sind.

Für die übliche Anwendung der Clarke-Transformation ergeben sich dann drei separate Ersatzschaltbilder analog zu Abbildung 2.11. Die dort auftretenden Größen sind jedoch *Betriebsgrößen*, die die magnetische Kopplung zwischen den Phasen bereits beinhalten und sich von physikalischen Größen einer einzelnen betriebenen Phase unterscheiden.

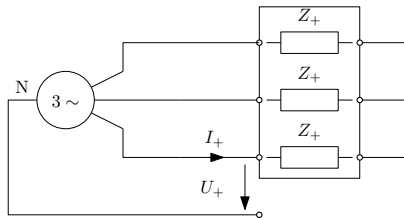


Abbildung 2.12: Verdeutlichung der Kurzschlussimpedanz am Dreiphasentransformator. Quelle [13], modifiziert.

Für Leistungsflussberechnungen kann dann vereinfachend mit dem einphasigen äquivalenten Mitsystem des Transformators gerechnet werden. Die Längselemente werden als Impedanz des Mitsystems Z_+ bei kurzgeschlossenem Ausgang geschrieben. Das entspricht der Definition der Kurzschlussimpedanz Z_k ,

$$Z_+ = \frac{U_+}{I_+} = \frac{U_{\text{Strang}}}{I_{\text{Strang}}} = Z_k. \quad (2.39)$$

2.2.3 Lasten

Durch die vielfältige Zusammensetzung der Lasten im Niederspannungsnetz gestaltet sich eine allgemeine Beschreibung einer aggregierten Last als Ersatzschaltbild problematisch. Es haben sich daher Sensitivitätsmodelle etabliert, die die Reaktion einer Last auf Spannungs- und Frequenzänderungen beschreiben [13],

$$\begin{aligned} P &= P(U, f, t, P_0), \\ Q &= Q(U, f, t, Q_0). \end{aligned} \quad (2.40)$$

Diese Modelle beschreiben die Änderung von bezogener Wirkleistung (P) und Blindleistung (Q) in Abhängigkeit von der Höhe der Netzspannung (U) und der Netzfrequenz (f). P_0 und Q_0 definieren den Arbeitspunkt. Bei der Wahl einer exponentiellen Abhängigkeit,

$$\begin{aligned} P &= P_0 \left(\frac{U}{U_0} \right)^{K_P} \left(1 + K_{fP} \frac{f - f_0}{f_0} \right), \\ Q &= Q_0 \left(\frac{U}{U_0} \right)^{K_Q} \left(1 + K_{fQ} \frac{f - f_0}{f_0} \right), \end{aligned} \quad (2.41)$$

lassen sich die Sensitivitäten in Form der vier Koeffizienten K_P, K_{fP}, K_Q, K_{fQ} beschreiben. Dies hat den Vorteil, dass das Modell unabhängig von der initialen Spannungshöhe ist und keine Initialisierung benötigt. Weiterhin besteht eine direkte Zuordnung der Abhängigkeiten zu jeweils einem Koeffizienten.

2.3 Zeiger / Phasoren

Das Konzept der Zeigerdarstellung erlaubt die vereinfachte Analyse von Wechselstromsystemen, die sich in einem quasi-stationären Zustand befinden. Zeitlich veränderliche Ströme und Spannungen mit sinusförmigem Verlauf,

$$x(t) = X_A \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.42)$$

können auch in komplexer Schreibweise, als sogenannte Drehzeiger (DZ), dargestellt werden, wenn die Amplitude X_A , die Kreisfrequenz ω und der Phasenwinkel φ zeitlich konstant sind.

$$\underline{X}_{\text{DZ}} = X_A (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) = X_A e^{j(\omega t + \varphi)}. \quad (2.43)$$

Da in Stromnetzen häufig alle Ströme und Spannungen mit der gleichen Frequenz oszillieren, führt man die Phasor- bzw. Zeigertransformation ein:

$$\underline{X} = \underline{X}_{DZ} \cdot e^{-j\omega t} = X_A e^{j\varphi} . \quad (2.44)$$

Diese Transformation lässt die komplexe Ebene mit der Frequenz ω rotieren, sodass \underline{X} nun ein stationäres Pendant zu \underline{X}_{DZ} wird. Der ruhende Zeiger \underline{X} kann jetzt in die komplexe Ebene eingezeichnet werden. Diese graphische Interpretation von \underline{X} als ruhender Zeiger (Phasor) wird bei der Darstellung von Amplituden- und Phasenverhältnissen in Form von Zeigerbildern verwendet.

2.3.1 Synchro-Phasoren

Setzt man als Rotationsfrequenz für das Koordinatensystem die Nominalfrequenz des Netzes f_0 bzw. $\omega_0 = 2\pi f_0$ an, so lassen sich die Netzgrößen als

$$x(t) = X_A(t) \cos(\varphi(t) - 2\pi f_0 t) + D(t) \quad (2.45)$$

beschreiben. Da die tatsächliche Netzfrequenz zeitlich variiert, benötigt man $\varphi(t)$ zur Beschreibung der zeitabhängigen Phasenwinkeldifferenz zwischen Drehzeiger und Koordinatensystem. Alle Signalkomponenten, die nicht von der Drehzeigerdefinition erfasst sind, werden als additiver Term $D(t)$ modelliert. Wählt man t so, dass der Zeitpunkt $t = 0$ mit dem Sekundenüberlauf der [Coordinated Universal Time \(UTC\)](#) zusammenfällt, erhält man die Definition des Synchro-Phasors:

$$\underline{X}(t) = \frac{X_A(t)}{\sqrt{2}} e^{j\varphi(t)} = \underline{X}_R + j\underline{X}_I = \frac{X_A(t)}{\sqrt{2}} (\cos \varphi(t) + j \sin \varphi(t)) . \quad (2.46)$$

Abbildung 2.14 illustriert diese Definition am Beispiel zweier Zeiger mit unterschiedlicher Phasenlage. Messgeräte, die zeitlich veränderliche Netzgrößen erfassen und daraus Phasoren nach der Definition aus Gleichung (2.46) berechnen, nennt man Phasor-Measurement-Unit.

2.3.2 Total Vector Error

Die Genauigkeit bei der Bestimmung von Phasoren mittels einer [Phasor Measurement Unit \(PMU\)](#) wird über die Abweichungen zwischen dem tatsächlichen \underline{X} und dem ermittelten Phasor $\tilde{\underline{X}}$ definiert. Dabei können Amplituden und Phasenfehler getrennt betrachtet werden, wie es in den normativen Vorgaben für Messwandler erfolgt [30]. In manchen Situationen ist es jedoch vorteilhaft, die Abweichungen einer Messung,

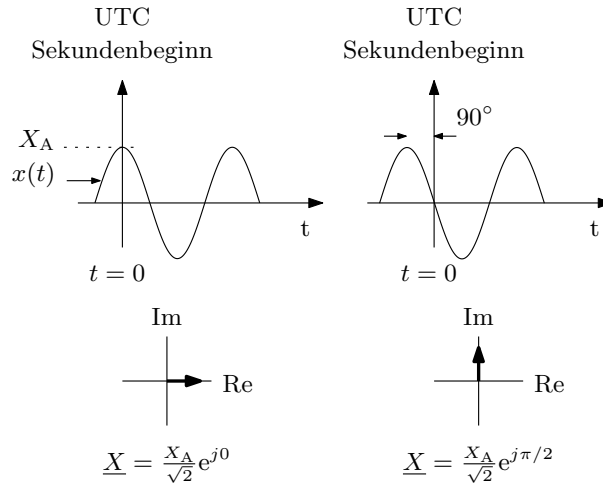


Abbildung 2.13: Darstellung der Definition des Synchro-Phasors nach [29]

beziehungsweise eines Gerätes, in nur einem einzigen Maß fassen zu können. Die Norm IEC60255-118-1 [31] definiert daher den **Total Vector Error (TVE)** mit

$$\epsilon_{\text{TVE}} = \frac{\|\tilde{\underline{X}} - \underline{X}\|}{\|\underline{X}\|} = \sqrt{\frac{(\tilde{X}_R - X_R)^2 + (\tilde{X}_I - X_I)^2}{X_R^2 + X_I^2}} \quad (2.47)$$

In Zeigerdarstellung entspricht der **TVE** ϵ_{TVE} der Länge des Zeigers, der die Endpunkte von tatsächlichem Phasor und ermitteltem Phasor verbindet, also der Euklidischen Distanz. Abbildung 2.15 illustriert diese Fehlerdefinition.

Für die meisten in der Norm IEC60255-118-1 definierten Testszenarien für **PMU** ist eine Fehlergrenze von $\epsilon_{\text{TVE}} = 1\%$ definiert. Dieser Wert korrespondiert bei fehlerfreier Amplitudenschätzung mit einem Phasenfehler von $0,573^\circ$. Im umgekehrten Fall, also einer Schätzung ohne Phasenfehler, stimmen **TVE** und das auf 100 % normierte Amplitudenverhältnis überein. Für gemischte Verhältnisse ergeben sich die in Abbildung 2.15 dargestellten Abhängigkeiten.

Im Allgemeinen sind die Phasoren \underline{X} und $\tilde{\underline{X}}$ zeitabhängige Größen, die von einem Messgerät in bestimmten Intervallen ermittelt werden. Damit ist auch der **TVE** eine zeitlich veränderliche Größe. Es sei angemerkt, dass der **TVE** auch an anderer Stelle geeignete Anwendung finden kann, etwa um Phasen- und Amplitudenunterschiede

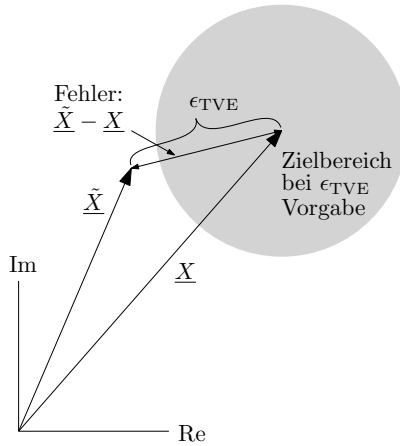


Abbildung 2.14: Darstellung der Definition des TVE. Die Vorgabe einer Messgenauigkeit in Form eines ϵ_{TVE} definiert einen kreisförmigen Zielbereich, in dem der geschätzte Phasor \tilde{X} liegen muss. Im Beispiel liegt \tilde{X} außerhalb des Zielbereichs.

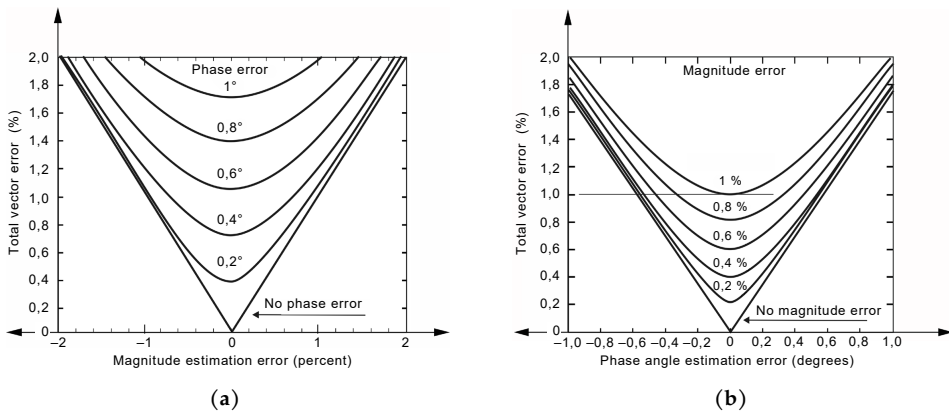


Abbildung 2.15: Zusammenhang des TVE mit dem Amplitudenfehler (A) und dem Phasenfehler (B), nach [31].

zwischen zwei Knoten eines Netzes messbar zu machen und diesen mit der nominellen Amplitude ins Verhältnis zu setzen.

2.4 Stromsensorik

Leiterströme werden im Energiekontext nicht direkt, sondern über Umsetzer gemessen, die den Strom auf eine elektrische Repräsentationsgröße abbilden. Alle im Niederspannungsbereich eingesetzten, berührungslosen Verfahren werten dafür das vom Strom erzeugte Magnetfeld aus. Unabhängig vom Funktionsprinzip wird für diese Einrichtung in der Energietechnik der Begriff **Current Transformer (CT)** verwendet. Technologisch werden Stromwandler vorwiegend für Energiemonitoring und Abrechnungszwecke eingesetzt. Im Bereich des Power-Quality Monitoring sind hingegen überwiegend Rogowskispulen anzutreffen.

2.4.1 Messprinzip des Stromwandlers

Stromwandler sind näherungsweise im Kurzschluss betriebene Transformatoren, die zugleich die Energiestromkreise von den Messkreisen galvanisch isolieren und eine Skalierung der Größen vornehmen. Das nominelle Übersetzungsverhältnis \ddot{u}_n folgt den Transformatorgleichungen (2.31) und entspricht dem Verhältnis der Windungszahlen

$$\frac{I_p}{I_s} = \ddot{u}_n = \frac{n_2}{n_1}. \quad (2.48)$$

Der den Primärstrom I_p führende Leiter wird häufig nur einfach durch den Kern geführt ($n_1 = 1$), sodass über die Sekundärwindungszahl n_2 das Übersetzungsverhältnis eingestellt ist. Auf der Sekundärseite findet die Messung des verkleinert abgebildeten Primärstroms mit einem Amperemeter statt. Da reale Amperemeter einschließlich der Anschlussleitungen stets einen Innenwiderstand aufweisen, ergibt sich folgendes Ersatzschaltbild.

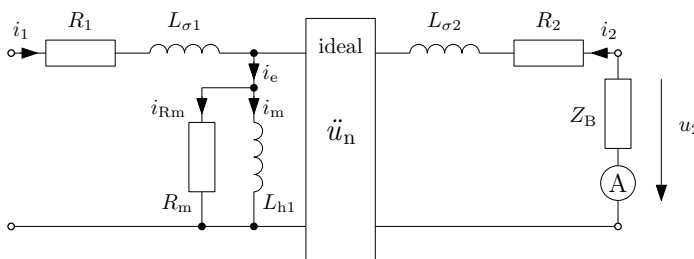


Abbildung 2.16: Ersatzschaltbild eines Stromwandlers. Der (komplexe) Widerstand des Amperemeters wird durch eine Bürde mit der Impedanz Z_B illustriert.

Es beinhaltet weiterhin die transformator eigenen und in diesem Zusammenhang parasitären Elemente der Eisen- und Wicklungswiderstände sowie der Haupt- und Streuin-

duktivitäten. Sie führen dazu, dass auch bei Betrieb im Nennbereich das tatsächliche Übersetzungsverhältnis vom Verhältnis der Windungszahlen abweicht. Weiterhin tritt eine Phasenverschiebung zwischen \underline{I}_p und \underline{I}_s auf, die das Zeigerbild des Stromwandlers nach Abbildung 2.17 illustriert.

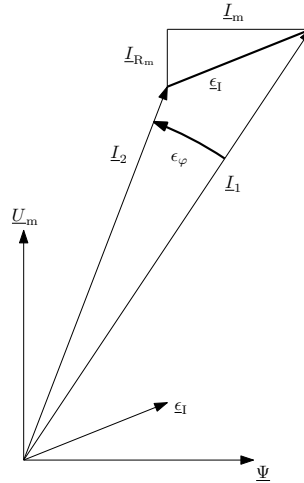


Abbildung 2.17: Zeigerbild der Größen am Stromwandler. Hervorgehoben sind der Zeiger des Abbildungsfehlers (ϵ_I) zwischen Primärstrom (I_1) und Sekundärstrom (I_2) und der Fehlwinkel ϵ_φ .

Die auftretenden Fehler ϵ_I und ϵ_φ sind dabei vom Betriebspunkt des Wandlers abhängig, da Magnetisierungsstrom i_m und der Kernverluststrom i_{Rm} in nichtlinearer Abhängigkeit zur Spannung über L_{h1} steht. Weiterhin bestimmt die Auslegung der magnetischen Eigenschaften des Wandlers die Größe des Fehlers.

Betrachtung des Magnetischen Kreises

Analog zum Ohm'schen Gesetz werden mit dem Konzept des Magnetischen Kreises vereinfachte Berechnungen magnetischer Größen z.B. an Stromwandlern möglich. Das Verfahren setzt voraus, dass das B -Feld in einer bekannten Geometrie geführt wird und näherungsweise auf diese beschränkt ist, d.h. dass die Streufelder außerhalb der Geometrie vernachlässigbar gegenüber dem Fluss in der Geometrie sind [32]. Für den Hauptfluss von Stromwandlern und Leistungstransformatoren ist diese Bedingung gegeben. Wegen der Quellenfreiheit des magnetischen Feldes ($\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$) muss die Normalkomponente der magnetischen Flussdichte an einer Grenzfläche zwischen zwei Materialien stetig sein. Für die Tangentialkomponenten hingegen gilt

$$\frac{B_{t1}}{B_{t2}} = \frac{\mu_1}{\mu_2}. \tag{2.49}$$

Das heißt, sie skaliert mit der Permeabilität μ . Aus der Grenzfläche zweier Materialien mit stark unterschiedlichem μ treten die Feldlinien folglich nahezu senkrecht aus. Wegen dieser beiden Eigenschaften kann das Magnetfeld einer Spule durch den Einsatz eines magnetisch hochpermeablen Kerns nahezu vollständig auf diesen konzentriert werden. Diese Konzentration erlaubt in vielen praktischen Fällen wiederum die Vernachlässigung der Flussanteile außerhalb des Kerns und führt zum Konzept des Magnetischen Kreises.

Die Geometrie, das heißt beispielsweise ein Transformator Kern, wird dazu in gradlinige Stücke zerlegt, wobei für jedes Stück p angenommen wird, dass der Fluss \vec{H} entlang der Längsachse verläuft. Damit kann das Ringintegral über \vec{H} näherungsweise durch eine Summe über den Betrag der Feldstärke ersetzt werden, wobei l_p die mittlere Länge der Feldlinien im Abschnitt p des Kreises ist.

$$\oint_S \vec{H} d\vec{s} \approx \sum_p \|\vec{H}\| l_p = \Theta \quad (2.50)$$

Durch die Summation erhält man die Durchflutung (magnetische Spannung) entlang des Kreises:

$$\sum H_p l_p = \Theta = n i. \quad (2.51)$$

Die Durchflutung ist dabei ebenso das Produkt aus Windungszahl n und Strom i . Für jeden Abschnitt können die magnetischen Eigenschaften des durchdrungenen Materials anhand der Permeabilität näherungsweise berücksichtigt werden:

$$H_p = \frac{B_p}{\mu_p} \quad (2.52)$$

Mit Anwendung der Definition der magnetischen Flussdichte B

$$B_p = \frac{\Phi}{A_p} \quad (2.53)$$

folgt daraus die Durchflutung in Abhängigkeit der Geometrie. A_p ist dabei die Querschnittsfläche des durchdrungenen Abschnitts. Es folgt das magnetische Analogon zum Ohm'schen Gesetz

$$\Phi \sum \frac{l_p}{\mu_p A_p} = \Theta = \Phi R_m, \quad (2.54)$$

worin R_m der magnetische Widerstand ist.

$$R_m = \frac{l_p}{\mu_p A_p} \quad (2.55)$$

Anhand dieser Gleichungen können Flussdichte und Induktivität für Stromwandler in Abhängigkeit von geometrischen Parametern für die Fehleranalyse, siehe Abschnitt 5.2, abgeschätzt werden.

2.4.2 Messprinzip der Rogowskispule

Das Messprinzip wurde 1912 von W. Rogowski als eine direkte Methode zur „Messung des Linienintegrals der magnetischen Feldstärke“ [33] eingeführt.

Nach dem Ampèreschen Gesetz

$$\oint_S \vec{H} \cdot d\vec{s} = i, \quad (2.56)$$

ergibt das Ringintegral über die magnetische Feldstärke \vec{H} entlang der geschlossenen Kontur S genau den eingeschlossenen Strom i . Die Rogowskispule, gewissermaßen als Verkörperung dieses Zusammenhangs, ist nun eine dünne Zylinderspule entlang dieser Kontur. Sie habe eine konstante Querschnittsfläche A und n gleichmäßig aufgebraachte Windungen pro Meter. Ein kurzes Stück dieser Spule $d\vec{s}$ wird dabei von einem Fluss $d\Phi$ durchdrungen:

$$d\Phi = \mu_0 \vec{H} \cos(\alpha) A n d\vec{s}. \quad (2.57)$$

α ist der Winkel zwischen \vec{H} und der Spulennachse. Nur der Anteil von \vec{H} in Richtung der Spulennachse liefert dabei einen Beitrag zur Induktion. Es wird dabei weiterhin angenommen, dass H über die Fläche einer Windung konstant ist. Die gesamte Flussverkettung ergibt sich folgend durch Integration entlang der Spule.

$$\Phi = \mu_0 n A \int \vec{H} \cos(\alpha) d\vec{s} = \mu_0 n A i \quad (2.58)$$

Bei sich zeitlich änderndem Fluss wird eine Spulenspannung

$$u(t) = -\frac{d\Phi}{dt} = -\mu_0 n A \frac{di}{dt} \quad (2.59)$$

induziert. Diese ist die weiterzuverarbeitende Abbildung des zu messenden Stromes i .

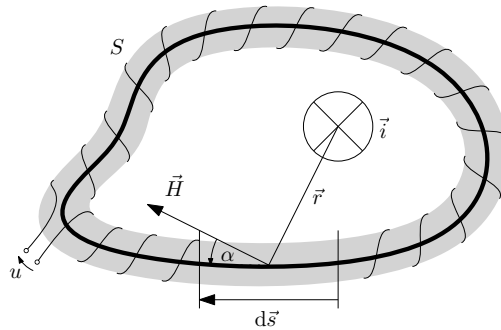


Abbildung 2.18: Illustration des Prinzips der Rogowskispeule

Unter den obigen Annahmen besteht die Eleganz der Methode darin, dass auch bei sich überlagernden Feldern nur diejenigen einen Beitrag zur Spannung liefern, die ihren Ursprung innerhalb von S haben. Darüber hinaus haben theoretisch weder die Form der Kontur noch die Lage des Stromes i in der Kontur einen Einfluss auf das Messergebnis.

Die Annahme, dass \vec{H} über den Querschnitt einer Windung konstant sei, ist für das Feld eines Linienstroms nur für verschwindend kleine Spulenquerschnitte exakt erfüllt. In der Praxis empfiehlt sich daher eine dünne Auslegung der Spule ($\sqrt{A} \ll l$). Es kann gezeigt werden, dass die Unabhängigkeit von der Leiterposition auch für Spulen mit großem Querschnitt erreicht werden kann, solange diese kreisförmig sind [34].

Praktisch ergibt sich eine weitere Einschränkung, die daraus erwächst, dass eine physische Wicklung - neben den erwünschten Windungen senkrecht zu S - auch eine Windung in der Ebene von S erzeugt. Diese ist unerwünscht, da äußere Felder über die aufgespannte Fläche von S eine Induktion bewirken, die sich als Störgröße in u abbildet. Technisch wird diesem Effekt mit einer Kompensationswicklung begegnet, die im Inneren der Spule, entlang von S zurückläuft [35]. Alternativ kommt auch ein zweilagiger Spurenaufbau mit entgegengesetzter Wickelrichtung in Betracht.

Da realisierbare Spulen die Anforderung an die Homogenität von der Wicklung und die Konstanz von A ohnehin nur näherungsweise erfüllen, bieten sich auch Konzepte zur Diskretisierung der Wicklung an. Anstelle von flexiblen Spulenkernen werden z.B. mehrere starre Einzelspulen eingesetzt. Solche lassen sich auch als Bahnen auf Leiterplatten implementieren und haben teilweise anwendungsspezifische (mechanische Stabilität, Positionierbarkeit, Bandbreite) und fertigungstechnische Vorzüge [36]. Bezogen auf die Unterdrückung von Fremdfeldern und auf die Positionsabhängigkeit sind sie aber kontinuierlich gewickelten Spulen unterlegen [37].

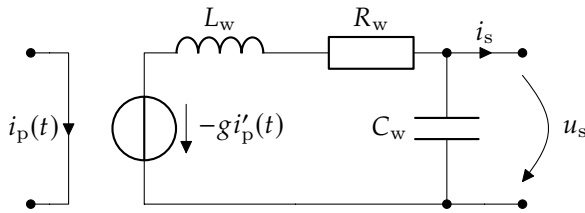


Abbildung 2.19: Ersatzschaltbild einer Rogowskispule mit konzentrierten Elementen im Frequenzbereich bis zur ersten Eigenresonanz

In der Praxis werden die empfindlichkeitsbestimmenden mechanischen Parameter als die Gegeninduktivität M zwischen Leiter und Rogowskispule zusammengefasst. Für die Ausgangsspannung kann dann vereinfacht geschrieben werden

$$u(t) = -M \frac{di(t)}{dt}. \quad (2.60)$$

Die Ausgangsspannung ist damit proportional zur Ableitung des zu messenden Stroms. Für Ströme einer einzelnen Frequenz äußert sich dies in einer Phasenverschiebung von 90° .

Dem Messprinzip selbst sind keine nichtlinearen Abhängigkeiten zu eigen, noch enthält es einen Verlustterm. Daher lässt sich mit ein und derselben Rogowskispule prinzipiell ein großer Dynamikbereich abdecken, der von wenigen Ampere bis zu einigen Kiloampere reicht. Seit der Einführung der Technik haben sich vielfältige Einsatzmöglichkeiten ergeben – hauptsächlich dort, wo Dynamik, Bandbreite und Linearität erforderlich sind, zum Beispiel bei der Messung von Kurzschlüssen, Blitzstoßströmen und in der Beschleunigertechnik [34]. In der Energietechnik liegen diese Anforderungen auch bei der Power-Quality-Analyse vor.

Ersatzschaltbild der Rogowskispule

Die Abbildung des Funktionsprinzips nach Abbildung 2.18 suggeriert, dass die Spule ausschließlich durch Selbst- und Gegeninduktivität beschrieben ist. Praktisch ergeben sich jedoch nicht vernachlässigbare parasitäre Eigenschaften. Durch das Zusammenspiel der Wicklungsinduktivität und der verteilten Wicklungs- und Kabelkapazitäten besitzt die Spule mehrere Eigenresonanzfrequenzen. Im Bereich bis etwa 100 kHz hat sich zur Beschreibung des dynamischen Verhaltens das Ersatzschaltbild nach Abbildung 2.19 etabliert, dass die unterste dieser Resonanzen abbildet.

Die Resonanz ist für die Anwendung insofern relevant, als dass der nichtlineare Frequenzgang in Amplituden- und Phasenfehlern der Strommessung resultiert. Je nach Aufbau und angedachtem Einsatzzweck unterscheiden sich die kommerziellen Spu-

len in Geometrie und Windungszahl, sodass sich auch im Frequenzgang erhebliche Unterschiede ergeben. Zur Charakterisierung üblich ist die herstellerseitige Angabe der -3dB Grenzfrequenz, wobei diese bereits einem Amplitudenfehler von 50 % entspricht. Typische Angaben für die Messtechnik im Energiesystem reichen von circa 10 kHz [38] bis etwa 500 kHz [39]. Der tatsächlich einsetzbare Frequenzbereich wird durch die Vorgabe von Fehlerschranken bezüglich der Messung bestimmt und ist deutlich geringer.

Signalverarbeitungskette

Ein Erfassungssystem, das Rogowskispulen einsetzt, muss wegen des Zusammenhangs aus Gleichung (2.60) immer eine Form von Integrator enthalten, um den zeitlichen Verlauf des Stromes $i(t)$ zurückzugewinnen.

$$\tilde{i}(t) = g \int u(t) dt = g i(t) + C \quad (2.61)$$

Dabei geht durch die Ableitung im Stromsensor die Information über den Gleichanteil verloren. Je nach Anwendungsfall können technische Vorkehrungen getroffen werden, um die Integrationskonstante – zu einem bestimmten Zeitpunkt – auf einen Wert festzusetzen. Solche Reset-basierten Systeme eignen sich allerdings nicht für kontinuierliche Messungen, da in der Praxis auftretende parasitäre Gleichanteile am Eingang des Integrators zu dessen Überlauf führen. Für andauernde Messungen wird die Integration daher durch eine Tiefpassfilterung mit einer zur Anwendung passenden unteren Grenzfrequenz ersetzt.

3 Leitungsparemeteridentifikation in Niederspannungsnetzen

Die Bestimmung der Leitungsparemeter in Niederspannungsnetzen gewinnt durch die Ausweitung von dezentraler Erzeugung und die Veränderung der Lastsituation durch die zunehmende Elektrifizierung des Verkehrs- und Wärmesektors an Bedeutung. Kenntnis der Parameter ist im Besonderen wichtig, wo zur Verbesserung der Spannungsqualität Umbaumaßnahmen notwendig erscheinen oder alternative Netzbetriebsstrategien erprobt werden sollen. In diesem Rahmen durchzuführende Simulationen und Auslegungsrechnungen gewinnen an Aussagekraft, wenn das zugrunde liegende Netzmodell eine gute Übereinstimmung mit dem tatsächlichen Zustand hat.

Dieses Kapitel widmet sich daher der Leitungsparemeteridentifikation in Niederspannungsnetzen unter dem Aspekt der notwendigen Messgenauigkeiten. Gewicht erhält dieser Aspekt durch die Tatsache, dass die aus dem Bereich der Hoch- und Höchstspannungsnetze bekannten Verfahren bei der Anwendung im Niederspannungsnetz nur unzureichende Ergebnisse erzielen.

Im Speziellen wird hier auf die Aufgabe abgestellt, die Leitungsparemeter zwischen zwei Knoten durch eine Messung der Spannungen und Ströme an den Leitungsenden zu ermitteln. Während diese Aufgabe konzeptionell trivial erscheint, wurde bereits angemerkt, dass mit einfachen Lösungsansätzen in der Mittelspannungsebene keine sinnvollen Ergebnisse zu erzielen sind [19]. In Abschnitt 3.2 werden deshalb die Rahmenbedingungen für das Gelingen einer solchen Identifikation unter den speziellen Voraussetzungen der Niederspannungsebene analysiert. Der Abschnitt 3.3 adressiert die Verwendung unterschiedlicher Netzzustände zur Verringerung der messtechnischen Anforderungen.

3.1 Klassisches Prinzip der Leitungparameterschätzung

Die Bestimmung der Leitungparameter im Betrieb erfolgt durch Messung der elektrischen Größen am Leitungsanfang und -ende. In Abhängigkeit der verfügbaren Messungen kann das Problem unterschiedlich formuliert werden. Mit synchronisierter Messtechnik (PMU) lassen sich die Phasoren von Strömen und Spannungen an den Leitungsenden direkt messen. Das heißt, \underline{U}_i und \underline{I}_i werden, so wie in Abbildung 3.1 gezeigt, direkt bestimmt.

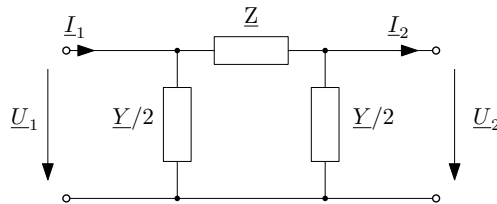


Abbildung 3.1: π -Ersatzschaltbild mit zusammengefassten Elementen und angetragenen Phasoren für Spannungen und Ströme.

Mit den Knotengleichungen

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= \underline{U}_1 \frac{\underline{Y}}{2} + \frac{\underline{U}_1 - \underline{U}_2}{\underline{Z}} \\ -\underline{I}_2 &= \underline{U}_2 \frac{\underline{Y}}{2} + \frac{\underline{U}_2 - \underline{U}_1}{\underline{Z}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

lassen sich Leitungsimpedanz \underline{Z} und Leitungsadmittanz \underline{Y} durch Umstellen theoretisch direkt berechnen.

$$\underline{Z} = \frac{\underline{U}_1^2 - \underline{U}_2^2}{\underline{U}_1 \underline{I}_2 + \underline{U}_2 \underline{I}_1} \quad (3.2)$$

$$\underline{Y} = 2 \frac{\underline{I}_1 - \underline{I}_2}{\underline{U}_1 + \underline{U}_2} \quad (3.3)$$

Dieses Verfahren wird bei langen Leitungen in Transportnetzen mit Erfolg eingesetzt (z.B. [40–42]), wobei durch wiederholte, häufig kontinuierliche Ausführung der Messung und Berechnung zusammen mit einer entsprechenden Mittelung eine bessere Stabilität der Ergebnisse erreicht wird. Ein alternativer Ansatz, der eine Modellierung der Zeitbereichsgrößen als Gaußprozess anwendet, zielt ebenfalls auf die Schätzung der

Parameter mit möglichst wenigen Messpunkten im stationären Zustand eines Netzes [43].

Wie durch Versuche bekannt wurde, sind die direkten Methoden schon für Mittelspannungsnetze nicht mehr zielführend einsetzbar [19]. Der Grund liegt z.B. für die Berechnung von \underline{Z} darin, dass die Differenz der Spannungen am Leitungsanfang und -ende sehr klein gegenüber der Größe des Messbereichs ist, der durch die Netzspannung vorgegeben wird. In Gleichung (3.2) wird also die Differenz zweier nahezu gleicher sehr großer Werte gebildet. Das ist aus zwei Gründen problematisch. Zum Ersten wird für die Messung ein großer Dynamikbereich benötigt, damit sich die Spannungsunterschiede überhaupt auswerten lassen. Zum Zweiten sind, wie bei jeder Messung, die ermittelten Spannungen und Ströme mit einem statischen Messfehler behaftet. Da die Größen an den Enden aber mit unterschiedlichen Messgeräten (inkl. Wandlern etc.) bestimmt werden, unterscheiden sich auch diese Fehler. Dieser Fehlerunterschied wird durch die Differenzbildung sehr nachteilig verstärkt, wie im Folgenden gezeigt wird. Die statischen Fehler – hier über eine Verstärkung $k_{...} \neq 1$ abgebildet – führen zu den fehlerbehafteten gemessenen Größen ($\tilde{\cdot}$):

$$\begin{aligned}\tilde{U} &= Uk_u = U(\epsilon_u + 1) \\ \tilde{I} &= Ik_i = I(\epsilon_i + 1)\end{aligned}\quad (3.4)$$

Analog dazu ist der Fehler ϵ_Z der geschätzten Impedanz \tilde{Z} :

$$\epsilon_Z = \frac{\tilde{Z} - Z}{Z} = \frac{\tilde{Z}}{Z} - 1. \quad (3.5)$$

Für die Illustration sei weiterhin angenommen, dass $I_1 = I_2$, d.h. dass die Leitungsdmittanz vernachlässigbar ist und dass nur eine der beiden gemessenen Spannungen fehlerbehaftet sei. Wird mit reellen Größen gerechnet, dann ergibt sich für die geschätzte Leitungsimpedanz \tilde{Z} :

$$\tilde{Z} = \frac{k_u U_1 - U_2}{k_i I}. \quad (3.6)$$

Durch Einsetzen der Fehlerdefinitionen erhält man:

$$\begin{aligned}\epsilon_Z &= \frac{k_u U_1 - U_2}{k_i I} \cdot \frac{I}{U_1 - U_2} - 1 \\ &= \frac{1}{k_i} \left(\frac{k_u}{1 - \frac{U_2}{U_1}} - \frac{1}{\frac{U_1}{U_2} - 1} \right) - 1\end{aligned}\quad (3.7)$$

Vereinfacht wird der Ausdruck durch die Einführung des Verhältnisses

$$x = \frac{U_2}{U_1} \quad (3.8)$$

der Spannungen von Anfang und Ende der Leitung und entsprechende Umformungen.

$$\begin{aligned} \epsilon_Z &= \frac{1}{k_i} \left(\frac{k_u}{1-x} - \frac{1}{\frac{1}{x} - 1} \right) - 1 \\ &= \frac{1}{k_i} \left(\frac{\epsilon_u}{1-x} + 1 \right) - 1 = \frac{1}{\epsilon_i + 1} \left(\frac{\epsilon_u}{1-x} + 1 \right) - 1 \\ &\approx (1 - \epsilon_i) \left(\frac{\epsilon_u}{1-x} + 1 \right) - 1 \end{aligned} \quad (3.9)$$

Wie man sieht, skaliert ϵ_Z linear mit dem relativen Fehler der Strommessung. Gewichtiger ist jedoch, dass der relative Fehler der Spannungsmessung mit $1/(1-x)$ skaliert wird. Auf diese Weise ist der Erfolg der Parameterbestimmung entscheidend von Netz und Lastsituation abhängig. Beträgt der Spannungsabfall beispielhaft 0,01 pu, so wird der Messfehler der Spannung bereits um den Faktor 100 vergrößert. Selbst hoch präzise Spannungsmessungen mit 0,1% Abweichung bewirken in diesem Beispiel allein bereits 10% Fehler in \tilde{Z} , ohne dass andere Fehlerquellen vorliegen. Die für eine Bewertung der Situation notwendigen typischen Größenverhältnisse der Spannungs- und Stromunterschiede in Niederspannungsnetzen werden nachfolgend behandelt.

3.2 Analyse der Größenverhältnisse

Wie eingangs illustriert, sind die Leitungslängen im Niederspannungsnetz mit Längen deutlich unter 1 km vergleichsweise kurz. Die Leitungsimpedanzen bewegen sich betragsmäßig in der Größenordnung von einigen 100 mΩ/km und die Leistungsflüsse bei einigen zehn bis 100 Kilowatt. In der Folge unterscheiden sich die Spannungen an den Leitungsenden nur um einige 100 mV bis Volt bei Phasenwinkeldifferenzen von bis circa 1 Grad. Die Amplitudenunterschiede sind also klein im Vergleich zu den Netzgrößen. Sollen diese Spannungs-, Strom- und Winkeldifferenzen durch eine Messung der Netzgrößen zugänglich werden, so müssen diese Messungen entsprechend genau sein. In diesem Abschnitt wird daher untersucht, welche absoluten und relativen Unterschiede in typischen Netzszenarien anzutreffen sind. Mit der Berechnung der relativen Amplitudenabweichung und der Phasenabweichung zwischen Anfang und Ende der Leitung erhält man pro Messgröße zwei Maße zur Beurteilung. Aus den relativen Größen ergeben sich unmittelbar die Mindestanforderungen an die Genauigkeit der Messtechnik, um die Differenz überhaupt detektieren zu können. Für eine Ableitung

der Leitungsparameter aus diesen Größen werden noch einmal deutlich höhere Anforderungen gestellt, die im Anschluss betrachtet werden.

3.2.1 Berechnungsverfahren

Im Folgenden wird für die Berechnungen eine einphasige Repräsentation der Leitungen verwendet, so wie sie in Abschnitt 2.2.1 eingeführt wird. Die gleichen Ergebnisse ließen sich auch mit einem 3-phasigen symmetrischen Ansatz erzielen. Für die Berechnung werden Spannung am Leitungsende (\underline{U}_2) und die komplexe Leistung ($P_2 + jQ_2$) am Leitungsende vorgegeben.

$$\underline{U}_2 = \frac{U_n}{\sqrt{3}} \quad (3.10)$$

$$I_2 = \left(\frac{P_2 + jQ_2}{\underline{U}_2} \right)^* \quad (3.11)$$

Die komplexe Leistung wird aus dem Leistungsfaktor der Last ($\cos \varphi$) und deren Scheinleistung (S_2) bestimmt.

$$\begin{aligned} P_2 &= S_2 \cdot \cos \varphi \\ Q_2 &= S_2 \cdot \sin \varphi \end{aligned} \quad (3.12)$$

Am Leitungsanfang stellen sich Spannung und Strom entsprechend der gewählten Parameter (Leitungslänge, Typ, Belastung) ein:

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{pmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_2 \\ -\underline{I}_2 \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

Die Einträge der Leitungsmatrix \mathbf{A} fassen dabei alle betrachteten Leitungseigenschaften zusammen. Aus den so erhaltenen Spannungen am Leitungsanfang und den Eingangsgrößen werden die Differenzen zwischen Anfang und Ende der Leitung berechnet. Die Subskripte A und φ bezeichnen Amplituden- beziehungsweise Phasenabweichung.

$$\begin{aligned} \epsilon_{u,A} &= \|\underline{U}_1\| - \|\underline{U}_2\| \\ \epsilon_{u,\varphi} &= \angle \underline{U}_1 - \angle \underline{U}_2 \\ \epsilon_{i,A} &= \|\underline{I}_1\| - \|\underline{I}_2\| \\ \epsilon_{i,\varphi} &= \angle \underline{I}_1 - \angle \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (3.14)$$

Bei den relativen Größen (Subskript r) werden die Spannungen auf die Nennspannung bezogen, da diese den Messbereich bei der Erfassung vorgibt. Für die Ströme werden je nach Leitungstyp unterschiedliche Bezugswerte herangezogen. Dies begründet sich aus den variierenden Einsatzarten der Leitungen (s. Abschnitt 2.1). Da Kabel vom Typ NAYY-J 4x150 SE überwiegend als Strangleitungen eingesetzt werden, kommt hier der zulässige Maximalstrom der Leitung zur Verwendung. Gleiches gilt für die Dachständerleitung (Freileitung). Anders verhält es sich beim Typ NAYY-J 4x50, der überwiegend als Stickleitung zu Hausanschlüssen verwendet wird. Hier wird die typische Maximalleistung eines Hausanschlusses von 30 kW als Bezugsgröße angesetzt.

$$\begin{aligned}\epsilon_{u,r} &= \frac{\epsilon_{u,A}}{U_n} \\ \epsilon_{i,r} &= \frac{\epsilon_{i,A}}{I_{\max}}\end{aligned}\tag{3.15}$$

Für die Berechnung wird über die Belastung der Leitung und über Leitungslängen zwischen 10 m und 300 m variiert, um ein umfassendes Bild für üblicherweise auftretende Parameterkombinationen zu gewinnen. Es kommen die Leitungstypen entsprechend Tabelle 3.1 zur Auswertung.

Tabelle 3.1: Leitungsparameter für die simulative Untersuchung. Freileitung mit Leitungsseil nach DIN 48201 und mittlerem Leiterabstand von 0,5 m

Typ	$A(\text{mm}^2)$	$R'(\frac{\text{m}\Omega}{\text{km}})$	$L'_b(\frac{\text{mH}}{\text{km}})$	$C'_b(\frac{\mu\text{F}}{\text{km}})$
NAYY-J 4x150 SE	150	207	0,257	1,11
NAYY-J 4x50 SE	50	642	0,271	1,11
Freileitung	70	436	0,961	0,02

3.2.2 Berechnungsergebnisse

Die Darstellung der Ergebnisse erfolgt als Kurvenschar der Differenzterme auf der Hochachse in den Abbildungen 3.2 bis 3.4. Auf der Querachse wird jeweils die normierte Last als kontinuierlicher Parameter dargestellt. Leitungstyp, Frequenz und Nennspannung werden jeweils fixiert, sodass sich 3 Gruppen ergeben:

- Abbildung 3.2: Ergebnisse für ein Aluminium-Sektorkabel (Hausanschlussleitung) mit $4 \times 50 \text{ mm}^2$ Querschnitt für Längen von 10 m bis 300 m. Maximalstrom 43,5 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$.

- Abbildung 3.3: Ergebnisse für ein Aluminium-Sektorkabel (Strangleitung) mit $4 \times 150 \text{ mm}^2$ Querschnitt für Längen von 10 m bis 300 m. Maximalstrom 275 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$.
- Abbildung 3.4: Ergebnisse für eine Aluminium-Freileitung (Dachständerleitung) $4 \times 70 \text{ mm}^2$ Querschnitt für Längen von 10 m bis 300 m. Maximalstrom 270 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$.

Aus den Ergebnissen lassen sich folgende Beobachtungen extrahieren:

- Unabhängig vom Leitungstyp zeigen sich für alle Darstellungen die gleichen Muster. Mit steigender Belastung erhöhen sich Spannungsabfall und Phasenverschiebung linear.
- Trotz der qualitativen Ähnlichkeit unterscheiden sich Spannungsabfälle der Leitungen quantitativ stark, insbesondere unter Beachtung der Längen. Beispielsweise bleiben die relativen Spannungsunterschiede bei Stickleitungen (10-50 Meter Länge) mit $4 \times 50 \text{ mm}^2$ Querschnitt stets unterhalb von 1 %. Bei den Strangleitungstypen hingegen liegt der Wert ab 50 m Leitungslänge und 0,8 pu Auslastung stets oberhalb von 1 %.
- Auf Länge und Belastung bezogen zeigt die Freileitung die größten Phasenverschiebungen bezüglich der Spannungen. Für eine 10 m Stickleitung ergeben sich maximal 9 Milligrad, wohingegen für die gleiche Leitungslänge am Strang 55 bzw. 200 Milligrad erreicht werden.
- Die Differenz der Leitungsströme wächst bei sehr geringen Belastungen zunächst stark an und ändert sich ab 0,2 pu nur noch geringfügig. Die Phasenwinkel der Ströme haben einen $1/x$ -Verlauf, konvergieren also für höhere Auslastungen gegen Null.
- Die ermittelten relativen Stromunterschiede erreichen mit maximal 0,025 % (für 300 m Sektorkabel) nur äußerst kleine Werte.

Resultierende Herausforderungen

Die Ergebnisse bestätigen, dass die in Abschnitt 3.1 bereits als generell kritisch erkannte Problematik der Messgenauigkeiten auch in Niederspannungsnetzen besteht. Insbesondere hängen die messbaren Differenzen und damit auch die messtechnischen Anforderungen von den Betriebsbedingungen und dem Netz selbst ab.

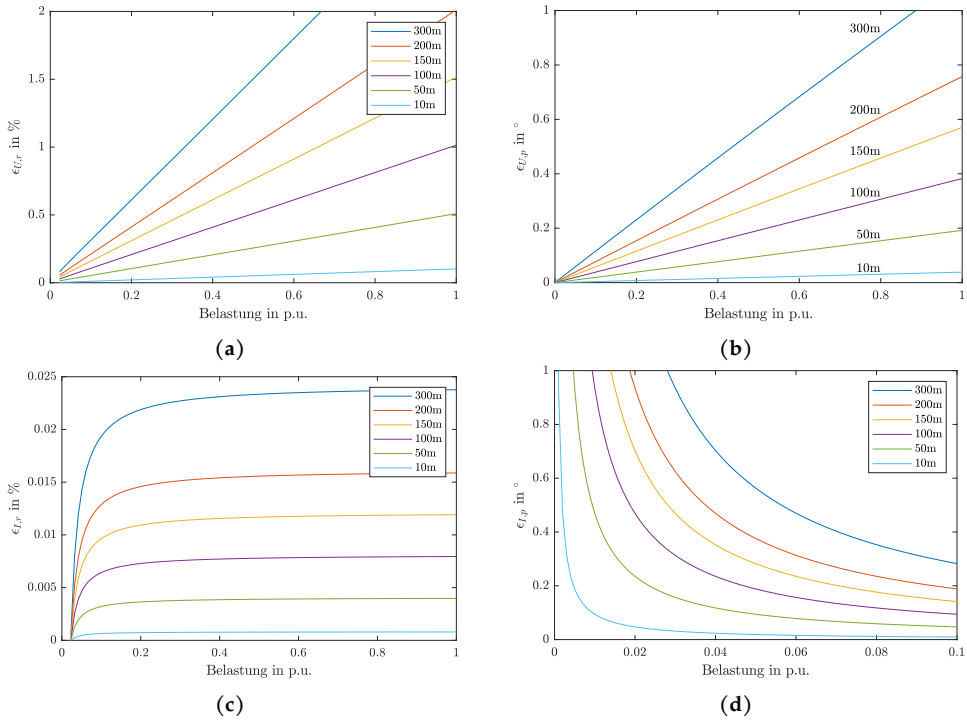


Abbildung 3.2: Betragmäßiger Spannungsabfall(a) und Phasenverschiebung(b) zwischen den Leitungsenden sowie Differenz der Strombeträge(c) und Phasenverschiebung(d) an Leitungsanfang und -ende, aufgetragen über der Belastung der Leitung. Typ Aluminiumkabel mit Sektorleiter 4x50mm². Betriebsfrequenz 50 Hz. Maximalstrom 43,5 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$.

In der Folge ist es nicht sinnvoll, explizite Grenzen für die Genauigkeiten anzugeben, da weder eine allgemeingültige Szenariodefinition noch eine allgemeine Vorgabe der Zielgenauigkeiten für die Identifikation erfolgen kann. Vielmehr ist umgekehrt ein Vergleich der beobachteten Differenzen mit den aktuell technisch erreichbaren Genauigkeiten verfügbarer Netzmesstechnik sinnvoll. Die Frage nach der Durchführbarkeit der Identifikation selbst ist damit noch nicht beantwortet, da in diese neben der Messgenauigkeit auch die Identifikationsmethodik, deren Beschränkungen und eben die gewünschte Zielgenauigkeit mit eingehen. Die Stärke des Vorgehens liegt darin, durch Ablesen der entsprechenden Größen in den Abbildungen 3.2 bis 3.4 eine Einschätzung gewinnen zu können. Spätestens ab dem Punkt der Gleichheit von Messgenauigkeit und der zu beobachtenden Differenz (Spannung, Strom, Phase) kann ein Identifikationsszenario also als technisch unmöglich ausgeschlossen werden.

Dazu zeigen Tabellen 3.2 und 3.3 die Fehler der (Stand 2023) technisch realistisch verfügbaren Messmittel und Methoden, die für entsprechende Messungen in Frage kommen. Neben dem Vertreter mit den jeweils kleinsten Fehlern wird auch eine typische

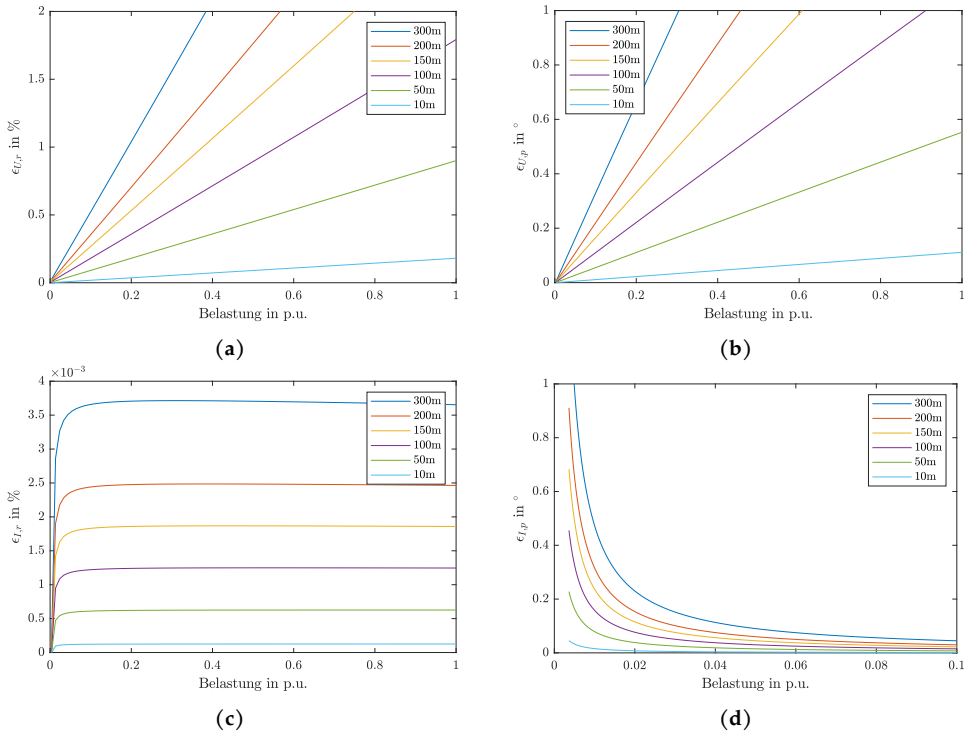


Abbildung 3.3: Betragmäßiger Spannungsabfall(a) und Phasenverschiebung(b) zwischen den Leitungsenden sowie Differenz der Strombeträge(c) und Phasenverschiebung(d) an Leitungsanfang und -ende, aufgetragen über der Belastung der Leitung. Typ Aluminiumkabel mit Sektorleiter $4 \times 150 \text{ mm}^2$. Betriebsfrequenz 50 Hz. Maximalstrom 275 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$.

Angabe angeführt. Für den Niederspannungsbereich ergibt sich hier die Besonderheit, dass keine zusätzlichen Wandlersysteme zur Messung der Spannung nötig sind, da die Messgeräte diese bereits enthalten. Diese Integration kommt der Genauigkeit zu Gute.

Tabelle 3.2: Geräte zur synchronisierten Spannungsmessung

	beste	übliche
Vertreter	μPMU [44]	PMU-Std. [45]
Amplitudenfehler	0,05 %	1 %
Phasenfehler	0,01 $^\circ$	0,673 $^\circ$

Für die Strommessung verhält es sich anders. Hier sind Wandler bzw. Sensorsysteme nötig, deren Fehler – nach Stand der Technik – in der Messkette dominiert. Daher zeigt

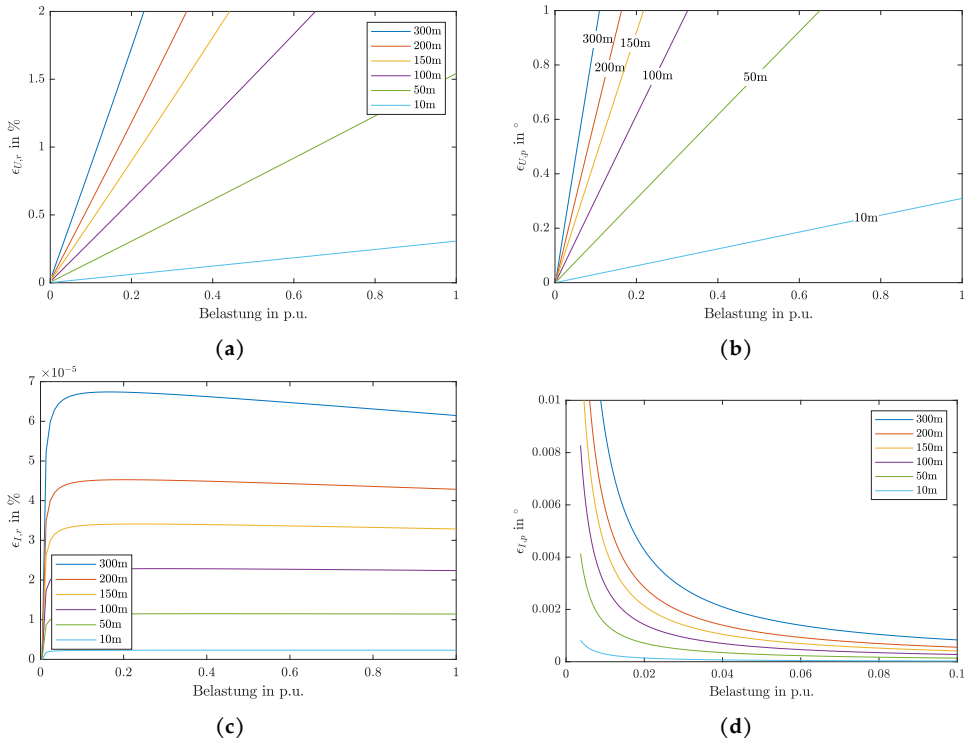


Abbildung 3.4: Betragmäßiger Spannungsabfall(a) und Phasenverschiebung(b) zwischen den Leitungsenden sowie Differenz der Strombeträge(c) und Phasenverschiebung(d) an Leitungsanfang und -ende, aufgetragen über der Belastung der Leitung, Typ Aluminium-Freileitung (Dachständerleitung) $4 \times 70 \text{mm}^2$. Betriebsfrequenz 50 Hz. Maximalstrom 270 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$.

Tabelle 3.3 keine Messgeräte sondern Technologievertreter der Stromsensorik und deren typische Fehler. Zusätzlich zu Stromwandler und Rogowskispule, die wohl als typisch angesehen werden können, sind Flux-Gate-basierte Sensoren und der Längswiderstand (Shunt) als Vergleich aufgeführt. Bei Stromwandlern und Flux-Gate-Sensoren wird zusätzlich unterschieden, ob es sich um teilbare, nachträglich installierbare Systeme handelt. Fest installiert findet man in öffentlichen Niederspannungsnetzen – falls überhaupt – ausschließlich Stromwandler.

Vergleicht man die tabellierten Werte der aufzufindenden Differenzen, lassen sich folgende Beobachtungen in Bezug auf die Möglichkeiten zur Berechnung der Admittanzen der Leitungen machen:

- Die Differenz der Ströme an den Leitungsenden ist im Freileitungsfall mehrere Größenordnungen kleiner als die Strommessgenauigkeiten.

Tabelle 3.3: Amplituden und Winkelfehler div. Stromsensoren, jeweils bei Nennstrom.

Technologie	$\epsilon_{A,\min}$	$\epsilon_{A,\text{typ}}$	$\epsilon_{\varphi,\min}$	$\epsilon_{\varphi,\text{typ}}$
Stromwandler-Klemme [46]	0,5 %	–	0,5°	–
Stromwandler [47]	0,1 %	0,2 %	0,083°	0,167°
Rogowskispule	0,5 % [39]	2 % [38]	0,004° [39]	1° [38]
Flux-Gate-Klemme [48]	0,05 %	–	0,2°	–
Flux-Gate [49]	0,01 %	–	0,1°	–
Shunt	<0,01 %	–	<0,1°	–

- Für die Sektorkabel nähert sich die Stromdifferenz der Messgenauigkeit, wird aber nur bei großen Leitungslängen (> 150 m) tatsächlich durchbrochen.
- Die Phasenwinkeldifferenz der Ströme ist äußerst gering und nur für beinahe unbelastete Leitungen in der Größenordnung der Messgenauigkeit.

Eine Identifikation der Leitungsadmittanzen im laufenden Betrieb ist daher mit den untersuchten messtechnischen Ausstattungen und Szenarien praktisch ausgeschlossen. Für die Leitungsimpedanz ergibt sich ein anderes Bild. Aus dem Vergleich von Tabelle 3.2 mit den Abbildungen 3.2 bis 3.4 erhält man:

- Die Spannungsdifferenzen liegen für kurze Leitungen, bis 10 m, im Bereich der Messgenauigkeiten von hochpräziser Messtechnik.
- Für Leitungslängen ab 50 m und Belastungen über 0,6 pu überschreiten die Spannungsunterschiede in allen Szenarien die Messgenauigkeiten um das 10-fache.
- Die Phasenwinkel überschreiten auch schon bei kurzen Leitungen und 0,5 pu ein Mehrfaches der Messgenauigkeit.

Die Identifikation der Leitungsimpedanzen ist damit technisch zumindest nicht ausgeschlossen. Dennoch lassen die überaus kleinen Differenzspannungen insbesondere bei kurzen Leitungen mit nur dem ca. 10-fachen der Genauigkeit vermuten, dass die Identifikation in der Praxis – in diesen Fällen – nur äußerst grob erfolgen kann. Der folgende Abschnitt untersucht daher, wie der eingangs beschriebenen Problematik der statischen systematischen Fehler bei der Bestimmung der Leitungsimpedanz begegnet werden kann.

3.3 Praktikable Verfahren und Fehlerkompensationsmethoden

Zur Behandlung der problematischen Skalierung der Messfehler bei der klassischen, oben skizzierten Methode existieren verschiedene Ansätze. Eine Methode besteht darin, beim Vorhandensein mehrerer benachbarter Messungen die Topologie des Netzes auszunutzen. Dabei wird das Problem der Schätzung der Leitungparameter ausgeweitet. Zusätzlich zu \underline{Z} , \underline{Y} werden die Fehler der Messungen modelliert, indem für die gemessenen Spannungen ($\underline{\tilde{U}}$) und Ströme ($\underline{\tilde{I}}$) die Amplitudenfehler ($\epsilon_{A,U}$, $\epsilon_{A,I}$) und Winkelfehler ($\epsilon_{\varphi,U}$, $\epsilon_{\varphi,I}$) eingeführt werden.

$$\underline{\tilde{U}} = \underline{\tilde{U}} e^{j\tilde{\varphi}} = (1 + \epsilon_{A,U}) U e^{j(\varphi + \epsilon_{\varphi,U})} \quad (3.16)$$

$$\underline{\tilde{I}} = \underline{\tilde{I}} e^{j\tilde{\varphi}} = (1 + \epsilon_{A,I}) I e^{j(\varphi + \epsilon_{\varphi,I})} \quad (3.17)$$

Bei der Formulierung als Optimierungsproblem werden dann neben den Leitungsparemtern auch die komplexen Messfehler mit geschätzt [50–52]. Für diesen Ansatz wurde in Simulationen in Mittelspannungsnetzen gezeigt, dass insbesondere dann eine Verbesserung der Schätzgenauigkeit erreicht werden kann, wenn die Netztopologie ausgenutzt und benachbarte instrumentierte Knoten einbezogen werden. Für den praktischen Einsatz in heutigen Niederspannungsnetzen ist genau diese Anforderung an die vollständige Instrumentierung des Netzabschnitts aber problematisch. Im erwartbaren Rahmen, in dem Messkampagnen in Niederspannungsnetzen durchgeführt werden, kann nicht von einer solch durchdringenden Ausstattung mit synchronisierter Messtechnik ausgegangen werden.

Eine ergänzende Methode zur Behandlung der systematischen Messunsicherheiten liegt in der Ausnutzung von mehreren Messungen, die unterschiedliche Netzzustände abbilden [53], da der Lastfluss im Netz – und damit die Leiterströme – großen zeitlichen Schwankungen unterworfen sind. Sind beide Leitungsenden instrumentiert, können die Leitungsparemtern und die Korrekturfaktoren für die Messstellen gleichzeitig geschätzt werden [54]. Besonders effektiv ist diese Fernkalibrierung (Remote Calibration) beim Vorliegen mindestens einer nahezu fehlerfreien (kalibrierten) Referenzmessstelle. Vorausgesetzt werden muss weiterhin die Gültigkeit eines Korrekturfaktors für alle Lastfälle und die Möglichkeit zur wiederholten Messung für unterschiedliche Lastfälle [55]. Illustriert wird dieses Vorgehen hier nicht anhand des vollständigen Optimierungsproblems, sondern mit der Formulierung über den Ansatz der differentiellen Impedanzen für die reellen Amplituden der involvierten Größen. Mit der Verwendung zweier unterschiedlicher Zustände lässt sich für jeden Knoten eine differentielle Impedanz des

Netzes angeben. Für den ohmschen Fall ergibt sich also die Impedanz am Knoten i durch Auswertung der Spannungs- und Stromunterschiede zwischen den Zuständen a, b .

$$z_i = \frac{U_{ib} - U_{ia}}{I_{ib} - I_{ia}} = \frac{\Delta U_i}{\Delta I_i} \quad (3.18)$$

Die Leitungsimpedanz (hier nur der Widerstand), die beide Knoten verbindet, ergibt sich dann als Differenz der Impedanzen. Dieses Verfahren nutzt aus, dass die systematischen Messfehler an einem Knoten näherungsweise zeitinvariant sind.

$$Z = z_2 - z_1 \quad (3.19)$$

In die Berechnung der Knotenimpedanz gehen stets nur Werte eines Messgerätes ein, sodass für beide Zustände die gleichen Fehler wirksam werden. Werden die mit statistischen Fehlern behafteten Messungen – so wie in Gleichung (3.4) eingeführt – hier eingesetzt, ergibt sich für die geschätzte Impedanz:

$$\tilde{Z} = \frac{(\epsilon_{U_2} + 1)(U_{2a} - U_{2b}) - (\epsilon_{U_1} + 1)(U_{1a} - U_{1b})}{(\epsilon_I + 1)(I_b - I_a)} \quad (3.20)$$

Der relative Fehler dieser Schätzung $(\tilde{Z}/Z - 1)$ hat damit die Form

$$\epsilon_Z = \frac{\epsilon_{U_2} \Delta U_2 - \epsilon_{U_1} \Delta U_1 + \Delta U_2 - \Delta U_1}{\epsilon_I (\Delta U_2 - \Delta U_1) + \Delta U_2 - \Delta U_1} - 1 \quad (3.21)$$

Durch Umstellen ergibt sich eine Form, in der ϵ_Z in Abhängigkeit von den Verhältnissen der Spannungsunterschiede ($\Delta U_1/\Delta U_2 = w$) sichtbar wird.

$$\epsilon_Z = \frac{\epsilon_{U_2} - \epsilon_{U_1} \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} + 1 - \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}}{\epsilon_I \left(1 - \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}\right) + 1 - \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2}} - 1 \quad (3.22)$$

Im Vergleich mit Gleichung (3.9) zeigt sich, dass der Fehler der Schätzung nunmehr durch das Verhältnis der Spannungsunterschiede zwischen den Knoten dominiert wird und nicht mehr durch den Spannungsunterschied selbst. Praktisch interpretiert bedeutet ein kleines Verhältnis w , dass sich die Spannung am Knoten 1 kaum, die an Knoten 2 aber stark bei Belastung verändert. Für die Fehler der Spannungsmessungen bewirkt w eine Verschiebung der Fehlergewichtung zwischen den Leitungsenden. Der Fehler der Strommessung wird analog beeinflusst. Im Unterschied zur klassischen Methode verschwindet die Dominanz der Spannungsmessung als Fehlerquelle in ungünstigen Messsituationen, das heißt bei kleinen Leitungsimpedanzen.

Für die Problematik der Identifikation in Niederspannungsnetzen lässt sich daraus ableiten, dass eine Verbesserung der Zielgenauigkeiten durch eine präzise Strommessung möglich ist. Dies gilt insbesondere, da die intrinsischen Fehler bei Messungen auf Niederspannungsebene für Spannungen und Ströme stark unterschiedlich sind. Dies steht im Kontrast zum Mittelspannungsnetz, wo auch für die Spannungsmessung stärker fehlerbehaftete Wandler Systeme benötigt werden. Die Fehlerunterschiede der klassisch verwendeten, betrachteten Techniken (s. Tabellen 3.2 und 3.3) betragen rund eine Größenordnung. Durch den gleichen Fehlereinfluss, aber die unterschiedlichen Größenordnungen der Fehler, wirkt sich eine Verbesserung der Strommessung deutlich auf den Gesamtfehler aus.

3.4 Ergebnisse

Um ein Bild für die notwendige Messgenauigkeit in realistischen Szenarien des Niederspannungsnetzes zu erhalten, wurden unter Annahme üblicher Kabeltypen die zu erwartenden Spannungsabfälle und Stromdifferenzen in Abhängigkeit der Leitungslänge untersucht. Aus dem Vergleich dieser Ergebnisse mit den Genauigkeiten verfügbarer Messtechnik konnte abgeleitet werden, dass eine Bestimmung der Leitungsqueradmittanzen von Niederspannungsnetzen nicht realistisch ist. Zudem zeigte sich, dass eine Bestimmung der Längsimpedanzen für Leitungen mit mehr als 10 m Länge prinzipiell möglich ist, jedoch nur geringe Genauigkeiten zu erwarten sind. Die Analyse der Hauptfehlerquellen der Schätzung hat ergeben, dass für das klassische Verfahren die statischen Fehler der Spannungsmessung dominieren, obwohl deren relative Fehler in Niederspannungsnetzen deutlich geringer sind als auf anderen Spannungsebenen. Die Ausnutzung unterschiedlicher Netzzustände und die Formulierung der Schätzung als ein Problem differentieller Impedanzen überwindet die starke Abhängigkeit von der Spannungsmessung. Für die Fehlerabhängigkeit dieser Methode konnte gezeigt werden, dass Strom- und Spannungsmessfehler sich gleichermaßen auswirken. Da die Strommessung durch die dominierenden Wandlerfehler der realistisch einsetzbaren Techniken um etwa eine Größenordnung weniger genau ist als die Spannungsmessung, wirken sich Verbesserungen hier vorteilhaft aus. Die Identifikation von Leitungsparametern in Niederspannungsnetzen ist daher technisch auf die Längsimpedanzen beschränkt und profitiert direkt von messtechnischen Verbesserungen – zunächst denen der Strommessung.

4 Lastidentifikation mit aktiver Anregung

Aggregierte Lastmodelle zur Beschreibung der Frequenz- und Spannungsabhängigkeit von Wirk- und Blindleistung der Netzlast sind Bestandteil zahlreicher neuer Konzepte des Netzbetriebs. Insbesondere unter dem Begriff der Smart Grids und aktiven Verteilnetze ([Active Distribution Network \(ADN\)](#)) werden Netzbetriebsstrategien verstanden, in denen verteilte Energieressourcen ([Distributed Energy Resources \(DER\)](#)), wie Batteriespeicher und Netzbetriebsmittel (im Falle von [ADN](#)), anhand übergeordneter Zielgrößen durch den Einsatz von Informations- und Kommunikationstechnik steuerbar sind [13, 56]. Insbesondere in Szenarien, bei denen eine Aufspaltung der Netze in kleinere selbständige Abschnitte erfolgt (Islanding), kann – abhängig von der eingesetzten Regelstrategie – die Unkenntnis der Systemantwort auf Spannungsänderungen zu einer inkorrekten Einschätzung der Netzstabilität führen [57–59]. Auch im Bereich des traditionellen Netzbetriebs ist die Spannungsabhängigkeit der Last für die Bewertung der Einsatzmöglichkeiten von sogenannten [Conservation Voltage Reduction \(CVR\)](#) Verfahren nötig [60], bei denen der Netzbetreiber die Netzlast kurzfristig durch Spannungsanpassung steuert. Durch rapide Veränderungen in der Lastzusammensetzung und den Zubau von Dezentraler Erzeugung ([Distributed Generation \(DG\)](#)) ist auch hier die a-priori Kenntnis des Lastverhaltens vorteilhaft.

4.1 Bekannte Verfahren

Für die Identifikation eines aggregierten Modells werden in der Literatur zwei Gruppen von Verfahren beschrieben. Bei dem ersten erfolgt eine Zusammensetzung aus Lastmodellen, die jeweils in Laborversuchen parametrisiert wurden und dann anhand von Planungsdaten und Heuristiken kombiniert werden. Das zweite basiert auf direkten Messungen der Summenlast (etwa eines Netzstrangs) und der Auswertung von Transienten, wie sie bei Großstörungen (Kurzschlüsse im Übertragungsnetz) entstehen. Mit den Spannungs- und Stromverläufen werden dann zusammengesetzte Lastmodelle

(z.B. ZIP mit parallelem Asynchronmotor) mit numerischen Optimierungsmethoden (z.B. Genetische Algorithmen, Simplex-Methode) identifiziert [61].

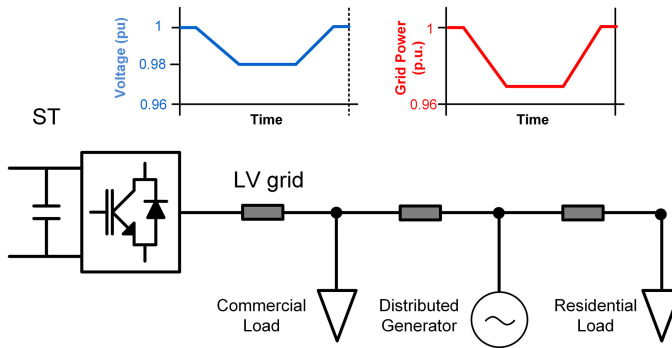


Abbildung 4.1: Prinzip Lastidentifikation mit leistungselektronischer Spannungsquelle (Smart Transformer). Quelle [62]

Die Modellierung von Lasten variiert – je nach Anwendungszweck und gewünschter Detailtreue – erheblich und wird in der Literatur umfangreich diskutiert, z.B. in [63]. Das im Folgenden adressierte exponentielle Lastmodell (s. Abschnitt 2.2.3) hat den Vorteil nur eines freien Parameters und eignet sich zur Abbildung des quasi-statischen Lastverhaltens. Es kommt zum Beispiel für die simulative Untersuchung der Spannungsstabilität in Netzen mit sehr hoher DER-Durchdringung bei der Verwendung dezentraler Spannungsregler zum Einsatz [59].

Sollen Modelle kurzfristig identifiziert werden oder soll eine regelmäßige Aktualisierung der Parameter erfolgen – etwa für die Bewertung von Veränderungen – ist eine Nutzung von Netzstörungen zur Anregung nicht möglich, da diese vergleichsweise selten auftreten. Die o.g. Methoden der passiven Beobachtung sind in dieser Hinsicht erheblich beschränkt.

Aus diesem Grund existieren Ansätze, die das Netz aktiv anregen. Die Anregung erfolgt für klassische CVR-Maßnahmen dort, wo Stellmöglichkeiten existieren – also beim Übergang vom Hochspannungsnetz in das Mittelspannungsnetz. Es können daher nur große Netzgebiete gemeinsam betrachtet werden. Durch den zunehmenden Einsatz von regelbaren Ortsnetztransformatoren beim Übergang zum Niederspannungsnetz haben sich in jüngster Vergangenheit auch auf dieser Ebene Einsatzmöglichkeiten ergeben. Noch weiter gehen Ansätze, bei denen Ortsnetztransformatoren durch leistungselektronische Systeme ersetzt werden. Solche ST können neben der Spannung auch die Frequenz des Netzes manipulieren [16]. Durch die Möglichkeiten zur häufigen verschleißfreien Spannungsstellung und den zusätzlichen Freiheitsgrad eignen sie sich

im besonderen Maße zur Anregungserzeugung für die Lastmodellidentifikation von Niederspannungsnetzen [64]. Das Konzept zeigt Abbildung 4.1.

Die Spannung am Beginn des Netzstrangs wird durch Sollwertvorgabe am **ST** rampenförmig variiert. In der Folge ändern sich auch die aufgenommene Leistung des nachgelagerten Netzes, womit dann die Parameter des Lastmodells geschätzt werden können. Die wesentliche Einschränkung des **ST**-Ansatzes besteht in der bisher quasi nicht vorhandenen Verbreitung dieser Technologie in realen Netzen. Für die Lastmodellidentifikation eines beliebigen Niederspannungsstrangs stehen damit in der Praxis nur die passiven Methoden mit ihren bereits beschriebenen Einschränkungen zur Verfügung.

4.2 Neuer Ansatz: Bestimmung durch Lastanregung

Die Autoren des **Smart-Transformer**-Ansatzes zeigen durch Simulationen und Laborversuch mit bekannten Lasten, dass sich bereits mit vergleichsweise kleinen Anregungen von 0,01 pu eine gute Übereinstimmung der geschätzten Parameter mit den berechneten Werten ergibt [62, 65]. Von dieser Beobachtung ausgehend wird hier ein neues Verfahren motiviert, das nicht auf einen leistungselektronischen Stationstransformator angewiesen ist. Abbildung 4.2 zeigt das Konzept.

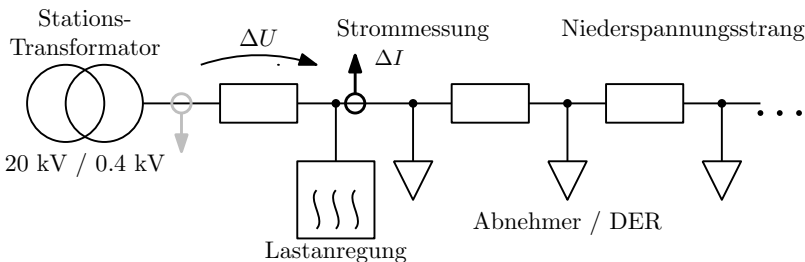


Abbildung 4.2: Konzept der dezentralen Anregung durch eine schaltbare Last. Im Praxiseinsatz kann die Anregungseinrichtung z.B. beim ersten Abnehmer des Stranges untergebracht werden. Falls der Strang nicht wie gezeigt zur Strommessung zugänglich ist, kann die Messung alternativ in der Trafostation (in Grau) erfolgen.

Analog zum **ST**-Ansatz findet eine hochaufgelöste Messung der Spannung und des Laststromes statt. Die Anregung wird jedoch durch eine steuerbare Last realisiert, mit der künstlich Lastsprünge eingepreßt werden können. Diese Variationen führen durch die Netzimpedanz am Anschlusspunkt zu einer Spannungsänderung, die das eigentliche Signal zur Lastanregung darstellt. Die Anregung kann dabei sowohl durch Sprünge der Wirkleistung als auch durch Veränderung der Blindleistung erfolgen. Letztere hat Vorteil, dass für die Anregung nur ein geringer Energieeinsatz nötig ist.

Auch für den neuen Ansatz sind die in Abschnitt 2.2.3 eingeführten Modelle zur Spannungsabhängigkeit der Lasten die Grundlage. Es wird folgendes reduzierte Modell verwendet:

$$\begin{aligned} P &= P_0 \left(\frac{U}{U_0} \right)^{K_P} = 1 + \frac{\Delta P}{P_0} = \left(1 + \frac{\Delta U}{U_0} \right)^{K_P} \\ Q &= Q_0 \left(\frac{U}{U_0} \right)^{K_Q} = 1 + \frac{\Delta Q}{Q_0} = \left(1 + \frac{\Delta U}{U_0} \right)^{K_Q} \end{aligned} \quad (4.1)$$

Darin finden sich nur die Parameter zur Beschreibung der Spannungsabhängigkeit. Die Frequenzabhängigkeit der Lasten wird an dieser Stelle nicht weiter betrachtet, da lastseitig keine Möglichkeit zur ausreichenden Manipulation der Netzfrequenz besteht. Die $\Delta\{P, Q, U\}$ beschreiben die Größen über ihre Abweichung vom jeweiligen Bezugswert. Kern der Identifikation von K_P und K_Q zum Zeitpunkt t_k ist die Auswertung zeitlich aufeinander folgender Zustände mit unterschiedlicher Netzspannung, sodass

$$\tilde{K}_P(t_k) = \frac{P(t_k) - P(t_{k-1})}{P(t_k)} \left(\frac{U(t_k) - U(t_{k-1})}{U(t_k)} \right)^{-1}, \quad (4.2)$$

und

$$\tilde{K}_Q(t_k) = \frac{Q(t_k) - Q(t_{k-1})}{Q(t_k)} \left(\frac{U(t_k) - U(t_{k-1})}{U(t_k)} \right)^{-1}. \quad (4.3)$$

Dabei ergeben sich die Gleichungen (4.2) und (4.3) aus den Modellgleichungen entsprechend der Herleitung in Anhang B.2. Für die Änderungen $\Delta\{P, Q, U\}$ wird die Differenz der Werte zwischen den Auswertungszeitpunkten angesetzt:

$$\Delta\{P, Q, U\}(t_k) = \{P, Q, U\}(t_k) - \{P, Q, U\}(t_{k-1}) \quad (4.4)$$

Im statischen Fall, also mit konstanten Bezugsgrößen ($P_0, Q_0, U_0 = \text{const.}$) liefert das Verfahren auch für beliebig kleine Anregungen $\hat{U}_A = U(t_k) - U(t_{k-1})$ exakte Ergebnisse. In der Praxis ändern sich Wirkleistung und Blindleistung eines Netzabschnitts (oder eines Haushalts) jedoch fortlaufend. Ebenso wie die Knotenspannung am Anschlusspunkt ist weiterhin auch die Lastzusammensetzung veränderlich. Anders als das ebenso vorhandene Messrauschen, können die Überlagerungen durch den Netzbetrieb allenfalls auf kurzen Zeitskalen als stationär angenommen werden. Die bereits in [62] vorgeschlagene und mit Erfolg angewendete Methode der Mittelung der geschätzten Parameter über n Messungen unterdrückt zwar Teile des Rauschens, führt aber zwangsläufig zu Schätzfehlern, wenn die unterlagerten Größen einem Trend unterworfen sind. Bei hinreichend großen Anregungen und wenig veränderlichen Lasten fallen diese weniger

ins Gewicht und konnten deshalb beim *ST*-Ansatz vernachlässigt werden. Hier stellt sich die Situation jedoch anders dar:

Da Netze zur Sicherung der Versorgungsqualität (EN50160) und zur Verlustreduktion in wirtschaftlichen Grenzen möglichst steif (also mit geringer Impedanz) aufgebaut werden, sind die auf der Lastseite erreichbaren Anregungsamplituden begrenzt. Mit technisch einfach zu realisierenden Anregungsströmen in der Größenordnung von wenigen 10 Ampere müsste das Netz für eine mit dem *ST*-Ansatz vergleichbare Spannungsanregung von 0,01 pu hohe Impedanzen aufweisen. Für beispielhaft 10 A wären 230 mΩ notwendig. Dieser Wert übersteigt die für typische Niederspannungsstränge entsprechend Abschnitt 2.1 zu erwartenden Verhältnisse (s. Tabelle 4.1) erheblich. Tendenziell eher weiche ländliche Netze haben an Hausanschlusspunkten um etwa den Faktor 10 geringere Impedanzen.

Tabelle 4.1: Leitungsimpedanz des ersten Leitungsabschnitts, in typischen Netzen, s. Abschnitt 2.1

Typ	Netz	Länge / m	R/mΩ	X/mΩ	Z /mΩ
NAYY-J 4x150 SE	Land	175	36	14	38,9
NAYY-J 4x150 SE	Land	53	11	4	11,8
NFA2X 4x70	Land	81	35	24	43,0
NFA2X 4x70	Land	38	16	11	20,2
NAYY-J 4x150 SE	Stadt	60	12	5	13,3
NAYY-J 4x150 SE	Stadt	11	2,2	1	2,4

In der Folge sind die mit dem neuen Verfahren erreichbaren Anregungsamplituden im Vergleich zu [62] deutlich geringer, sodass die Bestimmung der Parameter robuster gegenüber sowohl zufälligen als auch deterministischen Störeinflüssen sein muss. Vor der Darstellung der dazu notwendigen methodischen Erweiterungen wird zunächst der Rahmen für die Untersuchungen dargelegt, indem schließlich auch die Evaluierung erfolgt.

4.3 Simulationsumgebung

Bei der experimentellen Untersuchung muss berücksichtigt werden, dass die Lastmodellierung nach Gleichungen (4.1) eine Abstraktion des – in der Realität oftmals deutlich komplexeren – Lastverhaltens darstellt. Laborversuche mit tatsächlichen Lasten sind daher vor allem für einen qualitativen Methodenvergleich, schlecht jedoch zur Bestimmung von Genauigkeiten geeignet. So ist für Fälle mit $K_P, K_Q \neq 2$ das Lastverhalten – und damit der Referenzwert – a-priori nur schwer bestimmbar [63]. Daher wird hier

die Untersuchung per Simulation im Zeitbereich durchgeführt. Den Simulationsaufbau (Matlab / Simulink) zeigt Abbildung 4.3.

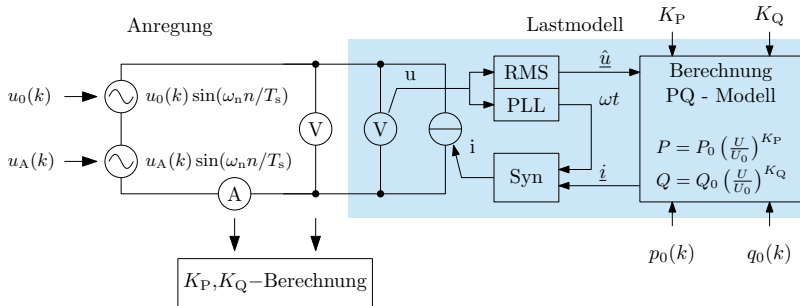


Abbildung 4.3: Simulationsaufbau zur Evaluierung der Lastexponentenschätzung bei Verwendung pulsformiger Anregung durch die Quellspannung.

Das Simulationsmodell der Last bestimmt zu jedem Simulationszeitschritt aus den Abtastwerten $u(n)$ die Zeigergrößen $\underline{u}(n)$ und berechnet anhand der Gleichungen (4.1) den notwendigen Laststromzeiger $\underline{i}(n)$. Aus diesem wird zusammen mit dem Phasenwinkel $\angle \underline{u}(n)$ der Zeitbereichswert von $i(n)$ synthetisiert. Damit ist die Last bezüglich K_P und K_Q beliebig konfigurierbar, kann also verschiedenste Szenarien abbilden und stellt die Referenzwerte für die Auswertung bereit. Zusätzlich werden auch die Bezugsgrößen p_0 und q_0 Eingangsgrößen des Lastmodells.

Ein dynamisches Verhalten der Lasten wird an dieser Stelle nicht untersucht und daher vom Modell auch nicht abgebildet. Da für die internen Berechnungen des PQ-Modells die Momentanwerte von Amplitude und Phase der Netzspannung geschätzt werden müssen, besteht jedoch eine parasitäre Dynamik. Diese äußert sich in einem ausgeprägten Einschwingverhalten. Nach einem Spannungssprung erreichen die modellierten Lastströme erst nach ca. vier Perioden (80 ms) ihren Endwert. Für die Berechnung der Lastexponenten aus den Simulationsdaten werden diese Zeitabschnitte des Einschwingens nicht herangezogen.

Kernpunkt der Simulationen ist die Untersuchung der Auswirkungen von parasitären Lastvariationen im nachgelagerten Strang und einer veränderlichen Spannung des speisenden Netzes auf das Verfahren. Um den Einfluss beider Faktoren getrennt voneinander untersuchen zu können, wird für die Simulation die Impedanz des vorgelagerten Netzes vernachlässigt. An ihre Stelle tritt eine – in Reihe liegende – Spannungsquelle, deren Amplitude u_A zur Nachbildung der Anregung periodenweise verändert werden kann. Über die Quelle können auch real gemessene Spannungsfluktuationen in der Simulation als Störsignal verwendet werden. Der Einfluss der Quellimpedanz realer Netze auf die Anregungsamplitude wird dadurch nicht modelliert, ließe sich aber im Nachgang anhand der Spannungssensitivität des Anschlusspunktes berechnen und

bewerten. Gleiches gilt für die Rückwirkung der Lastvariationen auf die Netzspannung am Anschlusspunkt. Da für die Simulation zunächst keine Annahmen über die Netzimpedanz gemacht werden müssen, lassen sich die Ergebnisse leichter auf unterschiedliche Szenarien übertragen.

Die Untersuchung erfolgt zeitdiskret in den Simulationsschritten $n \in \mathbb{N}^0$ die Zeitachse $t = nT_{\text{sim}}$. Es wird $T_{\text{sim}} = 40 \mu\text{s}$ gewählt. Da die Berechnung der Leistungen und Effektivwerte bei verzerrten Signalformen nur periodenweise stabil ist, werden diese Größen im Takt der Perioden $k \in \mathbb{N}^0$ ausgewertet.

4.4 Analyse und Verbesserung der Störungsresistenz

Die störenden Einflüsse der zeitlich veränderlichen Leistungen und der Spannung am Anschlusspunkt werden durch $p_0, q_0, u_0 = f(n)$ als zusätzliche Eingangsgrößen der Simulation berücksichtigt, s. Abbildung 4.3. Aufgabe der Schätzung ist es, die anregungsbedingten Leistungsänderungen von den Fluktuationen zu trennen und den Einfluss letzterer zu unterdrücken.

Die Anregung erfolgt als eine Sequenz von Spannungsänderungen von u_A , die das Verhalten des vorgelagerten Netzes bei einer äquivalenten Laständerung repräsentieren. Dem Prinzip nach wechselt sie zwischen den Zuständen $u_{A,H}$ (hohe Spannung) und $u_{A,L}$ (niedrige Spannung). Für die Anregung folgen diese Zustände abwechselnd aufeinander und bilden die Folge $Z = \{u_{A,L}, u_{A,H}, u_{A,L}, \dots\}$, in der $l \in \mathbb{N}$ den jeweiligen Zustand indiziert. Zur Rauschunterdrückung werden für alle Elemente von Z die jeweils während eines Zustands l ermittelten Messwerte $\{p, q, u\}_k$ gemittelt, sodass man $\{P, Q, U\}_l$ erhält. Aus diesen Mittelwerten von jeweils zwei aufeinander folgenden Zuständen (Z_l, Z_{l-1}) lässt sich dann analog zu Gleichung (4.2) die Schätzung $\tilde{K}_P(l)$ bzw. $\tilde{K}_Q(l)$ berechnen. Dafür erhält man für jeden Zustand einen Satz geschätzte Parameter. Im ST-Ansatz wird anschließend eine erneute Mittelung der geschätzten Parameter verwendet. Hier führt diese auf $\bar{K}_P(l)$ bzw. $\bar{K}_Q(l)$.

Die Mittelung funktioniert allerdings nur dann sinnvoll, wenn die Bezugsgrößen $p_0, q_0, u_0 = f(n)$ für den Zeitraum der ausgewerteten Zustände trendfrei sind, d.h. der Mittelwert der Messungen ein guter Schätzer für den Erwartungswert der Verteilung ist. Während beides für den Anteil des Messrauschens als durchaus plausible Annahme erscheint, folgen Spannungen und Leistungen oftmals einer zeitlichen Entwicklung wie bei veränderlichen PV-Einspeisungen.

Abbildung 4.4 illustriert diese Problematik beispielhaft für eine hyperbelförmige Änderung von p_0 . Auffällig erscheint vorrangig das mit den Zustandswechseln der Anregung oszillierende Verhalten der geschätzten $\tilde{K}_P(l)$. Dabei werden die $\tilde{K}_P(l)$ für die Transitionen von $u_{A,L} \rightarrow u_{A,H}$ systematisch überschätzt, die Werte für die nachfolgende Transition von $u_{A,H} \rightarrow u_{A,L}$ jedoch systematisch unterschätzt. Diese Spreizung zeigt bei

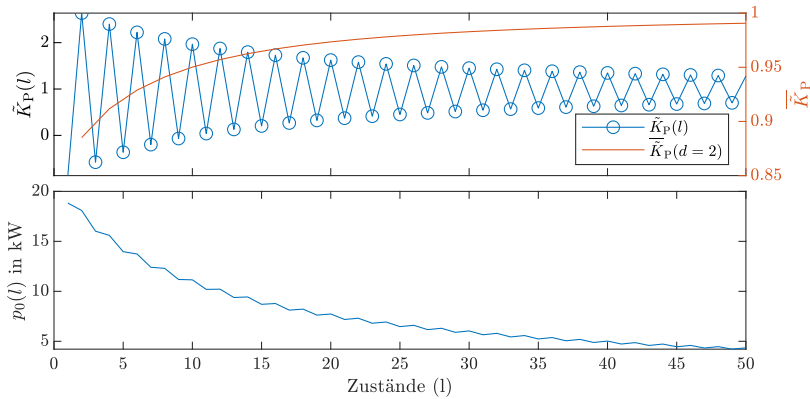


Abbildung 4.4: Geschätzte $K_P(l)$ über l und deren 2-Punkt-Mittelwerte \bar{K}_P auf der rechten Achse (oben). Unten: Zugrunde liegender hyperbelförmiger Verlauf von $p_0 = (20/t + 1)\text{kW}$. Für $K_P = 1$ und für die Darstellung mit übertrieben großer Spannungsanregung, vergleichbar zum ST-Ansatz von $\hat{U}_A = 10\text{ V}$.

konstanter Anregungsamplitude einen ähnlichen Verlauf wie die Bezugslast. Werden, wie auf der rechten Achse von Abbildung 4.4 dargestellt, zwei aufeinander folgende Schätzungen von K_P gemittelt, so gleichen sich die Abweichungen weitgehend aus. Diese Gutmütigkeit des Verfahrens wird ausgenutzt, um trotz zeitlich veränderlicher Bezugsgrößen eine Schätzung zu ermöglichen. Es verbleibt jedoch ein Schätzfehler, der wie die Spreizung der Werte, von dem Verlauf der Bezugsgrößen (hier der Bezugslast) abhängt. Dieser, auch bei linearen Rampen verbleibende Fehler, ergibt sich, da die absolute Laständerung (Stufenhöhe) als Reaktion auf die Spannungsänderung ihrerseits von der Bezugslast abhängt. Selbst bei vergleichsweise großen Anregungsamplituden liegt der Fehler im Bereich von 10%. Für die Transition zwischen zwei Zuständen stellt sich die Situation im Detail wie in Abbildung 4.5 dar.

Entsprechend der Anregungszustände variiert $p(t)$ in einem Stufenmuster und ist zusätzlich mit dem Verlauf von p_0 überlagert. Die Mittelwerte $\{P, Q, U\}_l$ liegen nicht im Zentrum der Pulse, da das Einschwingungen nach dem Zustandswechsel nicht berücksichtigt wird.

1. Erweiterung Für die jeweils gleichen Anregungszustände (hoch oder tief) bilden die Mittelwerte eine Approximation des Verlaufs der Bezugsgrößen. Dieser kann für jeden der Punkte mit einer linearen Funktion,

$$D_{\{P,Q,U\},l} = m_{\{P,Q,U\},l}t_l + n_{\{P,Q,U\},l}, \quad (4.5)$$

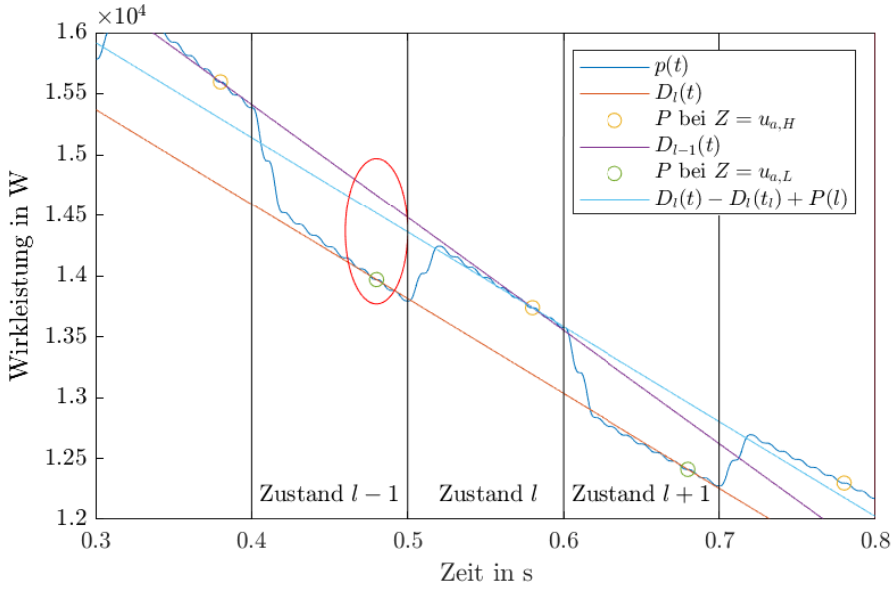


Abbildung 4.5: Laständerung bei Spannungsanregung während einer hyperbelförmigen Änderung von $p_0 = (20/t + 1)\text{kW}$ und $K_P = 1$. Die senkrechten Unterteilungen kennzeichnen die einzelnen Zustände. Anregung für die Darstellung übertrieben groß: $\hat{U}_A = 10\text{ V}$. Rot hervorgehoben: Durch die Krümmung verursachte Abweichung der linearen Näherungen zwischen aufeinander folgenden Zuständen.

angenähert werden, deren Parameter (Anstieg m und Offset n) aus den Mittelwerten $\{P, Q, U\}_l$ der Zustände $l - 1$ und $l + 1$ berechnet werden:

$$m_{P,(l)} = \frac{P(l+1) - P(l-1)}{t_{l+1} - t_{l-1}} \quad (4.6)$$

$$n_{P,(l)} = \frac{P(l) - m_{P,(l)} t_l}{t_l} \quad (4.7)$$

Mit diesen Funktionen kann die Änderung der Bezugsgrößen während des Zustandswechsels näherungsweise bestimmt werden. Sie sind zusätzlich in Abbildung 4.5 dargestellt. Der Einfluss einer rampenförmigen Änderung auf die numerischen Ableitungen lässt sich damit wie folgt korrigieren:

$$\tilde{K}_P(l) = \frac{P(l) - P(l-1) - m_{P,(l)} \Delta t_l}{P(l)} \left(\frac{U(l) - U(l-1) + m_{U,(l)} \Delta t_l}{U(l)} \right)^{-1} \quad (4.8)$$

Gleiches gilt für die Blindleistung:

$$\tilde{K}_Q(l) = \frac{Q(l) - Q(l-1) - m_{Q,(l)}\Delta t_l}{Q(l)} \left(\frac{U(l) - U(l-1) + m_{U,(l-1)}\Delta t_l}{U(l-1) - m_{U,(l-1)}\Delta t_l} \right)^{-1} \quad (4.9)$$

Dabei ist $\Delta t_l = t_l - t_{l-1}$ der zeitliche Abstand der Zustände. Abbildung 4.6 zeigt das Ergebnis bei Anwendung dieser Kompensationsmethode, im gleichen Szenario wie zuvor (s. Abb. 4.5).

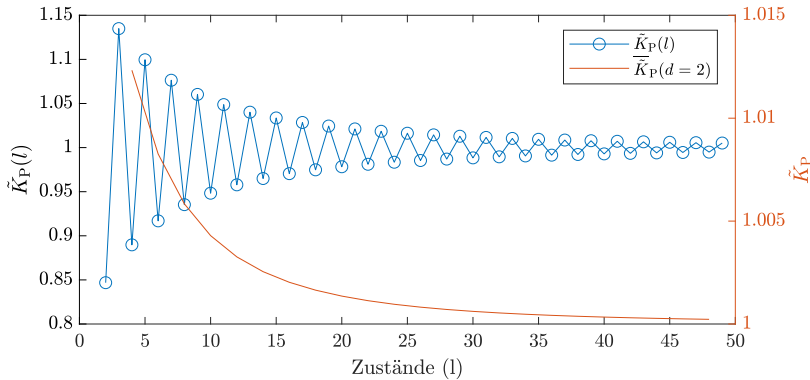


Abbildung 4.6: Geschätzte \tilde{K}_P bei Anwendung der linearen Korrektur mit identischen Simulationsparametern wie Abbildung 4.5.

Deutlich erkennbar führt die Approximation zu einer Umkehr des Fehlervorzeichens und zu einer starken Reduktion der Unter- und Überschätzungen der Koeffizienten beim Zustandswechsel (Spreizung ca. 0,3). Auch der Fehler nach der Mittelung über zwei aufeinander folgende \tilde{K}_P wird um etwa eine Größenordnung reduziert und beträgt im ungünstigsten Fall noch $\approx 1,3\%$. Die Annahme einer linearen Bezugsgrößenänderung führt aber weiterhin zu einem systematischen Fehler, der sich aus der Krümmung des Bezugsgrößenverlaufs ergibt.

2. Erweiterung Betrachtet man die relativen Leistungssprünge unter Einbeziehung der vorherigen Korrektur, so zeigt sich, dass die Krümmung der Rampe als ein Trend in den (normierten) Leistungsänderungen erscheint. Von diesen normierten Leistungsänderungen

$$\delta P(l) = \frac{P(l) - P(l-1) - m_{P,(l)}\Delta t_l}{P(l)} \quad (4.10)$$

und

$$\delta Q(l) = \frac{Q(l) - Q(l-1) - m_{Q,(l)} \Delta t_l}{P(l)} \quad (4.11)$$

zeigt Abbildung 4.7 den Verlauf von δP . Die abwechselnden Vorzeichen von $\delta P(l)$ korrespondieren mit den durch die Anregung angehobenen oder abgesenkten Leistungen. Der überlagerte Störeffekt durch die Krümmung der Bezugsgröße ist am Verlauf der Hüllkurve zu erkennen.

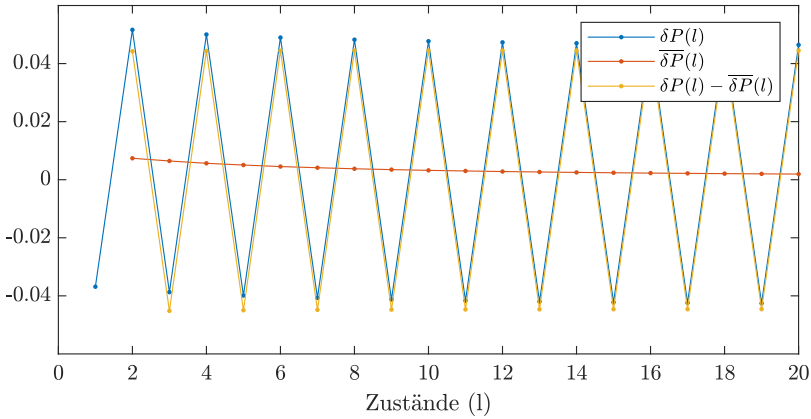


Abbildung 4.7: Trend der relativen Leistungsincremente $\delta P(t_l)$ durch Veränderung der Bezugsgrößen. Identische Simulationsparameter wie für Abbildung 4.5.

Für den jeweiligen Zustandswechsel wird der Trend durch Mittelung über aufeinanderfolgende Zustände bestimmt,

$$\overline{\delta P}(l) = \frac{1}{2}(\delta P(l) + \delta P(l-1)), \quad (4.12)$$

und nachfolgend von den Leistungsincrementen subtrahiert

$$\delta P_n(l) = \delta P(l) - \overline{\delta P}(l). \quad (4.13)$$

Analog wird mit den Blindleistungen und Spannungen verfahren. Aus den nun mittelwertfreien, relativen stufenförmigen Änderungen der Leistungen P_n , Q_n und der Spannung U_n werden \tilde{K}_P und \tilde{K}_Q wie gehabt geschätzt. In Abbildung 4.8 sind die Ergebnisse für diese Erweiterung dargestellt. Für den untersuchten Fall reduziert sich der maximale Schätzfehler noch einmal deutlich, auf 0,45 %. Dieses Vorgehen kompensiert also zuerst eine lineare Approximation des Kurvenverlaufs und entfernt anschließend den Mittelwert aufeinander folgender Messungen, bevor die Leistungsänderungen

auf die Spannungsänderungen bezogen werden. Im gezeigten Aufbau verbessert das Verfahren die Genauigkeit der Lastexponentenschätzung in der Gegenwart von Leistungsgradienten gegenüber dem modifizierten **ST**-Ansatz deutlich. Die Reaktionen auf Rauschüberlagerungen werden nachfolgend untersucht.

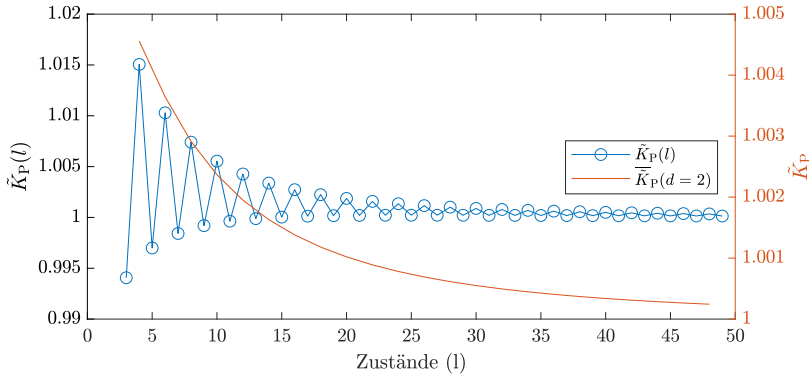


Abbildung 4.8: Geschätzte \tilde{K}_P bei Anwendung der linearen Korrektur und der Normierung der Leistungssprünge bei identischen Simulationsparametern wie Abbildung 4.5.

4.4.1 Rauschunterdrückung: Vergleich **ST**-Ansatz

Zur Bewertung der Rauschunterdrückung wird das Verfahren mit dem in [64] simulierten **ST**-Ansatz verglichen. Die Ausprägung der Störungen, die Anregungsamplituden und die Bezugsgrößen werden identisch zur Literatur gewählt, auch wenn dies kein realistisches Einsatzszenario darstellt. Dazu werden die Messungen von Spannungen und Strömen mit einem gauß'schen Rauschen mit einem Effektivwert von 5 A bzw. 5 V überlagert. Die Bezugsgrößen werden jeweils konstant gehalten, es werden jedoch drei Lastfälle (A, B, C) mit jeweils unterschiedlichen Parametrierungen und Lastkoeffizienten untersucht. Für die Anzahl der gemittelten Messungen und die Anregungsperiode sind die Methoden nicht direkt miteinander vergleichbar. Beim neuen Ansatz wird daher über fünf Schätzungen gemittelt, sodass sich eine Messzeit von einer Sekunde ergibt – identisch zur Literatur. Die Anregungsfrequenz f_A ist übereinstimmend mit den bereits gezeigten Auswertungen auf 5 Hz ($T_A = 200$ ms) festgelegt. Für jeden der Lastfälle werden 50 Messungen mit einer Gesamtzeit von je 10 Sekunden durchgeführt. Tabelle 4.2 fasst das Szenario zusammen.

In Abbildung 4.9 sind die bei der Simulation auftretenden typischen Verläufe von Spannung, Wirkleistung und Blindleistung für den Fall A dargestellt. Korrespondierend mit der Spannungsanregung variieren auch die Leistungen. Die Rauschüberlagerungen erscheinen insbesondere bei der Blindleistung sehr groß, da die Plateaus der Anregungszustände zum Teil nur schwer erkennbar sind.

Tabelle 4.2: Simulationsparameter für Vergleich der Rauschsensitivität nach [64]. Es werden drei Lastfälle (A,B,C) untersucht.

Parameter	Bez.	A	B	C	Einheit
Netzspannung	U		230,0		V
Anregungsamplitude	U_A		2,3		V
Spannungsrauschen	U_r		5,0		V(RMS)
Stromrauschen	I_r		5,0		A(RMS)
Messzeit	T_M		1,0		s
Anregungsperiode	T_A		0,2		s
Wirkleistung	P_0	157,5	135,0	180,0	kW
Blindleistung	Q_0	17,5	15,0	20,0	kVA
Sensitivität P	K_P	0,7	1,4	2,0	1
Sensitivität Q	K_Q	1,2	1,4	3,2	1

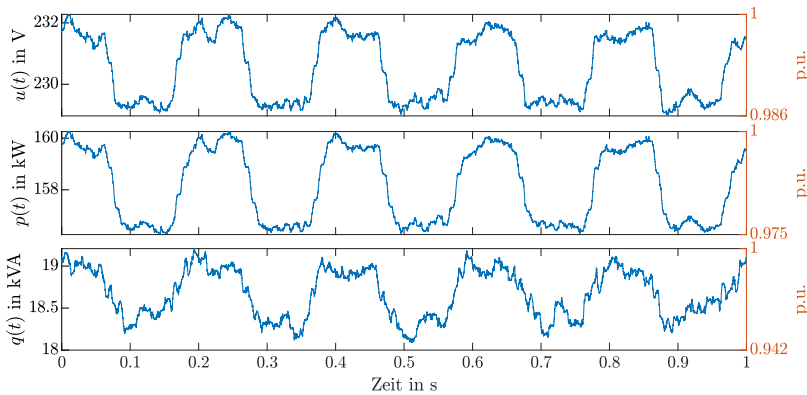


Abbildung 4.9: Verläufe der Spannung, Wirkleistung und Blindleistung im Simulationsszenario A. Die p.u. Angaben (rechte Achsen) sind auf die Extremwerte in der Darstellung bezogen.

Tabelle 4.3 zeigt die Ergebnisse der Auswertung. Die geschätzten $\tilde{K}_{P,Q}$ werden über 5 Messungen gemittelt, um die gleiche Messzeit wie beim **ST**-Ansatz zu erreichen. Zusätzlich werden Standardabweichung und Mittelwert über alle gemessenen Punkte ermittelt. Für \tilde{K}_P streuen die Schätzungen wenig und haben bei gleichen Messzeiten weniger oder einen äquivalenten Fehler im Vergleich zum **ST**-Ansatz. Für \tilde{K}_Q sind hingegen deutlich größere Streuungen sichtbar, sodass bei gleicher Messzeit die Ergebnisse deutlich stärker vom Sollwert abweichen können als für den **ST**-Ansatz. Auch der Mittelwert der Messungen über 10 Sekunden weicht im ungünstigsten Fall (A) um 7,5% vom Sollwert ab. Bezüglich der Rauschimmunität ist der Ansatz zur Schätzung der Wirkleistungssensitivität mit dem **ST**-Prinzip damit weitgehend vergleichbar. Für

die Bewertung der Schätzgenauigkeiten für die Blindleistung sind deren Rauschamplituden zu beachten: In [64] erscheint das Rauschen von Wirkleistung und Blindleistung entsprechend der Abbildungen in etwa gleich stark. Bei der durchgeführten Simulation sind die Rauschamplituden der Wirk- und Blindleistung hingegen stark unterschiedlich, so wie es aufgrund des Lastphasenwinkels auch zu erwarten ist (s. Abbildung 4.9). Daher ist fraglich, ob eine Vergleichbarkeit mit [64] bezüglich \tilde{K}_Q gegeben ist oder methodische Unterschiede bei der Auswertung bestehen.

Tabelle 4.3: Simulationsergebnisse zur Rauschsensitivität für den Vergleich mit [64]. Relative Fehler ϵ in Prozent des Nominalwertes.

Bez.	A	ϵ in %	B	ϵ in %	C	ϵ in %
K_P	0,70		1,40		2,00	
ST: \tilde{K}_P	0,78	11,4	1,53	9,3	1,95	2,5
Mean(\tilde{K}_P) ₅	0,70	<0,1	1,40	<0,1	2,01	0,5
Mean(\tilde{K}_P) ₅₀	0,69	1,4	1,40	<0,1	2,00	<0,1
SD(\tilde{K}_P) ₅₀	$4,11 \cdot 10^{-2}$		$8,6 \cdot 10^{-3}$		$4,45 \cdot 10^{-2}$	
K_Q	1,20		1,40		3,20	
ST: \tilde{K}_Q	1,09	9,2	1,47	5,0	3,14	1,9
Mean(\tilde{K}_Q) ₅	0,91	24,2	1,23	12,1	3,36	5,0
Mean(\tilde{K}_Q) ₅₀	1,11	7,5	1,42	1,4	3,18	0,6
SD(\tilde{K}_Q) ₅₀	0,33		0,36		0,35	

4.4.2 Einsetzevaluierung auf Messdaten

Die Störüberlagerungen im Niederspannungsnetz treten in Form von Spannungsschwankungen (durch das vorgelagerte Netz) und durch Lastvariationen und deren Rückwirkung auf. Beide bisherigen Untersuchungen, mit deterministischem Lastverlauf und stationärem Rauschen, geben die reale Situation nur unzureichend wieder. Anhand realer Messdaten aus dem Netzbetrieb wird nachfolgend die Eignung des Verfahrens für realistische Szenarien erprobt. Dazu wird erneut die in Abschnitt 4.3 beschriebene Simulation verwendet. Als Bezugsgrößen p_0, q_0, u_0 werden jetzt jedoch die periodenweise gemessenen Werte von Spannung, Blind- und Wirkleistung realer Netzknoten verwendet.

In Szenario A werden Daten des Hausanschlusses eines Gehöfts in einem schwachen Landnetz mit dominanter PV-Einspeisung gewählt. Charakteristisch sind vergleichsweise großen Spannungsvariationen und ein mit der Sonneneinstrahlung (und der Verschattung durch Wolkenzug) stark veränderlicher Leistungsfluss. Abbildung 4.10 zeigt

den betrachteten Datenausschnitt in diesem Szenario für Spannung und Wirkleistung zusammen mit den Amplitudenspektren.

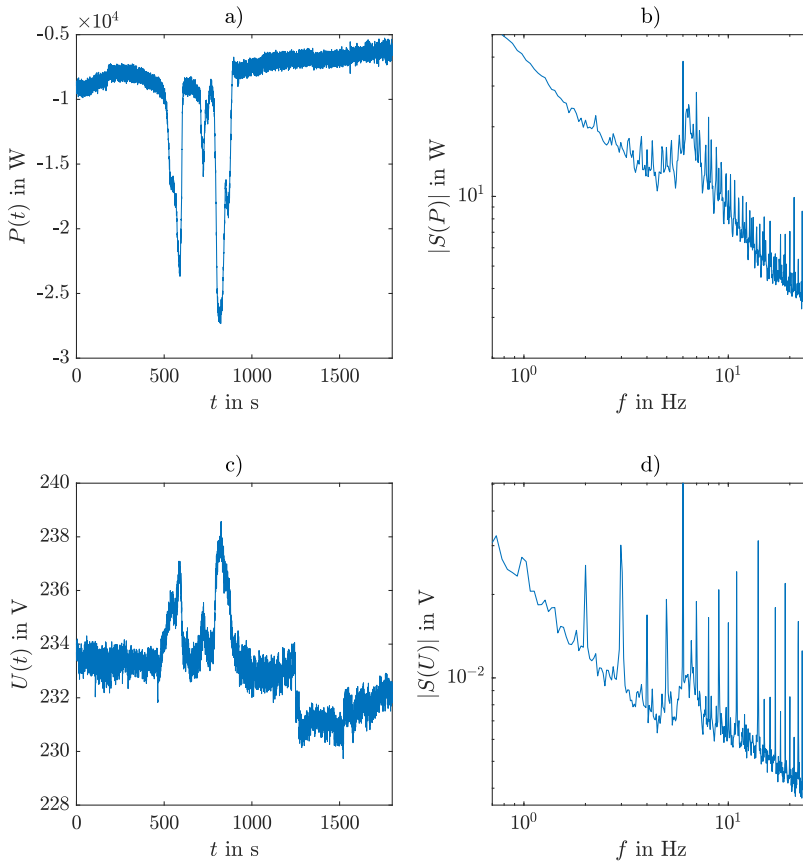


Abbildung 4.10: Zeitliche Verläufe der Wirkleistung (a) und Spannung (c) sowie die korrespondierenden Amplitudenspektren (b, d) für die Messdaten des Szenario A.

In Szenario B werden Daten eines Bürogebäudes mit IT, Klimatisierung und Aufzug verwendet, das an ein städtisches spannungssteifes Netz angeschlossen ist. Charakteristisch sind häufige kurzzeitige Wirkleistungsänderungen und Spannungsfuktuationen, die makroskopisch nicht mit dem Leistungsfluss korrelieren. Abbildung 4.11 zeigt den betrachteten Datenausschnitt in diesem Szenario für Spannung und Wirkleistung zusammen mit den Amplitudenspektren.

In den Amplitudenspektren beider Szenarien sind für beide Größen charakteristische Maxima zu erkennen. Diese entstehen durch periodische Vorgänge im Netzbetrieb wie die Puls-Pausen-Modulation der Leistung von Heizaggregaten, das Scheduling

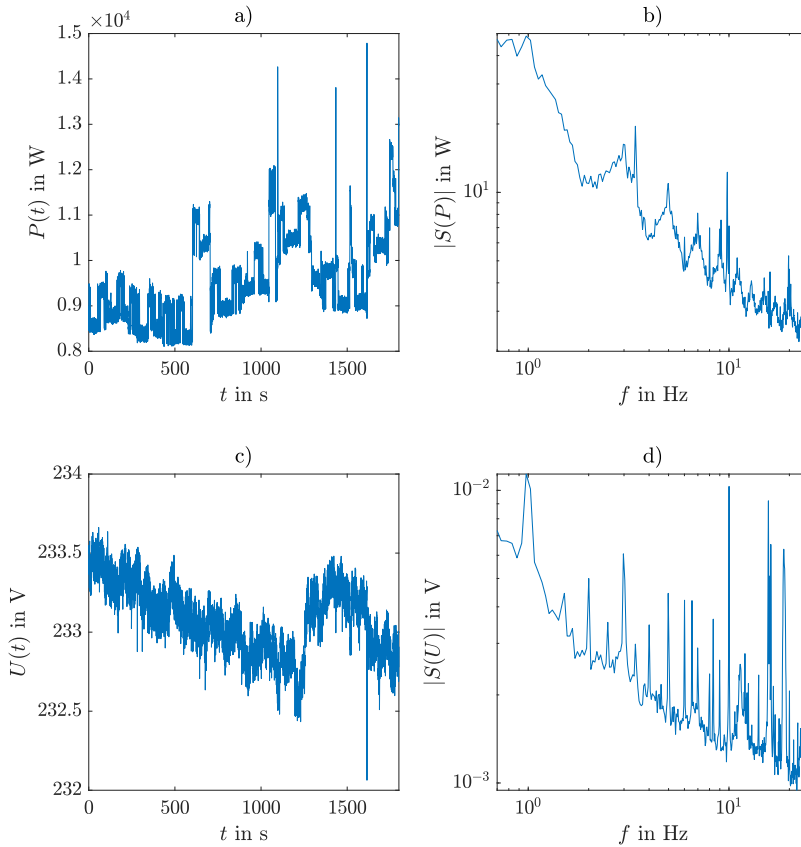


Abbildung 4.11: Zeitliche Verläufe der Wirkleistung (a) und Spannung (c) sowie die korrespondierenden Amplitudenspektren (b, c) für die Messdaten des Szenario B.

von Computerprogrammen oder die Aktivität von Maximum-Power-Point-Trackern in Solarwechselrichtern.

Für die Schätzung der Lastexponenten muss aus den gestörten Messdaten die zur Anregung gehörende Information extrahiert werden. Das oben beschriebene Verfahren verhält sich dabei analog zu einem Korrelationsempfänger. Die Auswertung der Messdaten im Takt der Anregung entspricht dabei einer Multiplikation im Zeitbereich. Zusammen mit einer anschließenden Mittelung (Tiefpassfilterung) der Mischprodukte wird eine schmalbandige Filterung um die Anregungsfrequenz erzielt. Diese muss folglich unter Betrachtung der Störspektren so gewählt werden, dass sie nicht mit einem der Störungsmaxima zusammen fällt. Im Beispiel erscheint eine Wahl von $1/14 \cdot 20 \text{ ms} \approx 3,57 \text{ Hz}$ als günstig.

Wenn keine Anregung vorliegt, sollte sich für den Mittelwert der Mischprodukte stets null ergeben. Analog gilt für eine Überlagerung mit weißem Rauschen, dass

der Mittelwert der abgetasteten relativen Leistungs- und Spannungsänderungen, also $\delta P_n, \delta Q_n, \delta U_n$ (s. Gleichung (4.13)) für ausreichend lange Zeiten gegen null konvergiert. Bei Vorliegen einer Anregung erscheint deren skalierte Amplitude als Mittelwert der so abgetasteten Größen. Mit der gleitenden Mittelwertbildung über N Werte ergeben sich diese $\overline{\delta P}_n^N, \overline{\delta Q}_n^N, \overline{\delta U}_n^N$ durch

$$\overline{\delta P}_n^N(l) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} \delta P_n(l-j). \quad (4.14)$$

Analog dazu wird untersucht, wie die Störüberlagerungen realer Netze mit der Anregung parasitär korrelieren, ohne dass eine solche eingepreßt wurde. In den betrachteten Szenarien zeigt sich, dass auch bei günstiger Wahl von f_A Produkte mit niedrigen Frequenzen entstehen. Beispielhaft zeigt Abbildung 4.12 den Verlauf der gleitend gemittelten Mischprodukte für das Szenario A für $N = 100$ und $N = 1000$. Die Amplituden in pu sind so skaliert, dass sie direkt vergleichbar mit den relativ erreichbaren Anregungsamplituden sind. Zu einigen Zeiten zeigen die Mittelwerte eine positive Korrelation – d.h. eine phasenrichtige Ähnlichkeit zwischen Anregung und Störung zu anderen Zeiten ergeben sich negative Werte.

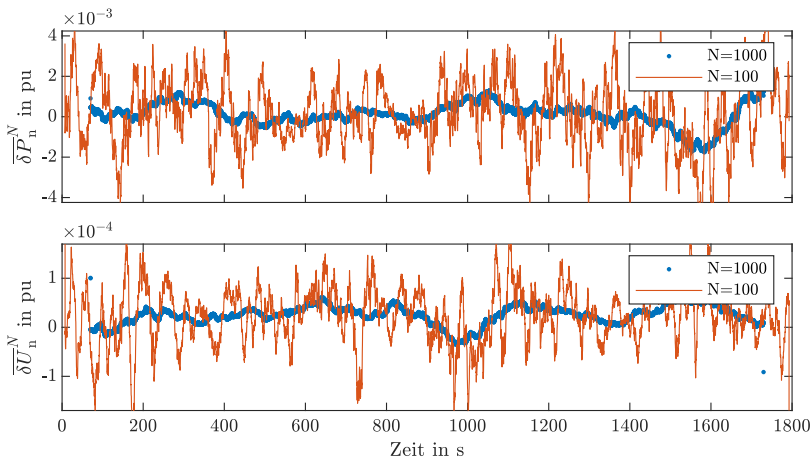


Abbildung 4.12: Zeitliche Verläufe der gleitend gemittelten δP_n und δU_n für die Daten aus Szenario A ohne Anregung.

Die Mittelung reduziert die Streuung der Werte mit wachsendem N deutlich. Es offenbart sich jedoch, dass die gleitenden Mittelwerte schon auf Zeitskalen im Bereich einiger zehn Sekunden nicht mehr als stationär angenommen werden können. Zusätzlich folgen die Entwicklungen von $\overline{\delta P}_n^N$ und $\overline{\delta U}_n^N$ jeweils einem eignen Trend. Bei der Messung mit aktiver Anregung überlagert sich die nicht-stationäre Störung mit dem gewünschten

Ergebnis der Messung. Je nach Phasenbeziehung zwischen Störungen und Anregung kommt es zu einer zeitlich variablen systematischen Über- oder Unterschätzung der Lastparameter.

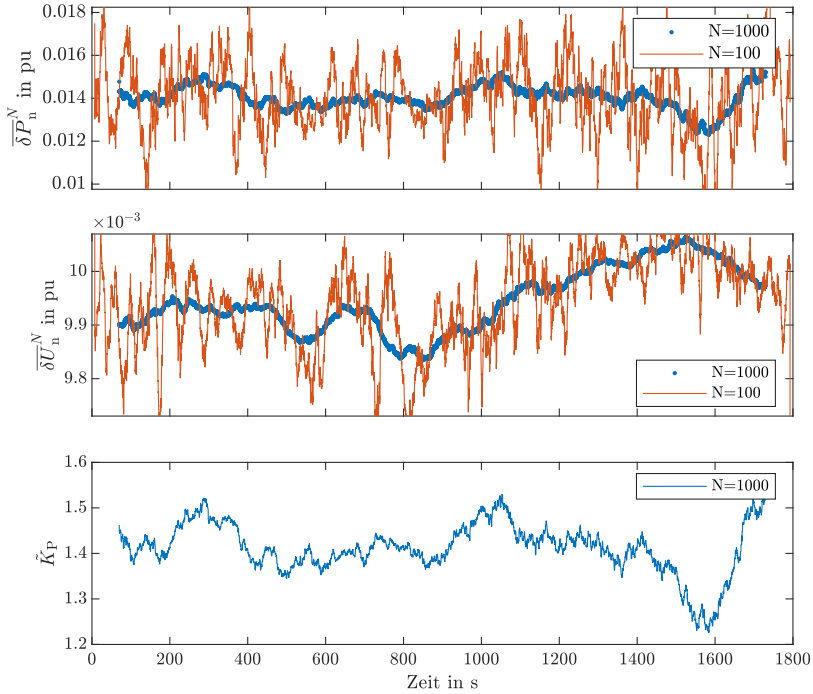


Abbildung 4.13: Zeitliche Verläufe der gleitend gemittelten δP_n , δU_n und resultierenden \tilde{K}_P für die Daten aus Szenario A bei Anregung mit $\Delta U_A = 0.01 \text{ pu}$

Dieses Verhalten illustriert Abbildung 4.13 für eine Anregungsamplitude von $0,01 \text{ pu}$ und unter Verwendung der Messdaten des Szenarios A und $K_P = 1,4$. Korrespondierend zur Anregung ergeben sich nun höhere Mittelwerte ($\overline{\delta P_n^N}$, $\overline{\delta U_n^N}$). Die Achsen skalierungen sind zur Vergleichbarkeit identisch zu Abbildung 4.12 gewählt, aber um den Mittelwert verschoben. Betrachtet man beide Darstellungen, zeigt sich, dass sich Störung und Anregung in ihrem Einfluss auf $\overline{\delta P_n^N}$ näherungsweise linear überlagern. Die Auswirkung auf \tilde{K}_P wird von $\overline{\delta P_n^N}$ dominiert: Beide Verläufe gleichen sich qualitativ. Diese Beobachtungen führen zur Motivation folgender Fehlerheuristik für die zu schätzenden Parameter.

Fehlerabschätzung Um schon vor dem Anschluss der Einrichtungen zur Anregungseinprägung abschätzen zu können mit welcher Genauigkeit die Bestimmung der Lastparameter gelingt, bietet sich die folgende Überlegung an: Aus den Zeitreihen von Wirk- und Blindleistung sowie der Spannung werden – zunächst ohne Anregung (OA) –

für einen gewünschten Zeitraum die Effektivwerte $\{P, Q, U\}_{n,OA} = \text{RMS}(\overline{\delta\{P, Q, U\}_n})$ bestimmt. Diese machen den Einfluss der Störkorrelationen quantifizierbar. Zusammen mit einer plausiblen Schätzung (grobe Startwerte) von K_{P_0} und K_{Q_0} und einer zu erwartenden normierten Anregungshöhe \hat{U}_{n,A_0} lässt sich dann der Fehlereinfluss der Störkorrelationen auf das Ergebnis abschätzen:

$$\begin{aligned} \epsilon_{K_P} &= \tilde{K}_P - K_P \\ &= \frac{\delta\tilde{P}_n}{\delta\tilde{U}_n} - K_{P_0} \\ &= K_{P_0} \left(\frac{1}{1 + \frac{U_{n,OA}}{\hat{U}_{n,A_0}}} - 1 \right) + \frac{P_{n,OA}}{\hat{U}_{n,A_0} + U_{n,OA}}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Da die Lastreaktion von den Lastparametern abhängt, ist auch diese Fehlerabschätzung kritisch vom zunächst vermuteten Wert K_{P_0} bzw. K_{Q_0} abhängig. Werden Startwerte an der oberen technischen Grenze für passive Betriebsmittel ($K_P, K_Q = 2$) angenommen, wird der Fehler tendenziell überschätzt. Für die Szenarien A und B ergeben sich die in Tabelle 4.4 dargestellten Werte auf Basis einer 1800 Sekunden langen Zeitreihe. Vergleicht man den erwarteten Fehler ϵ_{K_P} mit den geschätzten K_P in Abbildung 4.13, liegt der Verlauf während eines Großteils der Messzeit innerhalb $K_{P_0} \pm \epsilon_{K_P}$. Sowohl am Anfang der Messung als auch am Ende wird das ermittelte Fehlerband jedoch verlassen. Bei der Anwendung von Gleichung (4.15) zur Abschätzung der real auftretenden Schätzfehler muss also beachtet werden, dass das zur Berechnung der Effektivwerte angesetzte Fenster zur gewählten Mittelung passt. Die Aussagekraft hängt maßgeblich davon ab, ob mit dem gewählten N und den praktisch verfügbaren Anregungsamplituden ein ausreichend großer Signal-Störabstand erreicht werden kann, sodass sich die ermittelten Lastexponenten stationär verhalten. Eine zusätzliche Untersuchung der zeitlichen Verläufe ist daher stets notwendig.

Tabelle 4.4: Erwarteter Fehler bei entsprechender Gleichung (4.15) für Szenario A und B mit $K_{P_0} = K_{Q_0} = 1,4$, $N = 1000$ und $f_A = 1/280$ ms. Angegeben sind normierte Größen.

Szenario	\hat{U}_{n,A_0}	$\delta\tilde{U}_n$	$\delta\tilde{P}_n$	ϵ_{K_P}	$\delta\tilde{Q}_n$	ϵ_{K_Q}
A	$1 \cdot 10^{-2}$	$4,96 \cdot 10^{-5}$	$6,37 \cdot 10^{-4}$	$5,66 \cdot 10^{-2}$	$1,06 \cdot 10^{-2}$	1,05
A	$1 \cdot 10^{-3}$	$4,96 \cdot 10^{-5}$	$6,37 \cdot 10^{-4}$	$5,41 \cdot 10^{-1}$	$1,06 \cdot 10^{-2}$	$1,00 \cdot 10^1$
B	$1 \cdot 10^{-2}$	$2,40 \cdot 10^{-4}$	$4,69 \cdot 10^{-4}$	$1,30 \cdot 10^{-2}$	$4,62 \cdot 10^{-4}$	$1,23 \cdot 10^{-2}$
B	$1 \cdot 10^{-3}$	$2,40 \cdot 10^{-4}$	$4,69 \cdot 10^{-4}$	$1,07 \cdot 10^{-1}$	$4,62 \cdot 10^{-4}$	$1,02 \cdot 10^{-1}$

4.4.3 Fehlerdiskussion

Die gefundenen Abweichungen der geschätzten Parameter zeigen, dass die Schätzung der Lastexponenten in Gegenwart realistischer Störungen herausfordernd ist. Als problematisch kann vorrangig die parasitäre Korrelation der Störgrößen mit dem Anregungssignal angesehen werden. Im Rahmen der Parameterberechnung führt diese zu einer langsamen Drift, sobald längere Mittelwertbildungen eingesetzt werden. Letztere sind jedoch notwendig, um bei geringen Anregungsamplituden einen hinreichend großen Signal-Störabstand zu erreichen. In der Folge eignet sich das Verfahren vorrangig für Netzabschnitte mit hoher Impedanz, dort, wo hinreichend große Anregungsamplituden realisiert werden können. Konkret bieten sich hier ländliche Netze und Messpunkte am Ende von Leitungssträngen an.

Zur Weiterentwicklung des Verfahrens wäre zunächst zu untersuchen, ob durch andere Anregungssequenzen eine Unterdrückung oder eine Modellierung des Kurzzeitdriftverhaltens möglich wird. Mit einem solchen Modell ließen sich potentiell bessere Genauigkeiten bei geringeren Amplituden erreichen.

4.4.4 Planungsempfehlung für Messkampagnen

Aus den gewonnen Untersuchungsergebnissen lässt sich für die Planung von Messkampagnen mit dem vorgeschlagenen Verfahren der folgende optimierte Ablauf formulieren. Dieser ergibt sich aus den zuvor diskutierten Einschränkungen des Verfahrens, die eine Voruntersuchung der Messstelle auf Anwendbarkeit notwendig machen.

- Sammlung von Netzdaten: Kurzschlussimpedanz oder Proxi: Längen und Leitungstypen.
- Abschätzung der erreichbaren Anregungsamplituden mit gewählter Anregungshardware.
- Messung bzw. Sammlung von P , Q , U Zeitreihen des Netzes mit ggf. bereits installierten Messgeräten.
- Auswertung der Daten zur Bestimmung der Störspektren.
- Festlegung der günstigen Anregungsfrequenz.
- Bestimmung der parasitären Korrelationen der Störungen mit der gewählten Anregung.
- Abschätzung des erreichbaren Störabstandes und der Genauigkeit: Abgleich mit den Anforderungen der Anwendung. Gegebenenfalls höhere Anregungsamplituden realisieren oder Abbruch, da Genauigkeit zu gering.

- Installation der Anregungshardware, Messung, Parameterschätzung.

4.5 Implementierung der Anregung

Die Netzanregung für die Identifikationsaufgaben verlangt nach einer technischen Einrichtung zu deren Einprägung. Während Stromrichterarchitekturen (wie z.B. für Solarwechselrichter) sicherlich in diesem Sinne einsetzbar wären, lässt sich ein solches Anregungsmodul – mit Einschränkungen – wesentlich einfacher realisieren. Im einfachsten Fall ist eine Umsetzung mittels einer kontrolliert schaltbaren Last ausreichend. Abbildung 4.14 zeigt die Architektur, die im Rahmen dieser Arbeit umgesetzt wurde. Die Wirksamkeit für beide Halbwellen entsteht durch eine eingangsseitige Gleichrichtung. Die Last kann zu jedem Zeitpunkt aktiviert und deaktiviert werden, wobei der Stromverlauf im aktivierten Zustand dem Spannungsverlauf gemäß $I = U/R_L$ folgt.

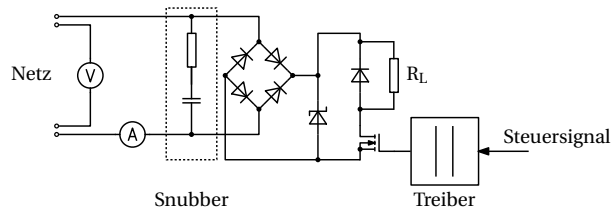


Abbildung 4.14: Schaltung zur Einprägung von Anregungssignalen mittels schaltbarer ohmscher Last. Die Ansteuerung des Leistungsschalters (N-FET) erfolgt über einen isolierten Gate-Treiber. Snubber und TVS-Diode dämpfen und begrenzen Spannungstransienten beim Schalten an induktiven Netzen.

Die Ansteuerung der Last erfolgt durch einen N-FET mit entsprechend galvanisch isoliertem Gate-Treiber. Wegen der Induktivität von Netz und Zuleitungen treten bei Schaltvorgängen außerhalb des Nulldurchgangs Spannungstransienten auf, die durch eine Snubber-Schaltung gedämpft und in der Amplitude durch eine TVS-Diode begrenzt werden. Zusätzlich zur Spannungsmessung am Einsatzort erfolgt eine Messung des Laststroms am Eingang des Moduls. Der Abgriff der Eingangsspannung wird dabei nicht über die Zuleitungen des Anregungsmoduls geführt, damit der hier entstehende Spannungsabfall keinen Eingang in die Messung findet. Das Steuersignal wird vom übergeordneten System erzeugt, das auch die Messdatenerfassung übernimmt.

4.5.1 Begrenzungen und Signalformen

Der vereinfachte technische Aufbau des Anregungsmoduls ermöglicht einerseits die Integration in mobile Messtechnik, so wie sie in Kapitel 6 konzeptioniert wird. Andererseits ergeben sich Einschränkungen hinsichtlich der möglichen Einprägungsmuster. Diese lauten zusammengefasst:

- Die Signaleinprägung ist immer mit dem Bezug von Wirkleistung verbunden.
- Die Signalamplitude ist konstruktiv vorgegeben.
- Schmalbandige Einprägungen sind auf ganze Perioden beschränkt.
- Werden ganze Perioden verwendet, ist die Signalform durch die Netzspannung vorgegeben.
- Bei der Einprägung höherer Frequenzen wird stets ein breites Spektrum erzeugt.

Bei Aktivierung des Lastschalters folgt der Stromverlauf näherungsweise dem der Spannung. Im deaktivierten Zustand fließt hingegen nur geringer Strom durch die Filterschaltung (Snubber) am Moduleingang. Wird die Last stets in den Nulldurchgängen des Spannungsverlaufs an- und abgeschaltet, erhält man eine Puls-Paket-Steuerung, die Wirkleistungssprünge mit der zeitlichen Auflösung einer Periode, also $\pm T_p$, erzeugen kann. Da stets ganze Perioden verwendet werden, erzeugt diese Art der Anregung keine harmonischen Signalanteile. Bei Verwendung halber Perioden hätte der eingeprägte Strom einen Gleichanteil, was in AC-Netzen unerwünscht ist. Abbildung 4.15 zeigt die Strom- und Spannungssignale für Pulspakete in einer 1-2-3 Sequenz.

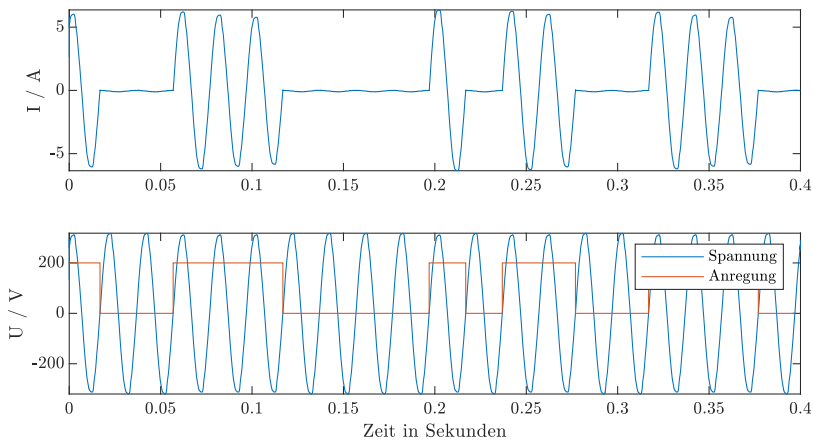


Abbildung 4.15: Signale am Lastanregungsmodul bei Erzeugung einer 1-2-3 Sequenz im Puls-Paket-Betrieb. Oben: Stromsignalform. Unten: Eingangsspannung und Anregungssignal.

Im aktivierten Zustand fließt ein näherungsweise sinusförmiger Strom mit einer Amplitude von ca. 5,5 A. In den Pulspausen ist der Strom durch das Snubber-Glied zu erkennen (ca. 100 mA). Zwischen Beginn und Ende eines Anregungszyklus fällt die Stromamplitude um 7%, da sich der Lastwiderstand durch seinen positiven Temperaturkoeffizienten und die Erwärmung reduziert.

Neben den sinusförmigen Anregungen kann das Anregungsmodul – mit Einschränkungen – auch höherfrequente Signale einspeisen. Sie ergeben sich, wenn die Schaltzeitpunkte nicht in den Nulldurchgängen liegen und daher verzerrte Signalformen entstehen. Je nach Anregungsmuster kommen unterschiedliche Zusammensetzungen harmonischer Frequenzanteile zustande. Ihr Spektrum entsteht aus der Faltung des Spektrums der Anregungsfolge $X(\omega)$ mit dem des Netzsinussignals $W(\omega)$, da die Schalthandlung einer Multiplikation im Zeitbereich entspricht.

$$\mathcal{F}\{x(t) \cdot w(t)\} = S = \frac{1}{2\pi} X(\omega) * W(\omega) \quad (4.16)$$

Die erzeugten Spektren können daher in begrenzter Form gesteuert werden. Erzwingt man beispielsweise die Punktsymmetrie der An-Zeiten bezüglich der Spannungsperiode, so werden keine geradzahligen Oberschwingungen erzeugt. Abbildung 4.16 zeigt beispielhaft eine solche Anregung und das resultierende Amplitudenspektrum des Stromsignals für die schwerpunktmäßige Erzeugung der dritten Harmonischen.

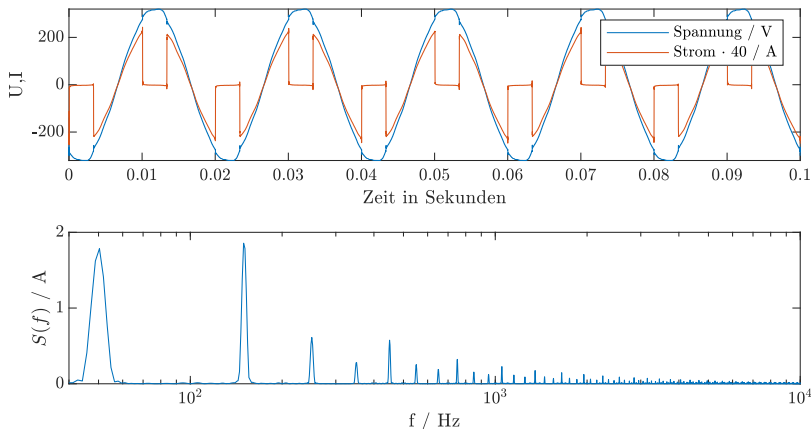


Abbildung 4.16: Spannungs- und Stromsignalform am Anregungsmodul bei der schwerpunktmäßigen Erzeugung der 3. Harmonischen (oben). Amplitudenspektrum eingepprägten Stroms (unten). Grundschwingung und dritte Harmonische (150 Hz) haben die gleiche Signalamplitude.

Durch die Schaltflanken entstehen zahlreiche weitere hochfrequente Anteile mit vergleichsweise großen Amplituden. Sie begrenzen die Einsatzmöglichkeiten dieser Form der harmonischen Anregung auf kurzzeitige Experimente, da eine dauerhafte Emission in das Versorgungsnetz zu Gunsten der Versorgungsqualität (Power Quality) ausgeschlossen werden muss. Gleiches gilt für Signalanteile größer 9 kHz, die vom Eingangsfiler ggf. nicht ausreichend abgeschwächt werden und deren Aussendung in das Netz wegen der elektromagnetischen Verträglichkeit normativ begrenzt ist (s. Norm IEC/ EN 61000-6-3).

4.5.2 Netzsynchrisation

Wesentlich für die gezielte Erzeugung von Harmonischen und Lastsprüngen ist eine Synchronisation der Anregungsimpulse mit dem Spannungsverlauf der Netzspannung am Messort. Dafür muss die Ansteuerungslogik Kenntnis von aktueller Phasenlage und Periodendauer der Spannung haben. Beides kann beispielsweise durch eine direkte Detektion der Nulldurchgänge und eine entsprechende zeitliche Auswertung gewonnen werden. Abbildung 4.17 zeigt eine etablierte Schaltungsanordnung, wie sie zum Beispiel für elektronische Phasenanschnittsteuerungen verwendet wird.

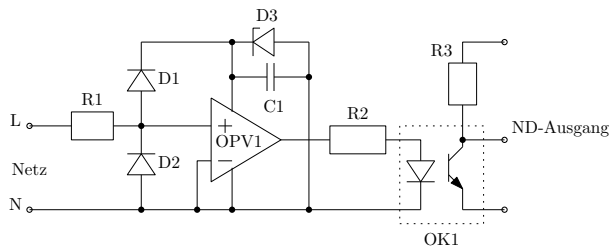


Abbildung 4.17: Schaltung zur analogen Erzeugung eines Nulldurchgangssignals mit einem Komparator. Die Auswertung der erzeugten Pulse kann galvanisch getrennt erfolgen. Die Versorgung für den Operationsverstärker (OPV1) und den Optokoppler (OK1) wird aus der Messspannung selbst über Diode D1 bezogen und von Zener-Diode D3 begrenzt.

Nachteilig an dieser direkten ND Erkennung ist ihre leichte Beeinflussbarkeit durch Verzerrungen der Signalforn in der Nähe des Nulldurchgangs. Solche Verzerrungen erzeugen eine Verschiebung des erkannten Nulldurchgangs und eine zusätzliche zufällige Schwankung der abgeleiteten Anregung. Diese wirkt sich nachteilig auf die spektralen Eigenschaften der eingepprägten Anregung aus.

Bei der hier entwickelten Lösung wird für solche Störungen im Nulldurchgang eine Kompensation hinzugefügt. Der Signalauswertung wird eine Tiefpassfilterung vorgeschaltet, so wie in Abbildung 4.18 schematisch dargestellt. Die Implementierung kann dabei prinzipiell ganz oder teilweise digital erfolgen. Mit der gewählten digitalen Implementierung ergibt sich der Vorteil eines reduzierten Hardwareaufwandes.

Ein Komparator erkennt die Nulldurchgänge des Signals, was nun wegen der starken Bandbegrenzung zuverlässiger und mit geringerer zeitlicher Streuung erfolgt. Ausgehend von den Nulldurchgängen wird die Periodendauer geschätzt. Da durch die Filterung eine Phasenverschiebung entsteht, ist eine direkte Verwendung des ND-Signals (in der gleichen Periode) nicht möglich. Daher erfolgt eine Prädikation des Zeitpunktes des folgenden Nulldurchgangs unter Berücksichtigung der bestehenden Latenzen und der ermittelten Periodendauer. Der Verzögerungsblock sorgt für die entsprechende Aufbereitung des Signals.

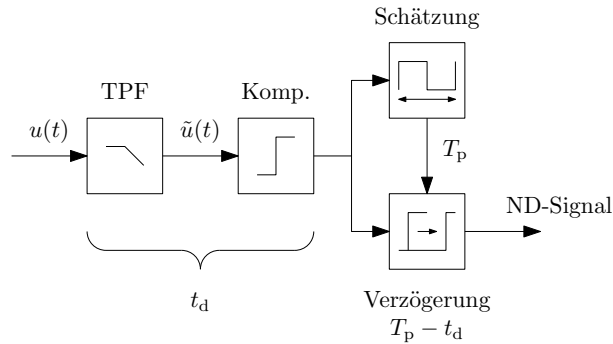


Abbildung 4.18: Erzeugung des Nulldurchgangssignals aus der Messspannung mit Korrektur der Filter- und Komparatorverzögerung t_d und Schätzung der aktuellen Periodendauer T_p .

Dieses Vorgehen setzt das quasi-stationäre Verhalten der Netzspannung voraus, sodass u.a. bei Frequenzschwankungen die Prädiktion der ND-Zeitpunkte von deren tatsächlicher Position abweicht. In der Praxis treten die größten Änderungsraten der Netzfrequenz bei seltenen Ausfällen von Großerzeugern und schweren Netzstörungen auf und liegen in großen Verbundnetzen in der Größenordnung von 1 Hz/s [66]. Während eines solchen Ereignisses ($df/dt = 1 \text{ Hz/s}$) ergibt sich durch die Verzögerung in der ND-Erkennung ein Phasenfehler entsprechend Gleichung (4.17), Herleitung siehe Anhang B.3.

$$\epsilon_\varphi = \pi \frac{df}{dt} \cdot \Delta T^2 \quad (4.17)$$

Dieser beträgt circa 1,3 Milliradian oder äquivalent $4 \mu\text{s}$ in einem 50 Hz-System. Gegenüber den üblichen Abtastintervallen der Messung in der Größenordnung von $40 \mu\text{s}$ (s. Kapitel 6) erscheint diese Abweichung vernachlässigbar. Gleichwohl sei aber angemerkt, dass neben netzweiten Frequenzabweichungen und lokalen Verzerrungen auch lokale Frequenzänderungen mit größeren Steilheiten in Form von Inter-Area-Oscillations auftreten können. Auch in Netzen mit kleiner Trägheit und stark fluktuierender Erzeugung (z.B. Inselnetze) sind potentiell deutlich schnellere Frequenzdynamiken beobachtbar [67]. Perspektivisch würde die Netzsynchrisation also von einer Prädiktion der aktuellen Periodendauer zusammen mit einer optimierten Frequenz- und Phasenschätzung anhand der gesamten Signalform profitieren, so wie sie in Phasor-Measurement-Units erfolgt. In der Literatur finden sich dazu Algorithmen, die für die Anwendung in Verteilnetzen zugeschnitten sind [68]. Hier wird dieser Aspekt nicht weiter verfolgt, da potentiell problematische Frequenztransienten vergleichsweise selten auftreten und betroffene Datenpunkte bei der experimentellen Verwendung der Anregung leicht erkannt und verworfen werden können.

4.5.3 Steuerung der Pulserzeugung

Für die Erzeugung des Schaltsignals zur Ansteuerung der Leistungselektronik ist weiterhin eine Steuerung nötig. Diese erzeugt das Signal entsprechend einer gewählten Konfiguration aus dem Anregungsmuster, dem Spannungsverlauf und der Zeitinformation. Den zuvor beschriebenen Anwendungen folgend, werden folgende Anforderungen gestellt:

- Synchronisation mit dem Spannungsnulldurchgang für die Erzeugung von Puls-paketen
- Synchronisation des Musterstarts mit dem Sekundenbeginn für die erleichterte Datenzuordnung und zeitliche Entkopplung vom Verhalten der Anwendungssoftware
- Berücksichtigung variabler Netzfrequenzen für eine spektral stabile Erzeugung von Harmonischen
- Konfigurierbarkeit der Muster zur Laufzeit
- Kontrolle der Mustererzeugung durch die Anwendungssoftware des Messsystems

Die Synchronisationsanforderungen bedingen, dass die Steuerung auf einer Echtzeitplattform implementiert werden muss. Zusätzlich sind für die Signalfilterung im Rahmen der Nulldurchgangserkennung ausreichende Systemressourcen zur digitalen Signalverarbeitung nötig. Im Vorgriff auf die Plattformentwicklung in Kapitel 6 wird für die Implementierung eine Umsetzung der zeitkritischen Funktionen für ein **Field Programmable Gate Array (FPGA)** auf konzeptionellem Niveau entwickelt. Dieser Teil ist der **Programmable Logic (PL)** zugeordnet. Die Steuerung kommuniziert zusätzlich über Speicher mit einem nicht echtzeitfähigen Systemteil über den die Konfiguration durch den Nutzer erfolgen kann. Dieser Teil wird durch ein Anwendungsprogramm mit unterlagertem Betriebssystem abgebildet und wird daher dem **Processing System (PS)** zugeordnet. Abbildung 4.19 zeigt diese Einordnung und damit auch die Einbettung in das Messsystem Kapitel 6 sowie die wesentlichen Kontrollsignale.

Mit dieser Architektur werden die Steuersignale für die Lastschalter (T_{LS}) ohne direkte Softwareinteraktion zu den jeweiligen Schaltzeitpunkten generiert. Dazu verwendet der Pulserzeugungsblock den Sekundentakt T_s , das Nulldurchgangssignal T_{ND} und die geschätzte Periodendauer der vorherigen Periode \hat{T}_p . Die beiden Letztgenannten werden aus den abgetasteten momentanen Spannungswerten u_k durch die bereits in Abschnitt 4.5.2 beschriebene Nulldurchgangsdetektion generiert.

Die Auswahl und Konfiguration der Muster erfolgt aus der Anwendungssoftware heraus anhand der in Abbildung 4.20 dargestellten Kontrollsignale. Deren Austausch

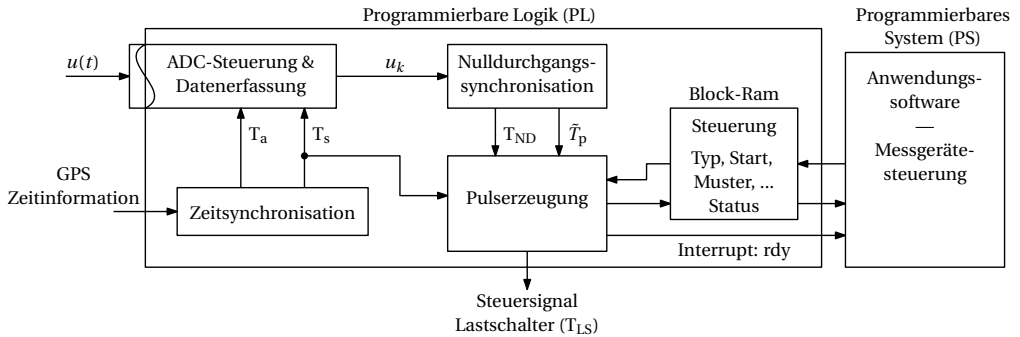


Abbildung 4.19: Logik und Signalfluss zur Erzeugung der Anregungsmuster und Einbettung in den Kontext eines integrierten Messsystems. Einmal durch die Anwendungssoftware ausgelöst, übernimmt die Programmierbare Logik die Signalerzeugung. Es sind nur die hier relevanten Systemteile dargestellt.

zwischen den asynchron arbeitenden Systemteilen geschieht durch einen Pufferspeicher, der eine zeitliche Entkopplung der Schnittstelle bewirkt. Dieser Puffer wird im FPGA durch Block-RAM abgebildet, das für einen zweiseitigen asynchronen Zugriff konfiguriert ist. Die Zugriffssteuerung vereinfacht sich durch den Umstand, dass nur das Statusregister von beiden Systemteilen (PS und PL) geschrieben wird. Alle Musterkonfigurationen sind hingegen unidirektional und werden PL-seitig nur gelesen. Die Pulserzeugung sendet zusätzlich ein Interruptsignal (rdy), wenn die Erzeugung eines Musters abgeschlossen ist.

Softwareseitig wird sichergestellt, dass das Steuerregister für die Auslösung der Mustererzeugung erst geschrieben wird, nachdem alle anderen Musterparameter gesetzt sind. Mit dem Schreiben des Start-Bit im Statusregister wird das Muster zur nächsten vollen Sekunde bzw. dem darauffolgenden Nulldurchgang begonnen. Der Zustandsautomat der Pulserzeugung überwacht das Statusregister und setzt das Start-Bit zurück, sobald die Erzeugung begonnen hat. Gleiches gilt für den Musterabbruch durch Setzen des Stopp-Bits. Das RDY-Bit im Statusregister zeigt an, ob sich die Mustererzeugung im Leerlauf befindet.

Das Ein-Aus-Schaltmuster wird durch eine Sequenz von Nullen und Einsen vorgegeben. Im Pulspaketbetrieb kodieren sie den Schaltzustand der Last zwischen den Nulldurchgängen. Mit der expliziten Kodierung der Sequenzlänge $N_{sA,B}$ wird erreicht, dass die Muster unabhängig von ihrer Länge direkt nach ihrem Abschluss wiederholt werden können. Dazu steuert der Eintrag des Wiederholungsregisters N_r deren Anzahl. Im Modus zur harmonischen Erzeugung können zwei unterschiedliche Spektren autonom im Wechsel erzeugt werden. Hier steuert die Sequenzlänge $N_{sA,B}$, in wie viele Schaltpunkte eine Periode zerlegt wird. Die Mustersequenz gibt in diesem Modus an, zu welchem Periodenbruchteil eine Lastaktivierung erfolgt. N_r stellt in dieser Betriebsart die Anzahl der Perioden ein, für die eine Anregung nach Muster A erfolgt. Danach

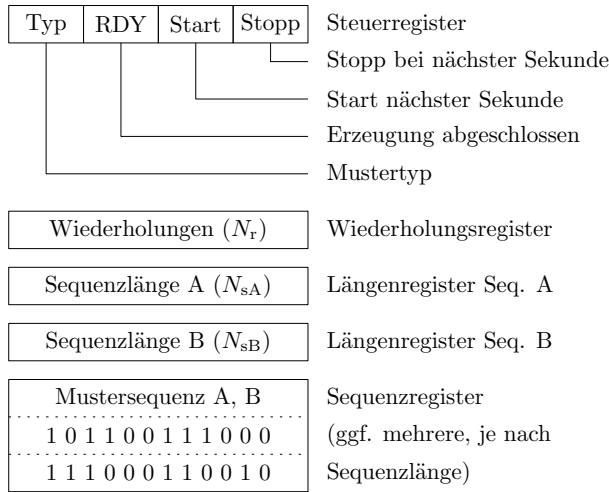


Abbildung 4.20: Kommunizierte Informationen zur Steuerung der Mustererzeugung.

wird für die gleiche Periodenzahl zur Erzeugung des Musters B gewechselt, sodass eine pulsierende, harmonische Anregung entsteht. Sie wird fortgesetzt, bis ein Stopp durch die Software erfolgt.

In der Diagrammdarstellung nicht gezeigt ist die hinzugefügte softwareseitige Überwachung der Gerätetemperatur. Sie schaltet die Pulserzeugung ab, wenn sich die Lastwiderstände während der Musteranregung durch den Wirkleistungsbezug zu stark erwärmt haben. Dies ist erforderlich, da die thermische Auslegung wegen der angestrebten Kompaktheit keine Dauerlastfähigkeit vorsieht.

4.6 Ergebnisse

Soll eine engmaschig wiederholte Schätzung von Lastexponentmodellen zur Beschreibung der Spannungsabhängigkeit in Niederspannungsnetzen erfolgen, müssen dafür aktive Verfahren eingesetzt werden. Der bekannte Ansatz, der einen leistungselektronischen Ortsnetztransformator zur Anregung verwendet, leistet eine zuverlässige Identifikation, ist aber praktisch kaum einsetzbar. Ein neu vorgeschlagenes Verfahren nutzt die Netzimpedanz und eine steuerbare Last zur Erzeugung der Anregung und ist damit insbesondere für kleinere Netzabschnitte geeignet. Die Signalauswertung muss im Vergleich zum bekannten Ansatz eine längere Mittelwertfilterung verwenden, um den Nachteil von kleineren Anregungsamplituden zu kompensieren. Dabei zeigt sich bei einer Untersuchung in einer Simulationsumgebung mit Messdaten aus realen Netzen, dass Signalanteile dieser Daten ungünstig mit den Anregungen wechselwirken. In Verbindung mit der Analyse der erreichbaren Anregungsamplituden des neuen

Verfahrens ergibt sich, dass es sich hauptsächlich für den Einsatz in schwachen Netzen anbietet, die typisch im ländlichen Raum zu finden sind. Für die praktische Umsetzung des Verfahrens wurde ein Elektronikmodul mitsamt der notwendigen Steuerung entwickelt, das Anregungen in Form von Pulspaketen mit programmierbarem Muster in das Netz einspeisen kann. Das Modul integriert sich in die Messgeräteplattform (s. Kapitel 6) und wurde messtechnisch charakterisiert.

5 Evaluation und Verbesserung der Stromsensorik

Insbesondere das Schätzen von Leitungsparametern in Niederspannungsnetzen stellt hohe Anforderungen an die Genauigkeit der Messtechnik. Zuvor, in Kapitel 3, wurden daher die Einflüsse der Messfehler auf das Identifikationsproblem analysiert. Dieses Kapitel behandelt neue Konzepte für die Stromsensorik für Niederspannungsmessungen mit dem Ziel, die Messabweichungen in typischen Einsatzszenarien zu verringern. Wegen der geringen Anzahl bereits im Netz verfügbarer Messstellen besteht die Notwendigkeit zur Instrumentierung im laufenden Betrieb, was die Auswahl der Messmittel und Methoden einschränkt.

Aus der Analyse der spezifischen Sensorfehler in den Abschnitten 5.2 und 5.3 heraus, stellt Abschnitt 5.4 ein neues Verfahren zur Vor-Ort-Kalibrierung von Rogowskispulen vor, durch das für temporäre Installationen eine Genauigkeitsverbesserung erreichbar ist. Die Kombination einer Methode zur Fehlerreduktion von Stromwandlern im Betrieb mit dem Kalibrierungsansatz erweitert dabei das Anwendungsfeld von Rogowskispulen in Richtung von Präzisionsmessungen und kann zu einer präziseren Erfassung von Strömen einschließlich ihrer Harmonischen beitragen.

5.1 Systemvergleich

Für die Anwendbarkeit der Messprinzipien im gegebenen Rahmen sind zuerst die praktischen Aspekte der Installationsart entscheidend. Da die Anbringung nachträglich erfolgen muss, kommen nur Systeme infrage, deren Installation ohne Betriebsunterbrechung möglich ist. Nach aktuellem Stand der Technik wären dies damit grundsätzlich folgende Messsysteme:

- Stromwandler mit geteiltem Kern: In vielfältigen Ausführungen und Messbereichen verfügbar. Einschränkungen bezüglich der Bandbreite und Linearität. Genauigkeit vom Grad der Aussteuerung abhängig: Im Bereich von 20 – 100, % I_n typische Genauigkeiten von $\pm 1\%$.

- Hallsensoren in Zangenform: Eignen sich auch zur Messung von Gleichanteilen, sind aber in der Genauigkeit auf ca. 2 % beschränkt. Günstig.
- Rogowskispulen: In der flexiblen Ausführung leicht zu installieren. Exzellente Bandbreite und Linearität. Einschränkungen bezüglich der Genauigkeit ($\pm 2\%$) und für die Messung kleiner Ströme wegen geringer Signalamplitude. Günstig.
- Flux-Gate-Wandler in Zangenform: Exzellente Bandbreite und Linearität. Genauigkeit gut, aber deutlich geringer als bei ungeteilten Systemen: 0,2 %. Bauform mit hohem Platzbedarf, Einschränkung bei der Variantenauswahl, sehr hohe Kosten. Schwer verfügbar¹.
- Shunt-Widerstand: Exzellente Linearität, sehr großer Frequenzbereich. Nur sinnvoll zum Einsatz innerhalb von Geräten.

Tabelle 5.1 zeigt eine Aufstellung der Technologieeigenschaften von Stromwandler², Rogowskispule³ sowie Shunt-Widerstand⁴ zusammen mit einer Bewertung der einzelnen Kriterien.

Die Gegenüberstellung zeigt, dass Flux-Gate-Wandler bezüglich der technischen Eigenschaften die messtechnischen Anforderungen am besten erfüllen. Ob ihr Einsatz praktisch möglich ist, hängt stark von den Installationsbedingungen ab. Darüber hinaus ist auch fraglich, ob der finanzielle Aufwand – außer für Zwecke der Kalibrierung – zu rechtfertigen ist. Stromwandler zeichnen sich durch vergleichsweise geringe Amplituden- und Phasenfehler aus, wenn sie im Nennbereich betrieben werden. Für die zangenförmigen Varianten sind die Minimalfehler kommerzieller Produkte dabei um den Faktor 5 höher als bei geschlossenen Varianten. Aufgrund der Nichtlinearität muss der

Tabelle 5.1: Vergleichender Überblick der häufig angewendeten Strommessprinzipien im Energiebereich.

Kriterium	Stromwandler	Rogowskispule	Shunt-Widerstand
Installationsart	Durchführung, Umbau	Umschlingung	nur innerhalb von Geräten
Einbau im lauf. Betrieb	bedingt	ja	nein
Linearitätsfehler	mäßig ($\sim \pm 5\%$)	exzellent ($< 0,1\%$)	exzellent
Positionsensitivität	gering, keine Daten	hoch ($\pm 2\%$)	keine
Temperaturkoeffizient	500 ppm/K	800 ppm/K	10 ppm/K
Langzeitstabilität	keine Daten	keine Daten	exzellent ($< 0,1\%$)
Frequenzbereich	45 Hz - 5 kHz	1 Hz - 20 kHz	0 Hz - 150 kHz

¹ Stand 2023 nur aus einer Quelle: HIOKI CT684X-Serie[69]

² https://www.zes.com/de/content/download/689/6677/file/Sensors_LMG600.pdf

³ https://dam-assets.fluke.com/s3fs-public/i430flx_iseng0000.pdf

⁴ <https://www.isabellenhuetten.de/fileadmin/Daten/Praezisionswiderstaende/Datenblaetter/AZ-H.PDF>

Wandler passend zum Messstrom gewählt und im richtigen Bereich betrieben werden. Die Beschränkung der Bandbreite erschwert die phasenrichtige Messung bzw. getreue Abbildung von stark verzerrten Signalen. Von dieser Einschränkung nicht betroffen sind Rogowskispulen, deren Linearität und Bandbreite an die der Flux-Gate Systeme heranreichen. Dem Vorteil der äußerst leichten Installation stehen die großen absoluten Messfehler von ca. 2 % gegenüber.

In der Anwendung findet man daher Flux-Gate-Systeme nur in hochspezialisierten Messgeräten. Stromwandler sind im Praxiseinsatz dort anzutreffen, wo die Ströme mit Grundschwingung vergleichsweise genau gemessen werden müssen (z.B. bei Abrechnungszählern). Rogowskispulen dominieren, wo temporäre Messungen erforderlich sind und eine korrekte Abbildung von Harmonischen nötig ist (z.B. beim Power Quality Monitoring).

Für die Identifikationsaufgaben nach Kapitel 3 wird zunächst nur eine hohe Genauigkeit bezüglich der Grundschwingung benötigt. Aufgrund der z.T. sehr starken Verzerrung der Leiterströme in Niederspannungsnetzen, der Nichtlinearität von Stromwandlern und der einfachen Installation von Rogowskispulen erscheint diese Technologie für den Kampagneneinsatz überlegen, sofern sich die großen Amplitudenfehler kompensieren lassen.

5.2 Stromwandlerfehler

Die Normen DIN EN 61869-1 [30] und DIN EN 61869-2 [47] definieren die Anforderungen an Stromwandler in der Energietechnik. Insbesondere wird die Abweichung des Übersetzungsverhältnisses von der Primärseite zur Sekundärseite eines Wandlers definiert:

$$\epsilon = \frac{\ddot{u}_n I_s - I_p}{I_p} \quad (5.1)$$

Darin ist \ddot{u}_n das Bemessungsübersetzungsverhältnis, I_p der tatsächliche Primärstrom, I_s der während der Messung fließende Sekundärstrom.

Neben Effektivgrößen findet sich auch für die Momentanwerte eine analoge Definition, wobei jedoch zwischen Gleich- und Wechselanteil der beteiligten Ströme unterschieden wird.

$$i_\epsilon = i_{\epsilon AC} + i_{\epsilon DC} = (\ddot{u}_n i_{sAC} - i_{pAC}) + (\ddot{u}_n i_{sDC} - i_{pDC}) \quad (5.2)$$

Weitergehende Abweichungen, etwa durch nichtlineare Effekte, werden durch die Einführung der Gesamtmessabweichung ϵ_g in einer Fehlergröße zusammengefasst.

$$\epsilon_g = \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (\ddot{u}_n i_s - i_p)^2 dt}}{I_p} \tag{5.3}$$

Diese ist der Effektivwert der Abweichungen der Momentanwerte von Primär- und Sekundärstrom (i_p und i_s) bei einem gegebenen Bemessungsübersetzungsverhältnis. Mit der Einführung von Fehlerklassen erfolgt die Vorgabe von Maximalabweichungen, zwischen denen das tatsächliche Übersetzungsverhältnis eines Wandlers der entsprechenden Klasse fallen muss. Abbildung 5.1 zeigt einige Fehlerklassen mit den zugehörigen Grenzwerten und dem typischen Fehlerverlauf eines Stromwandlers. Da der Fehler prinzipbedingt von der Aussteuerung des Wandlers abhängig ist, erweitert sich der Toleranzbereich bei Strömen unterhalb von 20 % des Nennstroms.

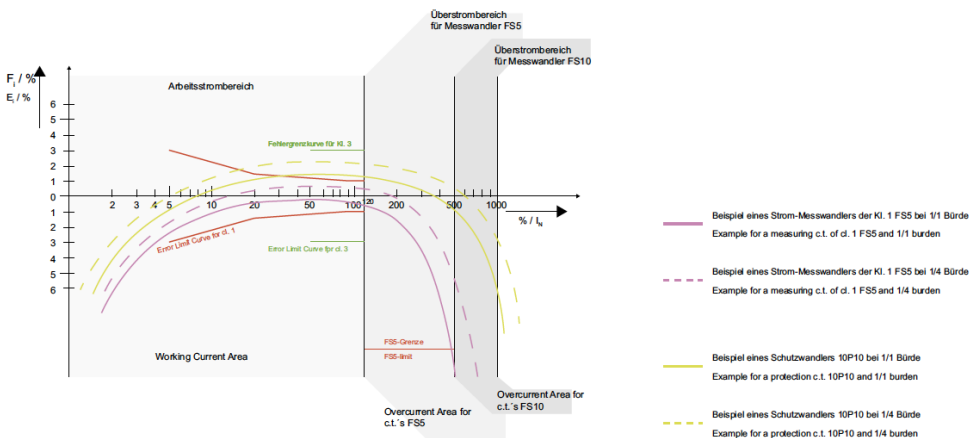


Abbildung 5.1: Fehlergrenzbereiche nach DIN EN 61869-2 und typische Fehlerkurven für Stromwandler. Es wird zwischen Messwandler und Schutzwandler unterschieden. Quelle: <https://www.janitza.de/auswahl-von-stromwandlern.html> [zuletzt geprüft am 12.11.23]

5.2.1 Spezialfall für Clamp-On Stromwandler

Die Ursache der statischen Messfehler erschließt sich anhand des Ersatzschaltbildes des Stromwandlers im Messbetrieb, siehe Abbildung 5.2. Stromwandler werden auf Sekundärseite mit einer niederohmigen Bürde betrieben, die durch die Eingangsimpedanz des verwendeten Amperemeters gebildet wird.

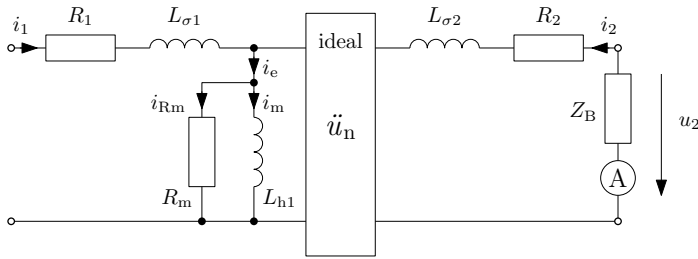


Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild eines Stromwandlers. Der (komplexe) Widerstand des Amperemeters wird durch eine Bürde mit der Impedanz Z_B illustriert.

In dieser Konfiguration entsteht durch den Nebenschluss über die Hauptinduktivität ein Fehler, da ein Teil des Sekundärstromes nicht vom Amperemeter erfasst wird. Im Fall sinusförmiger Größen, also unter Vernachlässigung der nichtlinearen Magnetisierungskennlinie, lässt sich der Fehler als Zeigerbild graphisch darstellen (s. Abb. 2.17). Abweichungen bei großen Aussteuerungen entstehen durch die im Kern auftretende beginnende Sättigung. Mit steigendem Betrag der Impedanz im Sekundärkreis setzt dieser Effekt früher ein. Es kommt zu einer zunehmend deutlichen Verzerrung der Zeitbereichsgrößen, sodass in diesem Zustand eine Fehlerbetrachtung mit der zuvor aufgestellten Zeigerdarstellung unzulässig wird.

Wesentlich ist jedoch, dass das Einsetzen der Verzerrung neben der Primärstromamplitude auch von den Eigenschaften des magnetischen Kreises abhängt.

Während Stromwandler für die Durchsteckmontage über einen monolithisch durchgehenden Kern verfügen, haben Stromzangen und Kabelumbauwandler einen geteilten Kern (s. Abb. 5.3). Diese Teilung führt einen Luftspalt in den magnetischen Kreis ein. Wegen der stark unterschiedlichen relativen Permeabilitäten konzentriert sich der magnetische Spannungsabfall auf den Luftspalt. Der magnetische Widerstand des Kreises und damit die Hauptinduktivität hängen maßgeblich vom Spalt ab.

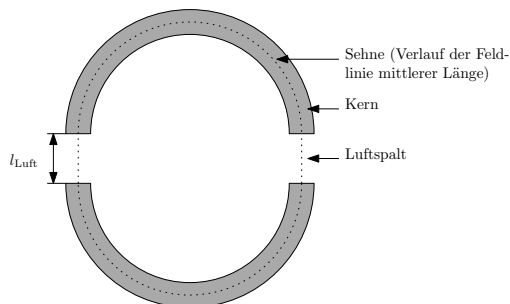


Abbildung 5.3: Geteilter Kern eines Stromwandlers. Auch im Betrieb ergibt sich zwischen den Trennflächen ein Luftspalt (zur Sichtbarkeit überproportional groß dargestellt).

Teilbare Wandler verwenden daher Vorrichtungen (Federn, Klammern), welche die Kernhälften im geschlossenen Zustand aufeinander pressen und so die Spaltbildung durch Verunreinigung der Flächen etc. minimieren. Ein weiterer Effekt ist eine mögliche Verschiebung der aufeinander treffenden Kernhälften. Weicht die Ausrichtung geringfügig vom Soll ab, so verringert sich an der Kontaktstelle der effektive Querschnitt des Kernmaterials und ein zusätzlicher Teil des Feldes schließt sich durch die umgebende Luft. Es kommt zu einer lokalen Veränderung der Flussdichte im Kern, wie in Abbildung 5.4 dargestellt ist.

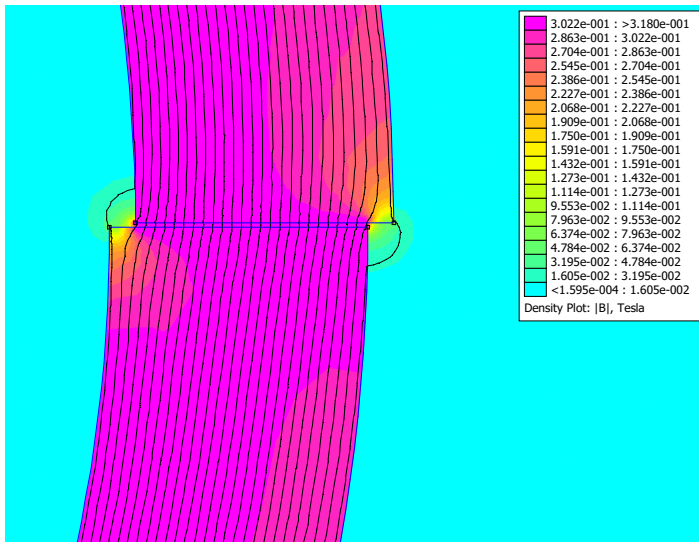


Abbildung 5.4: Feldlinien und Flussdichte an einem geteilten Kern mit seitlicher Verschiebung (Simulation mit der Methode Finiter Elemente). Im Kern ist eine sich fortsetzende Abschwächung der Flussdichte zu erkennen, die an der Verschiebung beginnt.

Auch hier verändert sich der magnetische Widerstand. Durch den folglich veränderten Magnetisierungsstrom ergibt sich eine Änderung der Fehlerterme. Falls der Wandler in die Nähe der Sättigung getrieben wird, ist auch mit einem veränderten aggregierten Sättigungsverhalten des Kerns zu rechnen.

5.3 Fehler von Rogowskispulen

Der physische Aufbau einer Rogowskispule weicht in mehrerlei Hinsicht vom zuvor illustrierten Messprinzip ab. Eine gewickelte Spule als Sensor für magnetische Spannung stellt nur eine Näherung für das Ringintegral aus (2.56) dar. So bedingt die endliche Steigung der Wicklung eine Diskretisierung, die zu einer Positionsabhängigkeit bezüglich des Leiterstromes führt. Weiter verfügen die im Bereich des Energie-

und Power-Quality-Monitorings eingesetzten Bauformen über eine Trennstelle, die zwar einerseits eine einfache nachträgliche Installation erlaubt, aber andererseits eine Inhomogenität der Wicklung nach sich zieht. Selbige verschlechtert die Eigenschaften ebenfalls hinsichtlich der Unterdrückung von Störfeldern und der Positionssensitivität. Aus diesem Grund geben Hersteller eine von der Leiterposition abhängige Unsicherheit der Messwerte an, wie in Abbildung 5.5 dargestellt. Zum Teil gelingt es, diesen Effekt durch lokale Feldführung mittels eines Ferrits abzumildern, aber nicht zu eliminieren [39].

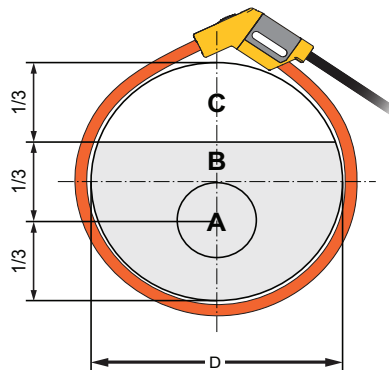


Abbildung 5.5: Herstellerinformationen zum Zusammenhang zwischen Messfehler und Leiterposition. Dargestellt ist eine Rogowskispule vom Typ Fluke TF430 II mit den Zonen (A-C) zur Einteilung der erwarteten Abweichungen. Die Fehler werden mit $\pm 0,5$, $\pm 1,0$, $\pm 2,0$ % vom Messwert für die Bereiche A, B und C angegeben. Abbildung aus [38].

Theoretische Untersuchungen, wie sich eine nicht-ideale Leiterpositionierung bei einer Spule mit Trennstelle und ungleichmäßiger Bewicklung auswirkt, sind vielfältig. In [70] werden Imperfektionen der Spule (Exzentrizität, Dichteschwankungen der Wicklung, Öffnungswinkel der Trennstelle) zusammen mit externen Einflussfaktoren (Verschiebung, Primärleiterlänge, Rückleiterposition, Winkel der Verdrehung) betrachtet. Es wird festgestellt, dass die Vielfalt der Kombinationen aus Spuleneigenschaften und externen Einflussgrößen eine direkte Modellierung der Gegeninduktivität M praktisch unmöglich mache. Anhand von Monte-Carlo-Analysen werden daher die Parameter von Spule und Einsatzbedingungen symmetrisch um Referenzbedingungen variiert. Es zeigt sich, dass sich die Streuung der errechneten Gegeninduktivitäten durch eine Verengung der Parametervariationen erreichen lässt. Für praktische Fälle, so schlussfolgern die Autoren, sei der Fehler kleiner 1 %.

Offen bleibt hingegen die Frage, ob sich kommerzielle Spulen einer Fertigungsserie derart ähnlich sind, dass die Fertigungstoleranzen das gleiche Vorzeichen und einen ähnlichen Betrag haben. Wenn dem so wäre, ließe sich die absolute Genauigkeit durch

Einführung einer Positionierungsheuristik verbessern, die einen Zusammenhang zwischen der Leiterposition und einem Korrekturfaktor für M herstellt.

Die Überprüfung dieser Hypothese erfolgt im Rahmen dieser Arbeit durch einen Versuchsaufbau, wie in Abbildung 5.6 gezeigt.

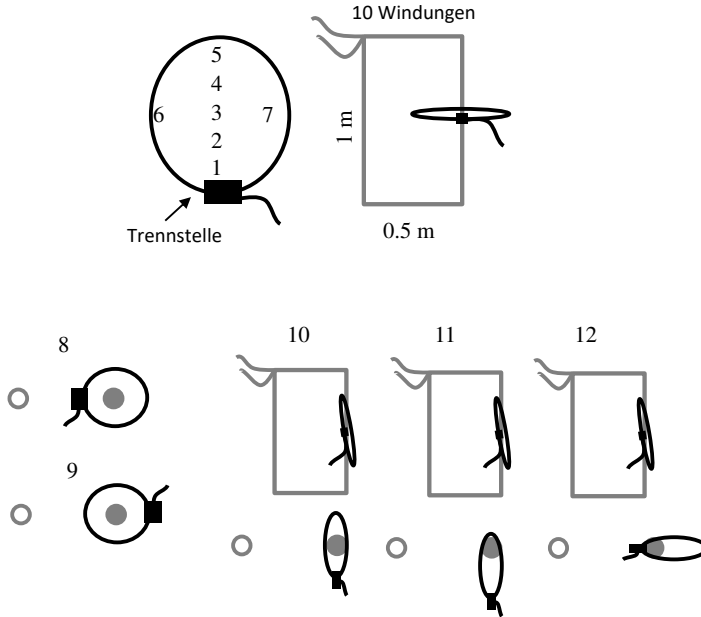


Abbildung 5.6: Testaufbau und nummerierte Ausrichtungen für die Untersuchung der Positionssensitivität von Rogowskispulen. In Grau: Leiterschleife des Referenzstroms. In Schwarz: Zu testende Rogowskispule.

Ein sinusförmiger Referenzstrom wird durch eine Leiterschleife geleitet, die in ihrer Art geeignet ist, die Spulen darin unterschiedlich zu positionieren. Die Wiederholgenauigkeit wird durch entsprechende Markierungen sichergestellt, die eine Positionierung bis auf einen Fehler von ± 1 cm und $\pm 5^\circ$ ermöglichen. Dennoch handelt es sich um eine manuelle Positionierung, bei der auch während der Messungen kleinere Positionsänderungen auftreten. Der Effektivwert des Referenzstroms $I_{\text{ref}}(j)$ zum Messzeitpunkt j wird durch ein Messgerät mit bekannter Unsicherheit⁵ direkt im Anregungskreis gemessen. Die Verstärkungsfaktoren der k_{A-D} Rogowskispulen samt nachgeschaltetem Integrationsverstärker werden kurz vor der Messung, wie in Abbildung 5.7 gezeigt, kalibriert.

Bei dieser Form der Kalibrierung wird der Referenzpunkt so festgelegt, dass er der Trennstelle gegenüber positioniert ist. Durch die kurze Dauer der Messung bei konstan-

⁵ Zimmer LMG 670 Kanaltyp L60-CH-A1, Messunsicherheit 0,01% vom Messwert + 0,02% vom Messbereichsendwert. Im konkreten Versuch $5,0 \pm 3,5 \cdot 10^{-3}$ A oder 0,07%

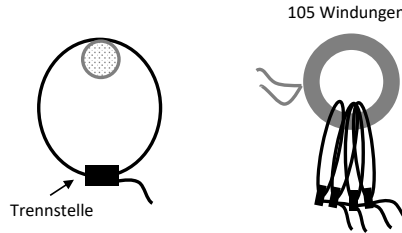


Abbildung 5.7: Schematische Darstellung zur Kalibrierung von Rogowskispulen.

ter Temperatur ist davon auszugehen, dass eine Drift – etwa durch den Temperaturkoeffizienten der Rogowskispulen oder den der Integratorschaltung – zu vernachlässigen ist. Eine Synchronisation der Geräte stellt sicher, dass die Messzeitpunkte j für die Messergebnisse der Rogowskispulen $I_{A-D}(j)$ mit denen der Referenz identisch sind. Es werden pro Position 50 Messpunkte verwendet.

Für jede der i Positionen ergibt sich folglich der geschätzte relative Fehler aus dem Mittelwert der Abweichungen der einzelnen Messungen j :

$$\epsilon_i = \frac{1}{N} \sum_j \frac{I_i(j) - I_{\text{ref}}(j)}{I_{\text{ref}}(j)} \quad (5.4)$$

Zur Beurteilung des Messaufbaus berechnen wir weiterhin die Standardabweichung der relativen Fehler für jede der Positionen.

$$\sigma_i = \frac{1}{N-1} \sum_j \left(\frac{I_i(j) - I_{\text{ref}}(j)}{I_{\text{ref}}(j)} - \epsilon_i \right)^2 \quad (5.5)$$

In Abbildung 5.8 sind die gefundenen relativen Fehler über der Leiterposition aufgetragen. Von Position 1 nach Position 5 wird der Leiter von der Trennstelle aus entlang der Spulenmittelachse verschoben (s. Abb. 5.6). Hier tritt hervor, dass sich die Fehler bei dieser Verschiebung kontinuierlich verändern. Insbesondere bei Spulen, die keine ferromagnetische Behandlung der Trennstelle verwenden (s. Abb. 5.8a), ist dieser Effekt stark ausgeprägt. Die relativen Fehler variieren hier um bis zu 3 % zwischen den Endpunkten der Verschiebung. Während sich für einige Spulen (A und D) monotone Fehlerabnahmen hin zur Position 5 ergeben, steigt der Fehler für Spule B an. Exemplar C zeigt hingegen einen nicht-monotonen Fehlerverlauf.

Auffällig sind weiterhin die Positionen 10, 11 und 12, die jeweils einer Verdrehung der Spule gegenüber der Leiterschleife entsprechen. Für diese Positionen liegen die beobachteten Standardabweichungen um eine Größenordnung über denen der übrigen Positionen.

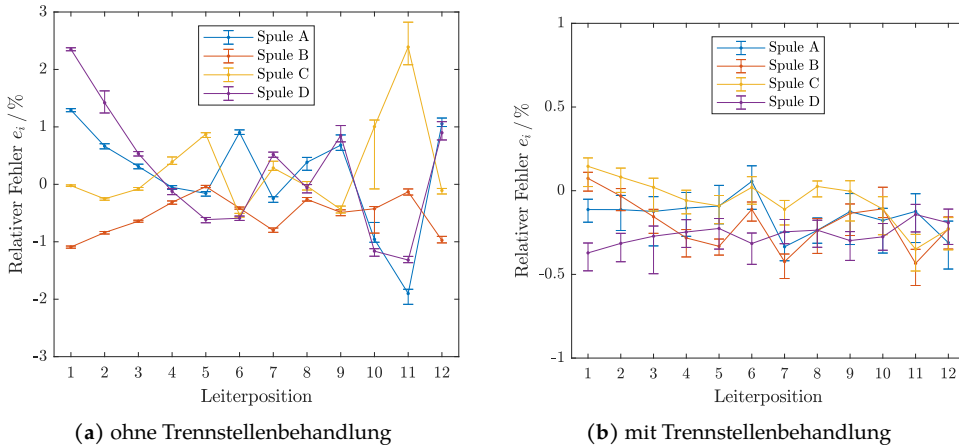


Abbildung 5.8: Relativer Messfehler in Abhängigkeit von der Leiterpositionierung innerhalb der Rogowski-spule. Die Fehlerbalken zeigen die einfache Standardabweichung bei 50 Messungen pro Position an.

Für die Spulen mit Trennstellenbehandlung (s. Abb. 5.8b) ist die Positionsabhängigkeit weit weniger ausgeprägt. Die Fehler variieren hier lediglich im Bereich von 0,5 %.

Beiden Spulentypen ist gemein, dass jedes Exemplar eine spezifische Abhängigkeit von Leiterposition und Messfehler besitzt. Insbesondere unterscheiden sich auch Fehler-vorzeichen, Trend und Monotonie für jedes untersuchte Exemplar. Obwohl alle Spulen eines Typs zu einer Charge gehören, zeigt die experimentelle Untersuchung, dass keine Fehlersystematik abgeleitet werden kann.

Die manuelle Positionierung im Versuch erweist sich dabei als ausreichend, denn die ermittelten Standardabweichungen sind überwiegend weit kleiner als die beobachteten Fehler. Für einige Positionen, insbesondere mit einer relativen Verdrehung von Leiter und Spule, sind die Standardabweichungen auffällig vergrößert. Es ist zu schlussfolgern, dass die Positionsensitivität in diesen Fällen sehr stark ausgeprägt ist. Für die Positionierung bei einem praktischen Messeinsatz sind diese Ausrichtungen explizit zu vermeiden, da andernfalls beispielsweise Vibrationen benachbarter Anlagen einen Einfluss auf Messungen haben können. Weiterhin sollte der Aufbau so weit wie möglich fixiert werden, um eine Änderung der Verstärkungsfaktoren zu vermeiden.

5.4 Neues Verfahren zur Vor-Ort-Kalibrierung

Zur Behandlung der vergleichsweise großen Amplitudenunsicherheit der Rogowski-spule wird die Verwendung einer einsatzbezogenen Kalibrierung vorgeschlagen. Da, wie in Abschnitt 5.3 gezeigt, der Fehler hauptsächlich auf die Positionsabhängigkeit zurückzuführen ist, ist diese Kalibrierung nur nach der quasi-stationären Installation

der Sensorik sinnvoll und auch nur, wenn keine nachträgliche Manipulation erfolgt. Im üblichen Einsatzszenario von Messkampagnen begrenzter Dauer ist eine solche Forderung realistisch.

Da die Spulen während des Prozesses nicht bewegt werden dürfen, muss das Verfahren mit einer Vergleichsmessung arbeiten, bei der die zu beobachtende Messgröße mit einem Referenzsensor ermittelt wird. Der zur Kalibrierung eingesetzte Messstrom ist damit zeitlich veränderlich, was gegenüber der Verwendung eines Stromnormals (Kalibriernormal) mit zeitlich konstantem Effektivwert einen Nachteil darstellt. So durchgeführte Kalibrierungen sind schlechter reproduzierbar und mit größeren Unsicherheiten behaftet. Ursächlich dafür sind nicht modellierte Nichtlinearitäten, die eine Abhängigkeit der Korrekturfaktoren vom Arbeitspunkt bedingen. Weiterhin besteht durch die Veränderlichkeit der Messgröße die Notwendigkeit einer strengen zeitlichen Synchronisation zwischen Ziel- und Referenzmessung.

Ein Ansatz zur Kalibrierung „vor-Ort“ kann dabei dem Aufbau in [Abbildung 5.9](#) folgen.

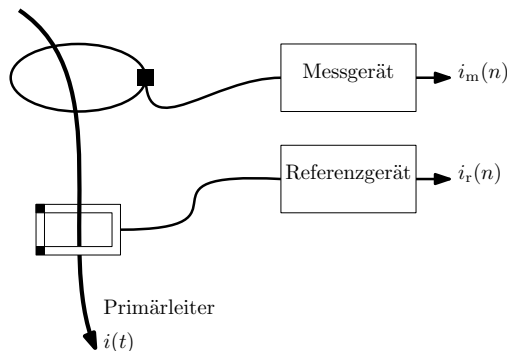


Abbildung 5.9: Kalibrierung durch Vergleichsmessung mit einem Referenzsensor und Referenzmessgerät

Der unbekannte Strom $i(t)$ im Primärleiter wird mit dem zu kalibrierenden System und einem hochpräzisen Referenzsystem gleichzeitig aufgezeichnet. Die Kalibrierung selbst besteht in der Durchführung folgender Prozessschritte:

1. Installation von Referenzsensor und Messgerät
2. Aufzeichnung von Vergleichszeitreihen
3. Auslesen und Aufbereiten der Zeitreihen
4. Berechnung der Korrekturfaktoren
5. Übertragung in das Messgerät

6. Wiederholung zur Verifikation

Im einfachsten Fall entstehen die gemessenen diskreten Zeitreihen $i(n)$ aus $i(t)$ durch Abtastung und Skalierung mit einem Faktor g und einer Nullpunktverschiebung g_0 nach

$$i(n) = g_0 + g\delta(t - nT_s)i(t). \quad (5.6)$$

Die Aktualisierung für g und g_0 kann dann z.B. durch die Methode der kleinsten Quadrate aus den gemessenen Zeitreihen,

$$\tilde{g} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N i_m(n) - i_r(n), \quad (5.7)$$

erfolgen.

Bei der Rechnung wird impliziert, dass beide Zeitreihen synchronisiert sind. Für die Anwendbarkeit der Methode muss dies technisch sichergestellt werden, was einen zusätzlichen Aufwand bedeutet. Weiterhin muss sich die elektrische Anlage zum Installationszeitpunkt im Betrieb befinden, damit überhaupt ein Vergleichstrom gemessen werden kann. Die größte Erschwernis entsteht jedoch durch die Notwendigkeit, ein entsprechendes Hochpräzisionsmessgerät bei der Installation mitzuführen, und in der manuellen Ausführung des Prozesses selbst. Insbesondere bei mehrkanaligen Systemen, die ein sequentielles Vorgehen erfordern, ergibt sich ein großer Aufwand.

Da die Genauigkeit der Referenzmessung die des Zielsystems um mindestens eine Größenordnung übersteigen sollte, kommen nur Flux-Gate-Sensoren als Referenz infrage. Wie zuvor diskutiert, ist deren Verwendbarkeit nicht gesichert, insbesondere da auch ein großer freier Querschnitt erforderlich ist, um auch in beengten Platzverhältnissen Kabel mit großem Querschnitt (typisch 20 mm Durchmesser bei 150 mm² Leiterquerschnitt) umfassen zu können.

Die Kombination aller zuvor genannten Anforderungen wird (Stand 2023) von keinem Stromsensormesssystem vollständig sicher erfüllt. Insbesondere für die Paarung von Teilbarkeit und Präzision gibt es keine direkt einsetzbare Lösung.

5.4.1 Alternative Ansätze

Um der Problematik der großen Amplitudenunsicherheit von Rogowskispulen zu begegnen, wurden schon andere Ansätze vorgeschlagen. Bezüglich der erreichbaren Genauigkeiten vielversprechend, wird in [71] eine kontinuierliche Kalibrierung mit zusätzlichen zentralen Leitern vorgestellt. Der Aufbau sieht, wie Abbildung 5.10 zeigt, vor, dass zusätzliche Referenzleiter symmetrisch um den bzw. die stromführenden Primärleiter angeordnet werden.

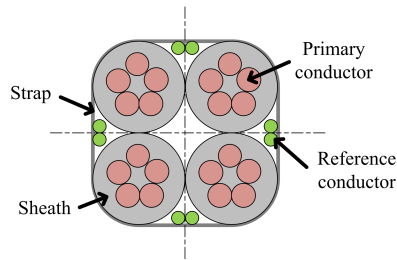


Abbildung 5.10: Leiteranordnung zur kontinuierlichen Kalibrierung von Rogowskispulen [71].

Aus der Beaufschlagung der Primärleiter mit einem bekannten Referenzstrom kann dann auf den aktuellen Übertragungsfaktor \tilde{g} der Spule geschlossen werden. Das Verfahren nutzt aus, dass die Spannung am Ausgang der Rogowskispule proportional mit der Frequenz des Primärstroms ansteigt, sodass schon kleine Referenzströme bei entsprechend hohen Frequenzen ein brauchbares Referenzsignal erzeugen. Die Autoren berichten eine Reduktion der Abweichungen auf unter $\pm 0,1\%$ (Extremwerte: $[-0,05\%, 0,06\%]$), unabhängig von der Primärleiterpositionierung.

Während dieser Ansatz in der Lage ist, auch langfristige Variationen, etwa durch Alterung und Temperaturschwankungen, auszugleichen, so hat er doch den Nachteil eines erheblichen Zusatzaufwandes bei der Installation.

5.4.2 Integrierbares Kalibrierverfahren

Diese Arbeit schlägt ein neues Verfahren vor, das durch seinen Zuschnitt auf die o.g. Erfordernisse Vorteile bei der Anwendung in den gegebenen Szenarien bietet. Insbesondere werden gefordert:

- A1: Zielgenauigkeit $< \pm 0,1\%$ für die Fehlerkompensation in Rogowskispulen
- A2: Einfache Installation durch Verwendung teilbarer Referenzsensoren mit großem offenem Querschnitt
- A3: Weitgehende Automatisierung des Kalibrierungsablaufs
- A4: Integration der Referenz in das Messgerät

Eine mögliche Architektur zur Erfüllung dieser Anforderungen zeigt Abbildung 5.11. Dieses neue Verfahren überträgt über den Umweg eines teilbaren, relativ unpräzisen transformatorischen Stromwandlers die Amplitudengenauigkeit eines Referenzwiderstandes an die Rogowskispule.

Wie in Abschnitt 5.2 erläutert, ist das Übertragungsverhalten von Stromwandlern auch vom Primärstrom abhängig, was in einem Linearitätsfehler resultiert. Diese Abhängigkeit folgt aus dem Verlauf der Magnetisierungskennlinie des Kernmaterials. Wandler

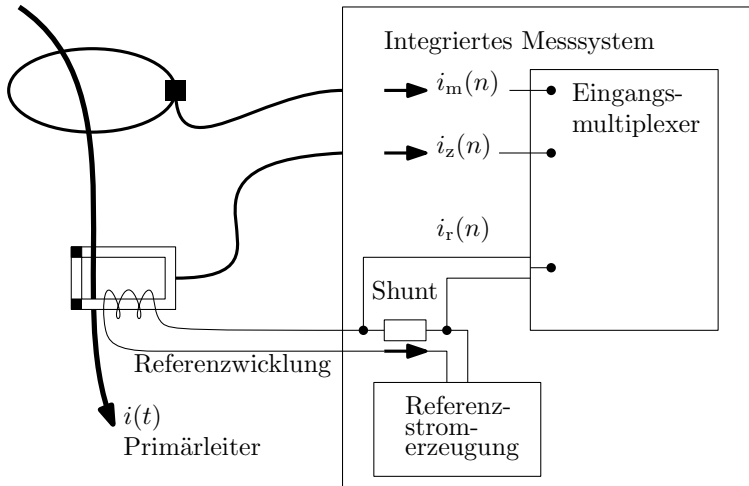


Abbildung 5.11: Integriertes System zur Kalibrierung von Rogowskispulen vor Ort.

für präzise Messaufgaben setzen hier optimierte Materialien mit möglichst linearem Fluss-Feldstärke-Verlauf und geringer Koerzitivfeldstärke ein. Eine solcher Zuschnitt der magnetischen Eigenschaften führt u.U. dazu, dass die relative Permeabilität gegenüber einfacheren, weichmagnetischen Eisenwerkstoffen reduziert ist. Daher können günstige Kabelumbauwandler mit größerem Linearitätsfehler ggf. geringere Positionsensitivitäten aufweisen als genauer spezifizierte Messwandler. Das Hauptaugenmerk liegt also auf der Korrektur der Nichtlinearität des Wandlers zur Darstellung einer Referenzmessung für die 50 Hz-Komponente.

Funktionsprinzip

Das Prinzip setzt auf eine mehrfache Vererbung der Referenzgröße, wobei an den jeweiligen Stellen die Stärken der einzelnen Messprinzipien ausgenutzt werden. Genauigkeitsbestimmend ist die Referenz in Form eines Shunt-Widerstandes, der zur Messung eines geräteintern erzeugten Referenzstroms dient. Anders als in [71] wird der Referenzstrom jedoch verwendet, um den Übertragungsfehler des teilbaren transformatorischen Wandlers zu ermitteln. Wegen der geringen Positionsensitivität dieses Wandlertyps [72] kann die Referenzwicklung beliebig an der Stromzange positioniert werden. Dadurch entfallen aufwändige Eingriffe am Messort und Anforderung A2 wird erfüllt.

Während der Kalibrierung wird ein Referenzstrom $i_{\text{ref}}(t)$ erzeugt, der über den Shunt-Widerstand R_{sh} einen Spannungsabfall u_{sh} hervorbringt. Dieser wird durch das Datenerfassungssystem aufgenommen und bildet zusammen mit dem bekannten R_{sh} die

Referenzgröße. Der gleichzeitig zu messende Strom i_z enthält die Überlagerung von Referenz- und Primärstrom

$$i_z = G (i(t) + N i_{sh}) . \quad (5.8)$$

G ist dabei die zu bestimmende Verstärkung der Stromzange und N die Windungszahl der Referenzwicklung mit

$$G = \frac{i_z}{i(t) + N i_{sh}} . \quad (5.9)$$

Die Problematik besteht nun darin, dass $i(t)$, also der Strom im Primärleiter, unbekannt ist und das Referenzsignal i_{sh} aus der Summe der Signale, die in i_z vorliegt, isoliert werden muss. Diese Isolation von i_{sh} , die einer Unterdrückung von $i(t)$ entspricht, wird durch einen Korrelationsansatz realisiert. Dabei wird im Sinne der Kreuzkorrelation das Produkt zweier Signale berechnet und darüber integriert.

$$R_{xy} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)y(t + \tau) dt \quad (5.10)$$

Dabei ist τ die zeitliche Verschiebung der Signale gegeneinander. Sind die Signale stochastisch unabhängig (bei entsprechender Wahl des Referenzsignals), so wird die Korrelation R null. Enthält das eine Signal einen Anteil des anderen Signals, so gibt R ein Maß für diesen Anteil. Dieses Prinzip wird technisch beispielsweise bei Lock-In-Verstärkern und in der Kommunikationstechnik eingesetzt. Logisch folgt die Signalverarbeitung dem in Abbildung 5.12 dargestellten Ablauf.

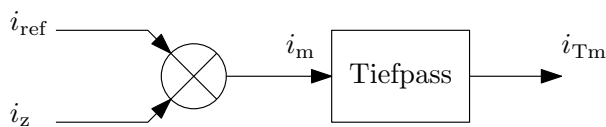


Abbildung 5.12: Signalverarbeitung des Korrelationsverfahrens

Die in Gleichung (5.10) geforderte Integration mit unendlichen Integrationsgrenzen wird dabei praktisch durch eine Integration mit hinreichend langer Integrationszeit oder eine Tiefpassfilterung ersetzt. Durch diese technischen Einschränkungen verschwindet die Korrelation einerseits nicht vollständig und andererseits wird die Konvergenzgeschwindigkeit ein entscheidender Parameter für die Wahl des Referenzsignals.

Wahl des Referenzsignals

Für ein sinusförmiges Referenzsignal ergibt sich durch die Signalverarbeitung:

$$i_m(t) = I_{\text{ref}} I_z \sin(\omega_{\text{ref}} t + \varphi_{\text{ref}}) \sin(\omega_z t + \varphi_z), \quad (5.11)$$

woraus durch trigonometrische Umformungen

$$i_m(t) = \frac{1}{2} I_{\text{ref}} I_z \cos(\varphi_{\text{ref}} - \varphi_z) + \frac{1}{2} I_{\text{ref}} I_z \cos(2\omega_{\text{ref}} t + \varphi_{\text{ref}} - \varphi_z) \quad (5.12)$$

folgt. Der nachfolgende Tiefpass unterdrückt schließlich den mit $2\omega_{\text{ref}}$ periodischen Teil, sodass nur der von der Phasenverschiebung $\varphi_{\text{ref}} - \varphi_z$ abhängige Gleichanteil übrig bleibt. Dieser Gleichanteil misst die Übereinstimmung zwischen den beiden Eingangsgrößen.

Für die Anwendung zur Kalibrierung von Stromwandlern sind deren Besonderheiten bezüglich des Übertragungsverhaltens zu beachten. Bei kleinen Aussteuerungen, dort, wo die größten Abweichungen bezüglich des Übersetzungsverhältnisses auftreten (s. Abb. 5.1), besteht auch eine Sensitivität bezüglich des Zeitverlaufs des Stroms.

Insbesondere für die Messung von Strömen in Niederspannungsnetzen muss hier mit erheblichen Verzerrungen der Signalform, das heißt mit einem entsprechend hohen Oberwellenanteil, gerechnet werden.

Da die Reaktanz der Hauptinduktivität auch in ihren nichtlinearen Eigenschaften frequenzabhängig ist, ist die willkürliche Überlagerung mit einem Signal anderer Frequenz ungünstig. Vorteilhafter ist hingegen die Überlagerung mit einem Referenzsignal in Form des skalierten Primärstroms. Um dieses Signal vom Primärstrom zu trennen, muss es zusätzlich moduliert werden. Damit verschiebt sich die oben beschriebene Mischung von den Momentangrößen hin zur Auswertung einer Folge von Effektivwerten, die beispielsweise für jede Periode berechnet werden. In einem solchen Ansatz entsteht das Referenzsignal durch Skalierung aus dem Primärstrom und anschließender Multiplikation mit einer binären Folge von $\{1, -1, 1, \dots\}$.

Da der Effektivwert des Primärstroms zeitlich veränderlich ist, muss die Referenzmessung über einen ausreichend langen Zeitraum ausgeführt werden. Die Frequenz und das Muster der Referenzfolge ist dabei so zu wählen, dass seine Korrelation mit etwaigen netztypischen Fluktuationen des Primärstroms minimal wird. Wegen dieser Abhängigkeit des Verfahrens von den praktisch auftretenden Strömen, deren spektraler Zusammensetzung und Korrelationseigenschaften bietet sich perspektivisch eine Analyse und Validierung unter Einbeziehung realer Messdaten an.

5.5 Ergebnisse

Es wird ein vergleichender Überblick der technisch relevanten Stromsensorprinzipien anhand ihrer Eignung für die nachträgliche und kampagnenbasierte Instrumentierung in Niederspannungsnetzen gegeben. Dabei zeigt sich, dass kein Verfahren den Anforderungen zur Gänze genügt. Während Rogowskispulen ausgezeichnete Linearitätseigenschaften aufweisen, können sie in den entwickelten Einsatzszenarien wegen großer Amplitudenfehler nicht ohne weiteres eingesetzt werden. Die detaillierte Analyse automatisiert gefertigter Spulen zeigt, dass keine Verallgemeinerbarkeit bezüglich der Fehler und der Leiterposition in der Spule zu finden ist. Eine Fehlerkompensation ist daher notwendig und nur durch eine Kalibrierung am Einsatzort zu erreichen.

Es wird ein Verfahren konzipiert, das die ansonsten technisch aufwändige Vergleichsmessung mit einem Referenzmesssystem durch Integration in das Erfassungsgerät vereinfacht. Der für die Kalibrierung nötige Referenzsensor zur Vergleichsmessung kann – falls praktisch einsetzbar – durch ein Flux-Gate-System gebildet werden. Für Fälle, in denen dies aufgrund der beschränkten Sensorauswahl von Flux-Gate-Systemen nicht möglich ist, wird ein Verfahren vorgeschlagen, das gängige und günstige transformatorische Stromwandler als Referenz verwendet. Die erheblichen Linearitätsfehler dieses Sensortyps können im vorgeschlagenen System durch Überlagerung mit einer geeigneten Referenz im jeweiligen Arbeitspunkt kompensiert werden.

6 Synchronisierte Messdatenerfassung für Niederspannungsnetze

Wesentlich für die Umsetzung von Identifikationsverfahren in Niederspannungsnetzen ist eine geeignete Datengewinnung. In diesem Zuge muss die synchronisierte Erfassung von Messdaten geleistet werden – ein Aspekt, der im Stile einer Phasorenmessung von kommerziellen Lösungen (s. [PMU](#)) bereits partiell abgedeckt wird. Darüber hinausgehend sind jedoch Erweiterungen nötig, um die Verfahren zur Lastanregung aus Kapitel 4 und zur integrierten Kalibrierung aus Kapitel 5 technisch abzubilden. Nach bestem Wissen bietet kein zum heutigen Stand verfügbares kommerzielles synchronisiertes Messsystem die dafür nötige Erweiterbarkeit. Im Kontext der Energieforschung existieren zwar zahlreiche Entwicklungen, aber auch diese erweisen sich wegen des starken Zuschnitts auf die jeweilige Problemstellung als nicht anwendbar.

In diesem Kapitel wird daher die Konzeption einer Plattform vorgestellt, die einerseits die synchronisierte Datenerfassung vornimmt, andererseits aber die notwendige technische Flexibilität zur Implementierung der Erweiterungen bereitstellt.

Die Darstellung beginnt mit einer strukturierten High-Level-Analyse der Anforderungen an ein solches System. Im Anschluss wird das am Institut für Automation und angewandte Informatik entwickelte System „Electrical Data Recorder“ vorgestellt. Durch die Weiterentwicklung und den Betrieb dieses Systems wurden wesentliche Erfahrungen gewonnen, die an dieser Stelle ausgewertet werden und so Eingang in die Neukonzeption finden. Weiterhin werden Entwicklungen anderer, die dem Kontext der Energieforschung zugeordnet sind, dargestellt und hinsichtlich ihrer Architektur untersucht. Ein Vergleich der bekannten Systeme hinsichtlich der ermittelten Anforderungen motiviert schließlich die Neukonzeption. Deren Umsetzung wird in ausgewählten relevanten Kernpunkten detailliert dargestellt.

6.1 Analyse der Anforderungen

Die Anforderungen an eine geeignete Plattform können in der Tiefe unterschiedlich detailliert und unter verschiedenen Gesichtspunkten abgeleitet werden. Da primärer Anwendungsfall und typische Einsatzszenarien bereits bekannt sind, erfolgt die Einteilung hier hinsichtlich vier wesentlicher Funktionsaspekte. Neben den offensichtlichen Punkten Datenerfassung- und Verarbeitung sind die Anforderungen des Feldbetriebs und die Erweiterbarkeit elementar. Der Übersichtlichkeit halber wird nur die obere Anforderungsebene, die die zentralen Entscheidungen des Systemdesigns beeinflusst, dargelegt.

Zur jeweiligen Anforderung findet sich eine kurze Begründung, die auf den Erkenntnissen der vorangegangenen Kapitel, Literaturwerten und Betriebserfahrungen mit dem Electrical Data Recorder fußt.

Anforderung der Datenerfassung

- **A1: Anzahl und Art der Eingangskanäle:** min. 3 Spannungen als Differenz zwischen Phase und Nulleiter, 4 Ströme. → Vollständige Erfassung einer Netzkomponente mit 3 Leiterströmen und Nullleiter.
- **A2: Bandbreite:** min. 10 kHz. Bedingt eine Abtastrate von ≈ 25 kHz. → Sicherstellung der Erfassung aller relevanten Harmonischen und Transienten.
- **A3: Auflösung und Rauschen:** min. 16 Bit und max. 1 LSB RMS-Rauschen¹ in der gewählten Bandbreite für Basisgerät (ohne Messwandler). → Quantisierung kleiner Signaländerungen und korrekte Abbildung im Zeitbereich [19].
- **A4: Genauigkeit:** Amplitudenabweichungen kleiner 0,1 % und Winkelabweichungen kleiner 0,01 Grad im Arbeitspunkt. Schwerpunkt Kurzzeitstabilität. → Genauigkeit zur Messung kleiner Differenzen nötig [19, 73].
- **A5: Synchronisation:** Abtasttakt mit starrer Phase zu UTC. Toleranz gegenüber kurzzeitigen [Global Positioning System \(GPS\)](#)-Ausfällen. Zeitversatz weniger als 100 ns. → Berechnung von Phasoren, Operationen mit punktweisen Vergleichen von Rohdaten [68].
- **A6: Isolation der Messkanäle:** Schutzisolation, d.h. Galvanische Trennung von Messkanälen und Schnittstellen der Verarbeitungselektronik. → Berührungssicherheit und Unterdrückung von Gleichtaktstörungen durch eingestrahelte Signale [73].

¹ LSB: Least Significant Bit; RMS: Root Mean Squared

Anforderungen der Datenverarbeitung

- **A7: Lokale Berechnung von Features:** Berechnung von Effektivwerten, Harmonischen und ggf. Phasoren. → Direkter Einsatz der Daten für ausgewählte Aufgabenstellungen.
- **A8: Digitale Rohwertfilterung:** Filterung der Rohdaten vor der Feature-Berechnung. → Erlaubt die Korrektur des Frequenzgangs der Eingangssignalkette.
- **A9: Rohwertspeicherung:** Kontinuierliche Aufzeichnung der Rohwerte. → Möglichkeit zur Berechnung komplexer Features im Nachgang. Ermöglichung der Weiterverwendung von Daten.
- **A10: Langzeitspeicherung:** Speicherung von Kampagnen bis 1 Monat Länge. → Durchführung längerer Messkampagnen auch an Orten ohne leistungsfähigen Internetanschluss.

Anforderungen des Feldbetriebs

- **A11: Fernwartung:** Fernsteuerung und Diagnose über eine Internetverbindung. → Möglichkeit zur Reaktion auf Störungen (Monitoring).
- **A12: Datenübertragung:** Übertragung der aufgezeichneten Daten an einen Server. → Ermöglicht Kampagnen unbegrenzter Dauer und zeitnahe Datennutzung.
- **A13: Lokale Nutzerschnittstelle:** Monitoring und Steuerung der Gerätefunktionalität am Messort. → Kontrolle und Einstellung der korrekten Einrichtung für die Messaufgabe.
- **A14: Weiterbetrieb bei Spannungsausfall:** Temporäre Überbrückung von Versorgungsausfällen ohne Funktionsbeeinträchtigung. → Aufzeichnung signifikanter Störfälle für die Analyse. Geordnetes Herunterfahren des Gerätes.
- **A15: Kompaktheit:** Aufbau als Gerät mit minimalen Maßen. → Ermöglicht den Einbau in Kompaktstationen des Netzes (beengte Platzverhältnisse) und Versendung/Mitnahme im Rahmen von wissenschaftlichen Kollaborationen.
- **A16: Geringe Hardwarekomplexität:** Möglichst einfacher Hardwareaufbau. → Erhöhte Zuverlässigkeit, geringere Systemkosten, einfacher Nachbau.

Anforderungen an die Erweiterbarkeit

- **A17: Echtzeitreaktion auf Eingänge:** Erzeugung von Ausgangssignalen in Reaktion auf gemessene Signale und UTC-synchrone Signalerzeugung. → Anregungsmuster erfordern eine Synchronisation auf den Spannungsverlauf oder UTC.

- **A18: High Frequency (HF)-Filterung der Spannungsmessung:** Wahlweise analoge Vorfilterung eines Teils der Spannungseingänge und Selbstkalibrierung dieses Filters. → Erforderlich für Messung hoher Harmonischer mit verbesserter Auflösung.
- **A19: Modularität der Hardware:** Anpassung der Hardware an alternative Verwendungen. → Einsparungen und Komplexitätsreduktion für Anwendungen die z.B. nur einen Spannungskanal erfordern und Anbindung von Erweiterungen.

6.1.1 Priorisierung und Härte der Anforderungen

Die meisten der Anforderungen stehen gleichberechtigt nebeneinander. Allerdings sind einige Anforderungen weicher als andere. Dies trifft im Besonderen auf die Bereiche jenseits der Datenerfassung zu, bei denen für die Umsetzung ein Konflikt zwischen den Zielsetzungen besteht. Im Bereich der Hardware müssen minimale Komplexität (A16) und Modularität (A19) gegeneinander abgewogen werden. Die Priorität hier liegt auf der Anpassbarkeit, da der Systemeinsatz im Forschungskontext häufig über die Planung hinausführt. Ähnlich verhält es sich bezüglich der Genauigkeit (A4), der im Rahmen dieser Arbeit eine wesentliche Bedeutung zukommt. Abseits der Erfüllung der Mindestanforderungen muss auch sie gegen die Hardwarekomplexität abgewogen werden. Im Grenzfall hat die Genauigkeit jedoch Vorrang. Kosten für die Aufbauten werden nur indirekt – über die Komplexität – berücksichtigt, da das Plattformkonzept keinen unmittelbaren betriebswirtschaftlichen Überlegungen folgen muss. Davon unberührt bleibt, dass sich einfache Systeme oft auch günstiger realisieren lassen.

6.2 Vorarbeiten und Weiterentwicklung: Electrical Data Recorder

Der [Electrical Data Recorder \(EDR\)](#) wurde 2012 als eine Möglichkeit zur Gewinnung, Vorerarbeitung und Speicherung von Messdaten eingeführt und wird seither kontinuierlich weiterentwickelt. Tabelle 6.1 gibt einen Überblick über die wesentlichen Entwicklungsschritte und die methodischen Neuerungen zur Datenauswertung. Die Entwicklungen ab 2016 erfolgten im Rahmen dieser Arbeit und werden bezüglich der Strommessung in Abschnitt 6.5 vorgestellt. Auch die Geräteanpassung zur Durchführung der internationalen Kampagnen zur Netzfrequenzmessung (s. Kapitel A) fand in diesem Rahmen statt.

Wesentlich für das Konzept des [EDR](#) ist dessen Fähigkeit, Abtastwerte der gemessenen Größen mit einer zeitlichen Auflösung bis 25 kHz dauerhaft, das heißt in Form einer durchgängigen Zeitreihe zu speichern. Diese Werte erhalten weiterhin bei der Erfas-

Tabelle 6.1: Entwicklungsverlauf des Electrical Data Recorder

Jahr	Entwicklung
2012	Einführung [74, 75]
2013	Monitoring Framework [76, 77] und Cluster-Ansatz zur Datenverarbeitung [78]
2014	Pulse per Second (PPS)-Filter für höhere Zeitstempelgenauigkeit [79]
2015	Framework zur Zeitreihenverarbeitung [80]
2016	Revision der Hardware, Interface für Rogowskispulen [150]
2018	Systemvariante mit integrierten Hall-Sensoren
2019	Reiseversion für internationale Frequenzmessungen, Veröffentlichung von Frequenzmessdaten [81]
2020	Auswertungsmethodik für Kampagnen, Datenanalyse [151]
2022	Verbesserung von Algorithmen zur Frequenzschätzung [152]

sung einen Zeitstempel mit Mikrosekundengenauigkeit durch die Verwendung eines entsprechenden GPS-Empfängers.

Mit diesem System lassen sich Vorgänge im Stromnetz von unterschiedlichen Messpunkten aus beobachten. Die zeitliche Synchronisation erlaubt dabei eine Zuordnung der gemessenen Verläufe bzw. Kurvenformen auch zwischen verschiedenen Messstellen. Somit ergibt sich ein Erfassungssystem, dessen Daten einerseits die Berechnung lokaler Größen (Effektivwerte, Phasenverschiebungen zwischen Spannungen und Strömen, Harmonische) erlauben. Andererseits können auch globale Größen, wie etwa die absolute Phase berechnet werden. Auch direkte, phasenrichtige Vergleiche zwischen zwei Punkten wie etwa die Phasenverschiebung einer Harmonischen werden möglich. Beispielhaft zeigt Abbildung 6.1 die synchronisiert aufgezeichneten Spannungsverläufe einer Störung von unterschiedlichen Knoten im Niederspannungsnetz, die im überlagerten Mittelspannungsnetz ihren Ursprung hat.

Erkauft wird die große Flexibilität bei den Analysemöglichkeiten durch einen großen Speicherbedarf für die kontinuierlich aufgezeichneten Rohdaten.

6.2.1 Gerätearchitektur

In seiner bisherigen Form besteht der EDR aus zwei Einheiten: Einer Hardwareeinheit, die alle Aspekte der Signalkonditionierung und Digitalisierung beinhaltet und einem PC als Recheneinheit. Eine hardwarezentrierte Darstellung der Architektur zeigt Abbildung 6.2. Die einzelnen Funktionsblöcke übernehmen die nachfolgenden Aufgaben.

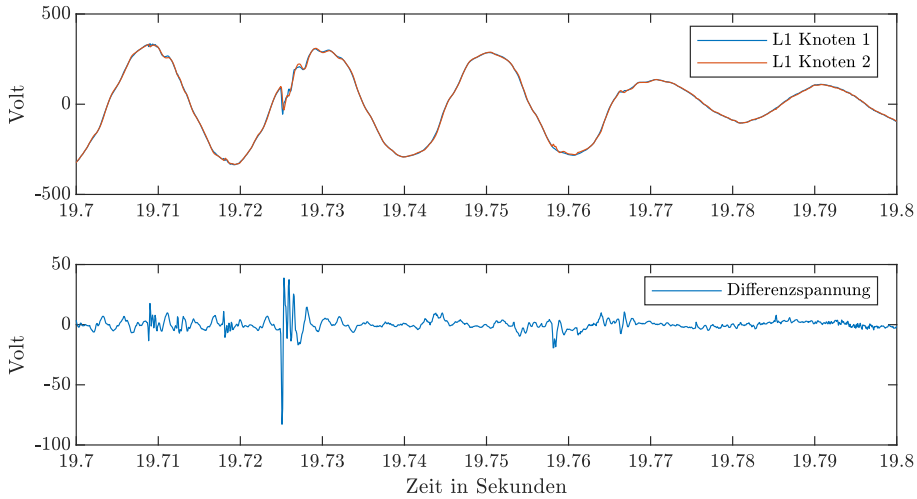


Abbildung 6.1: Synchronisierte Aufzeichnung eines Spannungseinbruchs im Niederspannungsnetz an zwei räumlich voneinander entfernten Knoten.

Analog Front End (AFE) Das AFE stellt die Schnittstelle zu den zu messenden analogen Signalen dar. Es beinhaltet auch Schaltungsteile zum Schutz vor Überspannung. Hauptaufgabe ist die Konditionierung, d.h. die Bandbegrenzung und Pegelanpassung der Signale für den nachfolgenden **Analog Digital Converter (ADC)**. Für Gerätevari-

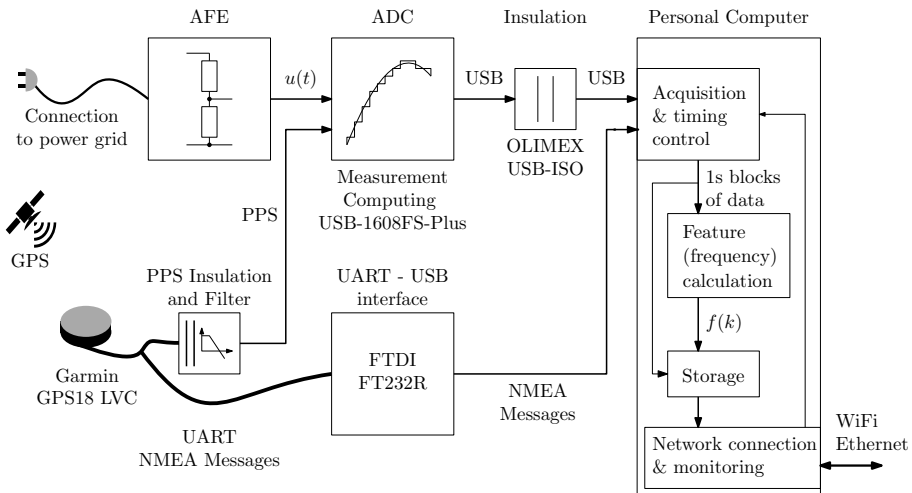


Abbildung 6.2: Hardwarezentrierte Darstellung der Architektur des Electrical Data Recorder (in der Version für die Reisegeräte)

anten mit Eingängen zur Strommessung mit Rogowskispulen enthält es weiterhin die notwendigen Verstärker, Integratoren und Schutzschaltungen.

ADC Der **ADC** wandelt die konditionierten, analogen Signale in ein digitales Abbild. Im **EDR** wird ein kommerzielles Modul (Measurement computing FS1608Plus) mit **Universal Serial Bus (USB)**-Interface eingesetzt. Es verfügt über acht Eingangskanäle, die zueinander synchron abgetastet werden.

GPS-Empfänger Der **GPS**-Empfänger stellt die absolute Zeitinformation über eine serielle Schnittstelle (**RS-232**) in Form von sekundlich erzeugten Zeichenketten nach Standard der **NMEA** bereit. Diese enthalten neben den Positionsdaten, Informationen zur Signalqualität usw. auch eine **UTC**-Zeitinformation. Darüber hinaus gibt der Empfänger einmal pro Sekunde **PPS** Signal aus. Dieses analoge Signal besteht aus einem Puls von 100 ms Dauer, dessen ansteigende Flanke mit dem Beginn der **UTC**-Sekunde mit einer Genauigkeit von circa 100 ns zusammenfällt.

PPS Isolator Der **PPS**-Isolator trennt das **PPS**-Signal galvanisch von den **ADC** Eingängen, da diese niederohmig mit den Messspannungsanschlüssen verbunden sind.

USB Isolator Dieses Modul stellt eine galvanische Trennung zwischen dem **ADC**-Modul und der Recheneinheit her. Eine solche Isolation ist vorrangig zu Schutzzwecken nötig, da die **ADC**-Eingänge niederohmig mit den Messspannungseingängen verbunden sind.

UART-USB Umsetzer Dieser Baustein stellt an einem **USB**-Anschluss der Recheneinheit eine **IEA232**-Schnittstelle bereit, um die seriell übermittelten **NMEA** Telegramme des **GPS**-Empfängers an die Recheneinheit weiterzuleiten.

Recheneinheit, PC Der Recheneinheit obliegt die Steuerung der Datenerfassung (**ADC**-Konfiguration, Start, Stopp), Übernahme, Vorverarbeitung, Speicherung und Übertragung der Daten. Ebenso finden die Auswertung der Zeitinformation und die Zuweisung der Zeitstempel an dieser Stelle statt. Über die im üblichen Rahmen an PCs vorhandenen Kommunikationsschnittstellen (**WiFi**, **Ethernet**, **USB**) können aufgezeichnete Daten ausgetauscht und das Gerät ferngesteuert werden. Für lokale Bedienung wird ein **Graphical User Interface (GUI)** bereitgestellt.

6.2.2 Softwarearchitektur

Das Konzept des **EDR** geht über ein einzelnes Gerät hinaus und umfasst auch Bestandteile zur Geräteverwaltung, Fernwartung und zum Datentransport. Für das einzelne Messgerät werden sämtliche Steuerungs- und Datenverarbeitungsprozesse von entsprechenden Softwarekomponenten übernommen, die auf einem PC bzw. Notebook mit Windows Betriebssystem ausgeführt werden. Abbildung 6.3 zeigt die Komponenten und deren Interaktion.

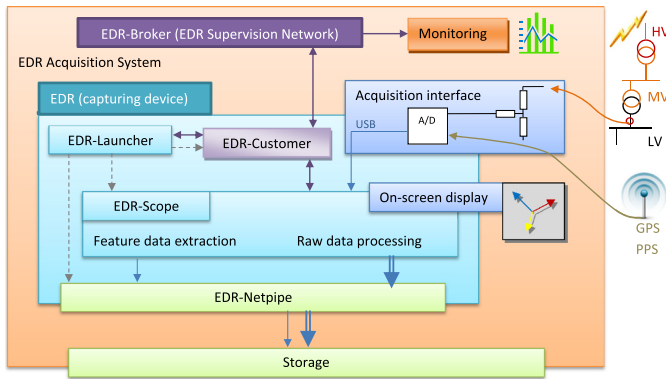


Abbildung 6.3: Softwarezentrierte Darstellung der EDR-Architektur. Quelle [80].

Die Komponenten liegen als C/C++ Quelltext vor und sind derzeit auf eine Ausführung auf einem Windows Betriebssystem für möglichst wenig Messunterbrechungen optimiert. Durch den weitgehenden Verzicht auf Windows spezifische Bibliotheken ist jedoch auch eine Ausführung auf anderen Betriebssystemen möglich.

EDR-Scope Kernelement ist die Anwendung **EDR-Scope**, die die **ADC**-Steuerung, Datenerfassung, Zeitstempelerzeugung und Rohdatenformatierung übernimmt. Zudem findet eine Merkmalsextraktion statt, die aus den Abtastwerten wesentliche Charakteristiken der gemessenen Größen berechnet. Dies sind unter anderem Amplitude, Effektivwert, Minima, Maxima und die Fundamentalfrequenz. Die Anwendung schreibt die erfassten Roh-Abtastwerte in Sekundenblöcken in eine .xml Datei und legt jeweils eine neue Datei pro Minute an. Extrahierte Merkmale werden je Kanal sekundlich ASCII-codiert in einer .csv Datei pro Tag abgelegt. Zusätzlich wird (auf Windows Systemen) eine graphische Oberfläche bereitgestellt.

EDR-Netpipe Vollständig geschriebene Messdatendateien werden – sofern eine Netzwerkverbindung besteht – auf einen entfernten Rechner übertragen. Die **EDR-Netpipe** Komponente prüft dazu periodisch das lokale Verzeichnis auf neue Dateien. Werden

solche gefunden, wird eine Übertragung auf das Zielsystem per [Network File System \(NFS\)](#), [Common Internet File System \(CIFS\)](#) oder [File Transfer Protocol \(FTP\)](#) durchgeführt. Durch die Auslagerung der Datenhaltung auf ein externes System muss auf den Messgeräten weniger Speicher bereitgestellt werden.

EDR-Launcher Diese Software stellt einen durchgehenden Betrieb aller anderen Softwarekomponenten sicher, indem sie eine regelmäßige Überprüfung der aktiven Prozesse durchführt. Im Falle eines Programm- oder Hardwarefehlers wird die entsprechende Komponente beendet und erneut gestartet.

Monitoring-Netzwerk

Die [EDR-Systemarchitektur](#) umfasst weiterhin Möglichkeiten zur Fernwartung und Statusabfrage mehrerer [EDR-Geräte](#), deren Struktur [Abbildung 6.4](#) zeigt. Der auf dem Messcomputer ausgeführte [EDR-GridClient](#) und der auf einem Server laufende [EDR-Broker](#) sind die beiden dafür wesentlichen Softwarekomponenten.

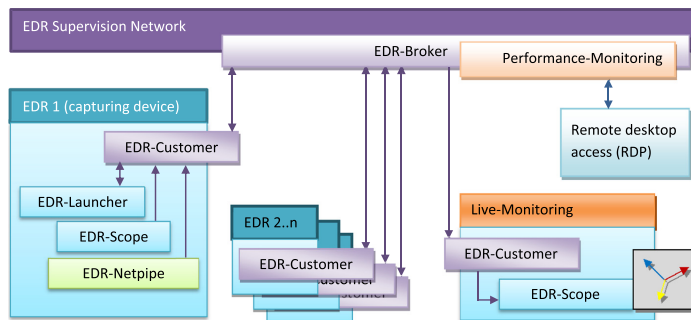


Abbildung 6.4: Struktur des [EDR-Supervision Network](#) zur Fernwartung mehrerer verteilter [EDR-Geräte](#). Quelle [80].

EDR-GridClient Der GridClient ist die geräteseitige Instanz der Monitoring-Plattform. Über ihn werden Statusinformationen zur Ausführung der drei anderen Softwarekomponenten, [EDR-Scope](#), [EDR-Netpipe](#) und [EDR-Launcher](#) bereitgestellt. Beispielsweise werden Datendurchsatz der Netpipe, [GPS](#)-Qualität und Erfassungsinformationen des [EDR-Scope](#) übertragen. Auch eine Fernsteuerung der Komponenten ist möglich, sodass diese gestartet, gestoppt und umkonfiguriert werden können. Bei Programmstart versucht der Client eine Verbindung zur [EDR-Broker](#)instanz aufzubauen, die auf einem entfernten Rechner ausgeführt wird. Die Verbindungsdaten einschließlich des Host-Namens bzw. der IP-Adresse des Brokers werden einer lokalen Konfiguration

entnommen. Alle Verbindungen werden über das [Hypertext Transfer Protocol Secure \(HTTPS\)](#) hergestellt.

EDR-Broker Der [EDR-Broker](#) erwartet eingehende Verbindungen von [EDR-GridClients](#). Hat sich ein [GridClient](#) erfolgreich am [EDR-Broker](#) authentifiziert, so werden dessen Informationen fortan vom Broker menschenlesbar aufbereitet und tabellarisch, gegebenenfalls auch farblich hervorgehoben dargestellt. Status- und Fehlermeldungen können darüber hinaus auch permanent aufgezeichnet werden. Über ein Benachrichtigungssystem werden Änderungen im Status von Broker und [EDR-Geräten](#) auch per E-Mail versandt.

6.2.3 Zeitsynchronisation

Um die Aufzeichnung der Daten unabhängig vom Standort zeitlich auf [UTC](#) zu beziehen, verwendet der [Electrical Data Recorder](#) das [PPS-Signal](#) des angeschlossenen [GPS-Empfängers](#). Um ein solches externes Signal als Referenz für die Zeitstempelerzeugung nutzen zu können, muss selbiges nahezu verzögerungsfrei verarbeitet werden. „Nahezu“ heißt in diesem Kontext, dass eventuelle Verzögerungen t_v vernachlässigbar klein gegenüber dem Abtastintervall T_s oder aber konstant – und damit kalibrierbar – sein müssen. Solche Verzögerungen entstehen durch die Abtastung und die Signalverarbeitung.

Der [EDR](#) umgeht die sich daraus ergebenden Echtzeitanforderungen an die Erfassungsoftware, indem die Abtastung der Eingangssignale zunächst freilaufend erfolgt. Das heißt, der Abtasttakt des [ADC-Moduls](#) ist nicht mit dem [PPS-Signal](#) synchronisiert. Statt dessen wird das [PPS-Signal](#) zusammen mit den analogen Eingängen als eines der analogen Signale aufgezeichnet. Im Nachgang lassen sich aus dem aufgezeichneten Verlauf des [PPS](#) die Abtastzeitpunkte der einzelnen Samples ermitteln.

Würde das [PPS-Signal](#) dem Analogeingang direkt zugeführt, so könnte die Flanke nur mit einer zeitlichen Unsicherheit von $\pm T_s$ (ein Sample) bestimmt werden – ein zu großer Jitter. Durch eine Tiefpassfilterung des [PPS](#) vor der Digitalisierung ergibt sich am [ADC-Eingang](#) die Sprungantwort eines [PT1-Gliedes](#), wie in [Abbildung 6.5](#) gezeigt.

Aus diesem Signalverlauf kann nach der Digitalisierung der Zeitpunkt t_{pT} der [PPS-Flanke](#) mit höherer Genauigkeit berechnet werden:

$$t_p = t_{th} + \tau_{TP} \ln\left(1 - \frac{U_{m1}}{U_0}\right). \quad (6.1)$$

Darin ist $\tau_{TP} = RC$ die Zeitkonstante des Tiefpassfilters mit Widerstand R und dem Kondensator C . Weiterhin ist U_{m1} die Spannung am ausgewerteten Abtastpunkt, t_{thres}

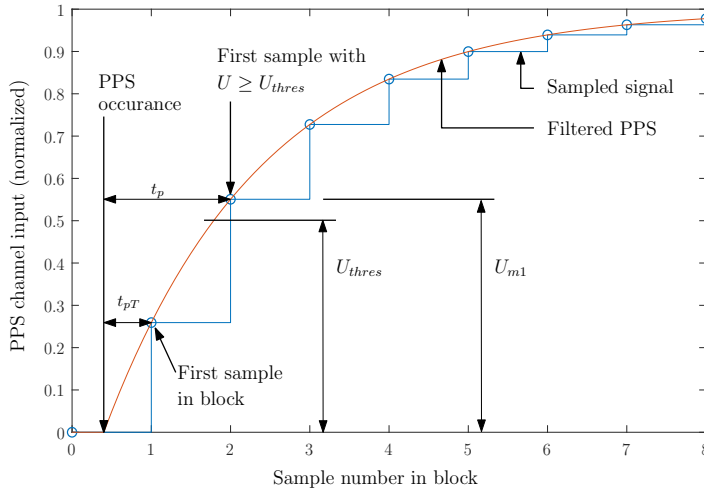


Abbildung 6.5: Verarbeitung des gefilterten und abgetasteten GPS-PPS-Signals zur Extraktion der Zeitinformation [150].

die Zeit zwischen der Flanke des PPS und diesem Abtastwert und U_0 die Spannung am Ende des Transienten.

Die Fehlersensitivität dieser Methode bezüglich der einfließenden Größen lässt sich mit dem totalen Differential von (6.1) abschätzen:

$$\Delta t_p = \Delta t_{thres} + |\ln(1 - u_r)| \Delta \tau_{TP} + \left| \frac{\tau_{TP}}{1 - u_r} \right| \Delta u_r \quad (6.2)$$

Mit typischen Werten ($R = 15 \text{ k}\Omega$, $C = 22 \text{ nF}$, $u_r = 0.5 \text{ pu}$, $\Delta u_r = 6 \cdot 10^{-4} \text{ pu}$, $\Delta t_{thres} = 8 \text{ ns}$) und der Annahme von 1% Bauteilstreuung erhält man Abweichungen von ca. $5 \mu\text{s}$, was etwa einem Zehntel der Abtastzeit τ_{TP} entspricht. Ein Großteil des Fehlers entfällt allerdings auf die Bauteilstreuung von R und C , also auf Abweichungen der Tiefpasszeitkonstante.

In der Praxis wird daher statt der Bauteilwerte eine Schätzung verwendet, in die mehrere Abtastwerte einfließen und anhand derer auch τ_{TP} geschätzt wird.

6.2.4 Betriebserfahrungen

Im Laufe der Zeit gesammelte Erfahrungen mit dem EDR gaben einerseits Anstoß für zahlreiche inkrementelle Erweiterungen und Verbesserungen. Andererseits sind einige wiederkehrende positive Beobachtungen aber auch einige Probleme mit dem Konzept selbst verbunden. In der folgenden Zusammenstellung von Betriebserfahrungen werden diese kondensiert.

Graphische Oberfläche Für den temporären Aufbau des Messgeräts erweist sich die graphische Benutzeroberfläche von EDR-Scope als ausgesprochen hilfreich. Insbesondere zur Feststellung des phasenrichtigen Anschlusses und der passenden Zuordnung von Spannungs- und Strommessung ist sie wesentlich.

Fernwartung Bei temporären Messkampagnen in Verteilnetzstationen steht oftmals keine Netzwerkverbindung zu Verfügung, sodass kein Monitoring möglich ist. Andererseits erweist sich die Möglichkeit zur Fernwartung bei länger andauernden Messungen, wegen der größeren Wahrscheinlichkeit einer Störung, als hilfreich.

Lokale Datenspeicherung Bei Messungen im Feld steht oftmals keine Netzwerkverbindung zu Verfügung oder die verfügbare Bandbreite ist für eine Datenübertragung zu gering. Die Verwendung von Massenspeichermedien (z.B. USB-Festplatten) ermöglicht in diesem Fall die Durchführung von durchgängigen Kampagnen mit einigen Wochen Dauer.

Rohdatenaufzeichnung Die durchgängige Speicherung von Rohdaten ist äußerst ressourcenintensiv. Bei 25 kHz Abtastung, sieben aufgezeichneten Kanälen und 16 Bit Auflösung ergibt sich ein Rohdatenstrom (netto) von

$$d = 25 \cdot 10^3 \text{1/s} \cdot 7 \cdot 2 \text{Byte} \approx 342 \text{KiB/s.} \quad (6.3)$$

Eine lokale Speicherung begrenzt daher die maximale Kampagnendauer auf einige Wochen. Die Rohdatenspeicherung erlaubt jedoch im Nachgang vielfältige, wissenschaftlich wertvolle Analysen u.a. die experimentelle Erprobung alternativer Algorithmen zur Merkmalsberechnung.

Zeitsynchronisation Das bestehende Zeitsynchronisationsverfahren hat den Nachteil, dass die Abtastzeitpunkte zwar bekannt sind, die gespeicherten Datenblöcke zwischen zwei Geräten aber um $\pm 1 \frac{1}{f_s}$ verschoben sein können. Für die direkte Arbeit mit den Abtastwerten ist daher oft eine Umrechnung (Resampling) nötig. Abgeleitete Größen sind auf dieses Phänomen unterschiedlich sensitiv. Bei Effektivwerten, die über eine Sekunde gemittelt werden, ist der Einfluss vernachlässigbar. Die Bestimmung der Absolutphase ist hingegen empfindlicher, da eine Verschiebung sich direkt als Fehler abbildet.

Aufzeichnungsunterbrechungen Forcierte Systemneustarts für die Installation von Sicherheitsupdates des Betriebssystems führen zu Unterbrechungen in der Datenerhe-

bung. Im Rahmen der eingesetzten Systeme mit Microsoft Windows Betriebssystem für Desktop-PCs lässt sich dies nicht vollständig abstellen.

Temperaturbereich Einige der eingesetzten **ADC**-Module sind bei ungeschickter Kombination von hoher Umgebungstemperatur und niedriger Versorgungsspannung (jedoch innerhalb der Spezifikation) unzuverlässig und zeigen Signalverzerrungen. Diese machen die Daten wertlos. Eine Erkennung des Fehlers ist nur durch nachträgliche Datenauswertung möglich und nicht robust.

USB-Interface und Isolation Die Isolation des **USB**-Interfaces für das **ADC**-Modul hat eine eingeschränkte Zuverlässigkeit. Insbesondere erweisen sich ohne offensichtlichen Grund manche Gerätepaarungen aus Computer und **ADC**-Modul als weniger zuverlässig. Die **USB**-Isolation verlangt hinsichtlich der Latenzen und der Spannungsversorgung ein Ausreizen der **USB**-Spezifikation, um den Betrieb im gesamten relevanten Temperaturbereich sicherstellen zu können. Kein kommerzielles Isolationsmodul erfüllt diese Anforderungen.

Datenqualität In seltenen Fällen kommt es in unregelmäßigen Abständen zu Datenlücken ohne abschließend geklärte Ursache. Die Auswertung von aufgezeichneten Zeitstempeln lässt vermuten, dass die Verarbeitung der Daten zu diesen Zeiten nicht schnell genug erfolgt, sodass einzelne Datenblöcke (zwischen zwei **PPS**-Flanken) verloren gehen.

GPS-Empfangszuverlässigkeit Die Verfügbarkeit der **GPS**-Zeitinformation ist weniger zuverlässig als zunächst angenommen. Insbesondere bei internationalen, fernorganisierten Messkampagnen ist dies auf eine zeitweise Unterbrechung der Kabelanbindung des Empfängers, dessen ungünstige Positionierung oder Zerstörung zurückzuführen. Bei **GPS**-Ausfall wird auf einen Zeitserver via **Network Time Protocol (NTP)** oder die Systemuhr zurückgegriffen. Die Zeitinkremente werden bei Ausfall inkonsistent, da es keine kontinuierliche Nachführung der Uhren während des Betriebs gibt.

Gesamtbetrachtung Viele der negativen Betriebserfahrungen sind direkt mit der Verwendung eines PC-basierten Ansatzes verbunden. Insbesondere die Zuverlässigkeit und damit die Datenqualität werden eingeschränkt, was durch die Wahl des Betriebssystems verstärkt wird. Andererseits bietet die Verwendung von PCs große Freiheiten für Netzwerk- und Speicherkonnektivität sowie für die Nutzerinteraktion. Das Framework der **EDR**-Software zur lokalen Berechnung von Features, Fernüberwachung und Steuerung erweist sich als sehr nützlich und zuverlässig.

Für einige Analysen stellt die Wahl der nachträglichen Zeitsynchronisation einen Nachteil dar. Dies gilt verstärkt vor dem Hintergrund, dass die Zeitstempelzuweisung im beschriebenen Verfahren (siehe Abschnitt 6.2.3) einen signifikanten Rechenaufwand verursacht. Wird sie nicht rechtzeitig abgeschlossen – was im gewählten System nicht garantiert werden kann – können Daten und zeitliche Zuordnung verloren gehen.

6.3 Ansätze aus der Literatur

Geräte zur Datenerfassung und akademische Projekte zum Bau von spezialisierten Geräten für spezifische Anwendungen im Bereich der elektrischen Energienetze sind zahlreich. Im Folgenden werden thematisch verwandte Projekte aus der Literatur vorgestellt, um die Architekturentscheidungen für die Konzeption an aktuellen Erkenntnissen auszurichten.

Nach der Zahl der Veröffentlichungen haben Neuentwicklungen mit dem Ziel einer Synchrophasorschätzung - also Phasor Measurement Units - den größten Anteil. Oftmals beruht die angeführte Motivation der Projekte auf einer Kostensenkung um einen weiter gestreuten Einsatz in Verteilnetzen zu ermöglichen [82]. Auch die Problematik unzureichender Genauigkeit von Geräten nach PMU-Standard für Verteilnetze wird angeführt [83].

Weiterhin zu finden sind Entwicklungen, die Aspekte der Spannungsqualität (Power Quality) [84][85] und der Verbrauchserfassung adressieren [86][87]. Diese verzichten jedoch auf eine Synchronisation mit UTC und werden hier daher nicht weiter betrachtet.

OpenPMU Mit dem Ziel, das Forschungsinteresse auf eine weitere Verbreitung der PMU-Technologie zu lenken und diese Messgeräte und Messungen zugänglicher zu machen, haben Laverty et al. 2011 die OpenPMU [88][89] eingeführt. Diese, auf einfache Reproduzierbarkeit ausgerichtete Entwicklung, ist die Grundlage des OpenPMU Projektes (www.openpmu.org). Zwischen den Versionen 1 und 2 der OpenPMU hat sich die Architektur grundlegend geändert. Version 1 wird als FluxPMU weiterverfolgt, siehe Abschnitt 6.3.

Die zweite Version [90][91] verwendet einen **Beagle Bone Black (BBB) Single Board Computer (SBC)** als Recheneinheit. Dieser enthält einen **Advanced RISC Machines (ARM) Cortex-A8 Central Processing Unit (CPU)**-Kern (1 GHz) und zwei **Programmable Real-Time Units (PRU)**. Letztere erlauben eine vom Linux-Betriebssystem unabhängige Ausführung von Echtzeitanwendungen. Die OpenPMU verwendet die PRU zu Erzeugung des Abtasttaktes für den **ADC-Chip** (Texas Instruments AD7606) und zur Zeitstempelerzeugung.

Die Entwickler heben die Modularität des Ansatzes hervor: Synchrone Datenerfassung, Phasor-Berechnung und Kommunikation sind dabei eigenständige Softwaremodule,

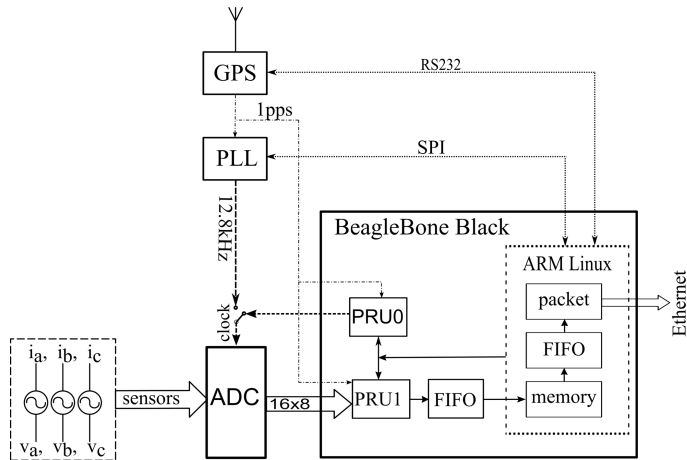


Abbildung 6.6: Erzeugung des Abtasttaktes und der Zeitstempel mittels der PRU des BBB. Quelle [92].

die über entsprechende Austauschformate kommunizieren. Als konsequente Erweiterung wird die synchrone Erfassung mittels zweier verschiedener GPS-disziplinierter Oszillatoren auf der gleichen Hardwareplattform demonstriert.

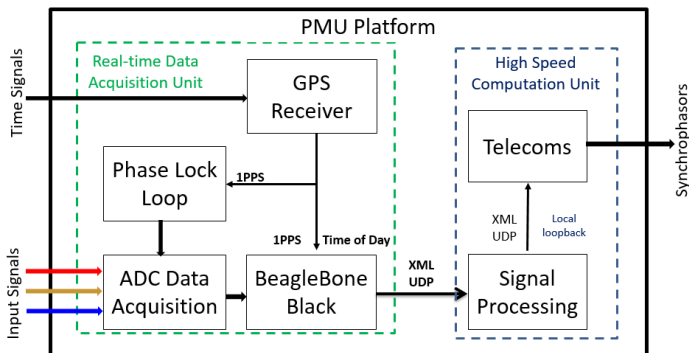


Abbildung 6.7: Softwaremodule der OpenPMU Quelle [92]. Die synchrone Erfassung leistet der SBC, die Verarbeitung der Rohwerte zu Phasoren erfolgt extern.

Die Berechnung von Phasoren wird auf eine externe Recheneinheit ausgelagert (siehe Abbildung 6.7), da der BBB nicht über ausreichend Rechenkapazität verfügt. Quelltext und Hardwaredesign der zweiten Version der OpenPMU sind jedoch nicht offen zugänglich.

Flux PMU Flux PMU [93] ist ein Ansatz, Studierende durch den Selbstbau einer PMU an die Thematik der Synchrophasoren heranzuführen. Die Entwicklung gründet auf die Vorarbeiten der ersten Generation der OpenPMU [89] [88] [94]. Grundlage ist ein per USB angebundenes ADC-Modul der Firma National Instruments und deren Software suite. Die Erfassung wird von einem PC gesteuert, auf dem auch die Berechnung der Synchrophasoren erfolgt. Als Zeitreferenz dient ein GPS-PPS-Signal, das durch eine separate Elektronik auf Basis eines PIC-Mikrocontrollers vorverarbeitet wird. Aus dem PPS erzeugt diese mit Hilfe einer digital arbeitenden Phasenregelschleife den Abtasttakt für das ADC-Modul. NMEA Telegramme des GPS-Empfängers erfahren ebenfalls eine Vorverarbeitung zur Extraktion der UTC-Zeitinformationen, bevor sie über die serielle Schnittstelle an den Computer übergeben werden. Es ist ausschließlich die Messung von Spannungen vorgesehen, wobei die Potentialtrennung zwischen Messkreis und PC im Analogen durch Transformatoren erfolgt. Alle Projektdateien für die Softwareentwicklungsumgebung von National-Instruments, Firmware und die Hardware Design Dateien sind offen zugänglich.

Low Cost PMU (LOCO) PMU Diese PMU von Agioni et al. [95] ist speziell auf niedrigste Kosten ausgerichtet und verwendet ein kommerzielles 12-Bit ADC-Modul (Measurement Computing USB 201) mit USB-Schnittstelle und einen Raspberry PI Single Board Computer als Verarbeitungseinheit. Als zeitliche Referenz zur UTC wird das PPS-Signal eines GPS-Empfängers verwendet. Die Synchronisation erfolgt hier blockweise, wobei die steigende Flanke des PPS die Erfassung eines Datenblocks von 880 ms Länge mit einer Abtastrate von 10 kHz auslöst. Dieses Schema führt zu einer Unsicherheit von 10 μ s im Bezug auf die Zeitstempel der Abtastwerte. Weiterhin tritt ein Blindintervall von 120 ms pro Sekunde auf, in dem die PMU keinerlei Informationen über die Eingangsgrößen erfasst. Weitergehende Implementierungsdetails und Quelltexte sind nicht verfügbar.

SMU Open-Source Platform for Synchronized Measurements Die Synchronized Measurement Unit (SMU) wurde mit der Vision eines universellen Data Acquisition System (DAS) für Anwendungen entwickelt, die eine extern synchronisierte Datenerfassung benötigen [82]. Beispielhaft zeigen die Autoren die Verwendung als PMU. Heraus sticht die Verwendung eines SBC² mit direkter Anbindung an einen ADC Chip³ und die Verwendung eines Linux Betriebssystems. Das Prinzip ist in Abbildung 6.8 dargestellt. Die direkte Verbindung von ADC-Chip und SBC ist bemerkenswert, da eine Verwendung der Serial Peripheral Interface (SPI)-Schnittstelle aus dem User Space des Betriebs-

² Raspberry PI 3

³ Texas Instruments ADS8588s

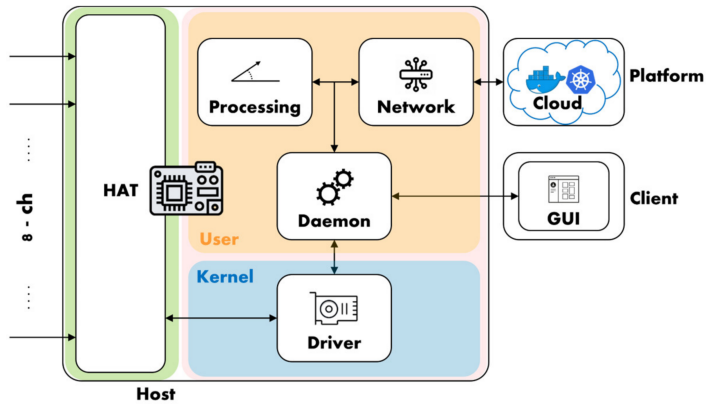


Abbildung 6.8: Systemarchitektur der SMU. Die zeitkritische Erkennung des PPS und die Initiierung der Abtastungen übernimmt ein Kernel-Treiber. Der PPS-Pfad ist nicht gezeigt. Durch die Ausführung im Kernel-Space werden Latenzen unterhalb $1\ \mu\text{s}$ erreicht. Quelle [82].

systems heraus zu unzulässig großen, variablen Latenzen für die Steuerung des ADC – und damit des Abtasttaktes – führt.

Die Autoren umgehen dieses Problem durch Einführung eines Kernel-Treibers und Ausnutzung der **Micro Controller Unit (MCU)**-spezifischer Ressourcen: Die Daten werden über eine zusätzliche parallele Schnittstelle – das **Secondary Memory Interface (SMI)** – interruptgesteuert eingelesen und per **Direct Memory Access (DMA)** ohne CPU-Interaktion direkt ins **Random Access Memory (RAM)** geschrieben. Die Erzeugung des Abtasttaktes erfolgt mit einem Hardware-Timer der **MCU**. Mit jeder Periode des externen Synchronisationssignals wird der Abtasttakt erneut per Interrupt ausgerichtet. Durch die resultierende Verkürzung oder Verlängerung des Abtastintervalls an diesem Punkt entstehen periodisch wiederkehrende Artefakte. Da das Betriebssystem an der Synchronisation nicht beteiligt ist, können Latenzen (und deren Jitter) unterhalb einer Mikrosekunde mit großer Sicherheit eingehalten werden. Der Ansatz macht damit die Verwendung einer sehr günstigen **SBC**-Hardware für synchronisierte Erfassungsaufgaben möglich und bietet den Komfort eines Betriebssystems für die Ausführung von High-Level Programmen zur Weiterverarbeitung. Quelltexte und Hardwarebeschreibung sind frei verfügbar.

Frequency Disturbance Recorder (FDR) Der Frequency Disturbance Recorder [96] ist die Datenerfassungsplattform für das im Jahr 2003 begonnene Projekt FNET/GridEye [97]. Das Projekt zielt auf die schnelle und weite Verbreitung von **PMU** und **PMU**-Datenanalyse im Bereich akademischer Einrichtungen durch die Entwicklung von günstigen **PMUs**, die auf Niederspannungsebenen einphasig direkt an Steckdosen angeschlossen werden. Die Datenerfassung und Phasorberechnung in der letzten

Gerätegeneration wird von einem **SBC** vom Typ Beagle-Bone-Black gesteuert. Es werden vergleichbare Techniken zur Synchronisation der Abtastung mit **UTC** verwendet wie bei der OpenPMU der zweiten Version. Das Datenflussschema in Abbildung 6.9 illustriert die Aufteilung der Funktionalitäten auf **CPU** und **PRU**. Im Unterschied zur OpenPMU

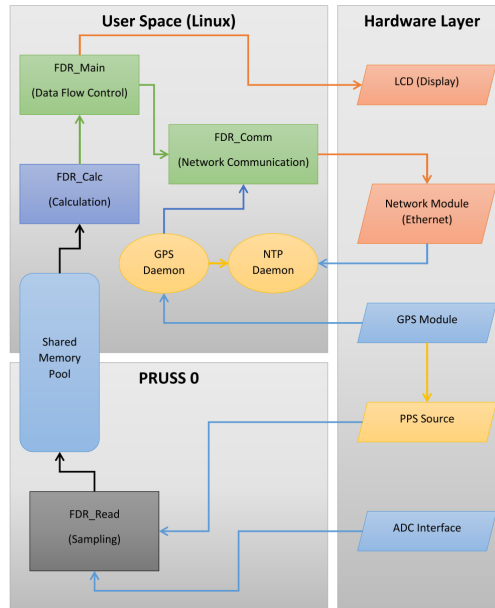


Abbildung 6.9: Datenfluss innerhalb des **FDR** der dritten Generation. Quelle [96].

wird der auf dem BBB enthaltene einkanalige **ADC** verwendet. Eine synchronisierte Speicherung der Rohdaten (Kurvenform) ist nicht vorgesehen. Firmware und Softwareframework sind nicht offen zugänglich.

Kommerzielle Plattform: NI Compact RIO Einige Entwicklungen setzen für Synchronisation, Datenerfassung und Verarbeitung auf kommerzielle Entwicklungsumgebungen, die Hardwaremodule und Softwarebibliotheken zur Verfügung stellen. Für **PMU**-Prototypen hat die Modulserie Compact-**GPS** von National-Instruments Verbreitung gefunden [98][99]. Herzstück ist eine Steuerungseinheit auf Basis eines System-On-Chip (Xilinx Zynq 7020), das konfigurierbare Logik in Form **FPGA** und eine **ARM** Zweikern-**CPU** miteinander vereint. Erweitert wird die Basis durch eine Zahl wählbarer Zusatz-Module für analoge- und digitale Erfassung und Ausgabe von Daten und auch für die Synchronisation mit einem **GPS-PPS**.

Die Unterstützung dieser Plattform durch etablierte und umfangreiche Entwicklungswerkzeuge (Matlab, LabView) stellt für die Realisierung von Prototypen und die Erbrin-

gung von Proof-Of-Concepts einen großen Vorteil dar, da potentiell langwierige Entwicklungsprozesse für Hardware und Software abgekürzt werden können. Partiiell aufgewogen wird dieser Vorteil durch die sehr hohen Systemkosten für Hardware und Entwicklungswerkzeuge und den auf Schaltschrankmontage festgelegten Formfaktor.

6.3.1 Systemvergleich und Bewertung

Die in der Literatur beschriebenen Systeme lassen sich zunächst nach den verwendeten Konzepten bezüglich der Rechnerarchitekturen charakterisieren, siehe Abbildung 6.10. EDR und FluxPMU arbeiten PC-basiert, wohingegen SMU und LocoPMU auf SBC setzen. FDR, OpenPMU und das Compact-GPS-System verwenden SoC-Konzepte, die mehrere unterschiedliche Architekturen auf einem Chip vereinen. Dies ermöglicht heterogenes Multitasking, sodass Teile der Verarbeitung in Echtzeit ausgeführt werden können. Einerseits tritt die Kombination aus ARM-Prozessor und FPGA in Form des Xilinx ZYNQ7000 Systems auf. Andererseits verwendet das BBB eine Kombination aus ARM-Prozessor und PRU.

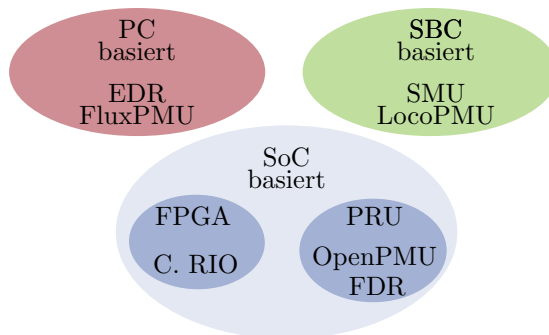


Abbildung 6.10: Gruppierung der Architekturen der Recheneinheit für die Erfassungssysteme aus der Literatur

Der weitere Vergleich der Systeme erfolgt zweckmäßigerweise vor dem Hintergrund der in Abschnitt 6.1 definierten Anforderungen. Durch die Unterschiedlichkeit in der Zielstellung der untersuchten Systeme werden relevante Aspekte z.T. nicht von den Autoren adressiert. Um dennoch eine Einschätzung vornehmen zu können, erfolgt eine Ableitung aus der Systemarchitektur. Dabei wird bewertet, ob die Anforderung mit dem betrachteten System prinzipiell umsetzbar ist, auch wenn dies nicht von den Autoren präsentiert wird. Tabelle 6.2 enthält die Bewertungen ✓ für erfüllte und ✗ für nicht erfüllte Anforderungen. Mit einer geeigneten Modifikation prinzipiell umsetzbare Anforderungen sind in Klammern gesetzt und nicht bestimmbar oder nicht zutreffende Aspekte werden mit - gekennzeichnet.

Tabelle 6.2: Vergleich der bekannten Erfassungssysteme hinsichtlich ausgewählter Anforderungen

Anforderung	EDR	OpenPMU	FluxPMU	LocoPMU	SMU	FDR	C. GPS
A1: Kanäle (Art, Anz.)	✓	(✓) ^a	(✓) ^a	(✓) ^a	(✓) ^a	✗ ^b	(✓) ^c
A2: Bandbreite	✓	✓	✗	✗	✓	✗	✓
A3-A4: Präzision	✓	✓	✗ ^d	✗ ^d	✓	✗	✓
A5: Synchronisation	(✓)	✓	✓	(✗)	(✓)	✓	✓
A6: Isolation	✓	✗ ^e	✗ ^e	✗ ^e	✗ ^e	✗ ^e	(✓) ^c
A7-A8: Edge Processing	✓	(✓) ^f	✓	(✓) ^f	✓	(✓) ^f	✓
A9: Rohwertspeicher	✓	✗	✗	✗	✗	✗	(✓)
A10: Langzeitspeicher	✓	(✓)	✗	✗	✗	(✓)	✓
A11: Fernwartung	✓	✓	✗	✗	✗	✓	(✓)
A12: Datenübertragung	✓	✓	✓	✓	✓	✓	(✓)
A13: Lokale Bedienung	✓	✗	✓	✗	✗	✓	✗
A14: USV	✓	✗	✗	✗	✗	✗	(✓)
A15: Formfaktor	✗	✓	✗	✓	✓	✓	✗
A16: HW-Komplexität	✓	✓	✗	✓	✓	✗	✓
A17: Echtzeitreaktion	✗	(✓)	✗	✗	✗	(✓)	(✓)
A19: Modularität	(✓) ^g	✗	✗	✗	✗	✗	✓
Freie Verfügbarkeit	✓	✗	✓	✗	✓	✗	-

^a keine Stromkanäle vorhanden

^b nur 1-3 Kanäle

^c nicht mit den gewählten Modulen

^d 12 bzw. 14 Bit nicht ausreichend

^e erfordern eine externe, analoge Isolation durch Messwandler

^f nur 1 CPU-Kern < 1 GHz und keine dedizierte DSP-Hardware verfügbar

^g Anpassbarkeit bezüglich der Eingangsmodule

Als zusätzliches Kriterium wird die freie Verfügbarkeit der Entwicklungsunterlagen aufgenommen. Neben den Architekturaspekten entscheidet sie maßgeblich über die Weiterverwendbarkeit im Entwicklungskontext. Für einige Aspekte bietet sich zudem eine Gruppierung an. Typische Eigenschaften der analogen Eingänge sind oft durch die eingesetzte ADC-Technologie bestimmt. Daher werden Genauigkeit, Auflösung und Rauschen (A3 und A4) hier zusammengeführt. Ebenso sind die Anforderungen der Rohwertfilterung (A7) und der Feature-Berechnung (A8) hier als gleichwertig zu betrachten. Sie bilden ab, ob die Möglichkeit zur digitalen Signalverarbeitung auf dem Erfassungsgerät (Edge Processing) besteht. In den Formfaktor gehen die approximierten Gesamtmaße und die Kompaktheit im Sinne der Anzahl der Gerätebestandteile (PC, Hardwaremodul, Netzteil) ein. Die gewünschte geringe Hardwarekomplexität bezieht sich hingegen auf den technisch zu leistenden Aufwand für die Realisierung.

Aus dem Vergleich in Tabelle 6.2 ist ersichtlich, dass keine der Architekturen alle formulierten Anforderungen erfüllt. FluxPMU, LocoPMU und FDR disqualifizieren sich allein bei der Betrachtung der Eingangseigenschaften, also Kanalanzahl, Bandbreite und Auflösung, die als nicht ausreichend zu bewerten sind. Eine grundlegende Synchronisation

der Erfassung mit UTC wird – wie bei PMU-Systemen zu erwarten – von allen Systemen geleistet. Der in der LocoPMU verwendete Modus mit großer Blindzeit erscheint vor dem Hintergrund einer kontinuierlichen Datenerfassung allerdings als ungeeignet. Hervorzuheben sind die Synchronisationsmechanismen von EDR und SMU, die die Nicht-Echtzeitfähigkeit der Systeme technisch umgehen und dafür Einschränkungen hinsichtlich der Datenverarbeitung bzw. des erreichbaren Jitters in Kauf nehmen. Nur die SoC-Ansätze erweisen sich in der Lage, eine Echtzeitreaktion technisch umzusetzen. Bezüglich der Rechenkapazität erscheint der OpenPMU-Ansatz beim Einsatz mit integrierter Phasorenberechnung bereits weitgehend ausgenutzt [90][91]. Daher ist zu erwarten, dass die notwendige Flexibilität für Erweiterungen nicht gegeben ist. Diese Einschränkung besteht für die Implementierungen auf dem CompactRio System nicht [68]. Hier wirkt sich positiv aus, dass rechenintensive Algorithmen des Digital Signal Processing (DSP) in den FPGA ausgelagert werden können. EDR und CompactRio sind die einzigen Systeme im Vergleich, die bezüglich der Eingangsbeschaltungen teilweise modular ausgelegt sind. Negativ für beide Systeme ist der Formfaktor anzuführen. Insbesondere für spezifische Erweiterungen sind abgesetzte separate Baugruppen nötig, die in Konflikt mit den Absichten hinter A15 also der Kompaktheit und der Portabilität stehen.

6.4 Neukonzeption

Dieser Abschnitt beschreibt das im Rahmen der Arbeit neu entwickelte Systemkonzept. Ziel der Neukonzeption ist eine Systemarchitektur, die alle in Abschnitt 6.1 eruierten Anforderungen erfüllt.

Kernpunkt und Neuerung ist die Einteilung der abzubildenden Funktionen nach ihren Echtzeitanforderungen und ihre Umsetzung auf den geeigneten Teilsystemen einer SoC-Architektur. Durch die damit gegebene Möglichkeit zur Echtzeitprozessierung wird – abweichend von der EDR-Architektur – eine direkte UTC-synchrone Steuerung der Abtastung erreicht. SoCs, wie das hier eingesetzte Xilinx ZYNQ7000, vereinen konfigurierbare Logik Hardware in Form eines FPGA und eine Dual-Core MCU (s. Anhang B.6). Hardwarenahe und zeitkritische Funktionen werden im Systemteil der PL verortet. Zeitlich unkritische Funktionen werden hingegen durch eine Software realisiert, die auf dem Prozessor, dem PS ausgeführt wird. Abbildung 6.11 zeigt die Funktionsaufteilung.

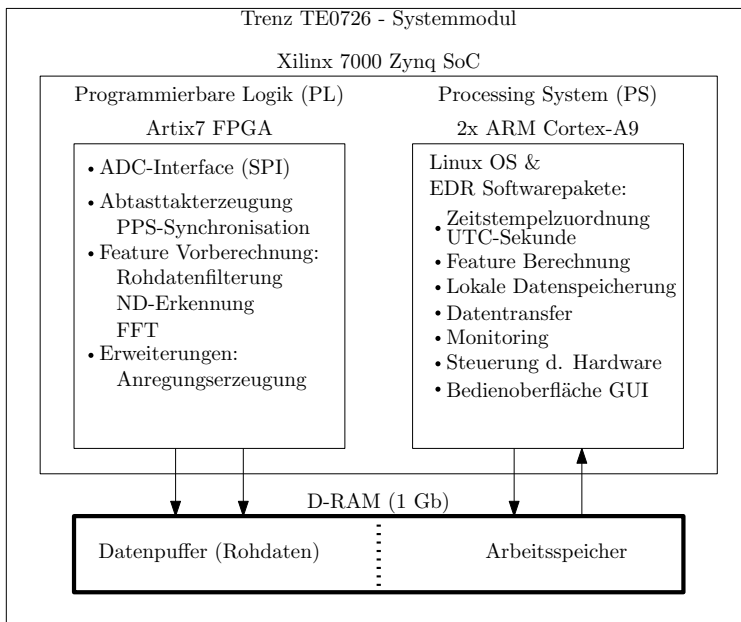


Abbildung 6.11: Aufteilung der Gerätefunktionalitäten auf PL und PS der Datenverarbeitungshardware.

Durch die Aufteilung werden die Stärken des jeweiligen Teilsystems optimal ausgenutzt. Die wichtigste Funktion im PL-Teil ist die Ansteuerung und Kommunikation mit dem ADC. Dazu zählt auch die Erfassung der Zeitreferenz in Form eines GPS-PPS-Signals und die UTC-synchrone Generierung des Abtastsignals. Rechenintensive Vorgänge der digitalen Signalverarbeitung, wie die Filterung von Rohwerten, werden durch die

Umsetzung in Hardware beschleunigt. Module wie die Nulldurchgangserkennung arbeiten direkt auf den eingelesenen Daten. Zusatzfunktionen wie die netzsynchrone Erzeugung von Anregungssignalen (s. Kapitel 4) erfordert ebenfalls eine Echtzeitausführung und sind daher im PL-Teil verortet.

Auf Seite des PS profitiert die Architektur von den Möglichkeiten, die die Nutzung eines Linux-Betriebssystems bietet. Die Netzwerkkonnektivität und die Verwaltung großer Datenmengen erfolgen mit Systemwerkzeugen ohne zusätzlichen Entwicklungsaufwand. Vorteilhaft ist weiterhin, dass zahlreiche bewährte Komponenten der EDR-Software (s. Abschnitt 6.2) weiter verwendet werden können. Die bewährten EDR-Lösungen für Monitoring, Datentransfer und Bereitstellung einer Benutzeroberfläche kommen daher ebenso zum Einsatz wie große Teile der Software zur Berechnung der abgeleiteten Größen (Effektivwerte etc.).

Eine Sonderstellung nimmt die Sicherstellung der UTC-Synchronisation der erfassten Daten ein. Sie erfolgt hybrid, indem die Abtastwerte durch den PL-Teil bereits „phasenstarr“ an die UTC gekoppelt sind. Im PS-Teil erfolgt anschließend die Zuordnung der richtigen Sekundenzeitstempel. Dieses neue Verfahren wird eingehend in Abschnitt 6.4.4 beschrieben.

Die notwendige zeitliche Entkopplung beider Systemteile wird bezüglich des Rohdatenstroms durch einen gemeinsamen Zugriff auf einen großen Pufferspeicher geleistet. Der Austausch von Kontrollinformationen zur Steuerung der Datenerfassung erfolgt getrennt davon über ein Dual-Port Block-RAM auf das beide Systemteile über das Advanced eXtensible Interface (AXI) zugreifen.

6.4.1 Modularisierung

Abbildung 6.12 zeigt eine hardwarezentrierte Übersicht der neuen Messgerätearchitektur. Entsprechend der Anforderung A19 ist sie in Teilen modular ausgeführt, damit das Gerät (Größe, Kosten) an verschiedene Einsatzszenarien angepasst werden kann. Das System gliedert sich in einen Modulträger, ein SoC-Systemmodul und spezialisierte Module für die jeweilige Messaufgabe.

Die Verwendung des SoCs wird hier durch den Einsatz eines kommerziellen Systemmoduls erleichtert, das den SoC-Chip und die notwendige Peripherie wie Speicherbausteine (DDR- und Flash-Speicher), Interface-Baugruppen und Bausteine zur Bereitstellung der FPGA-Spannungsversorgungen auf einer Modulplatine vereint. Es stellt digitale Schnittstellen zur Verfügung, die über das Betriebssystem für Bedienung, Datenspeicherung, Monitoring etc. Verwendung finden – im Speziellen eine HDMI-Schnittstelle, ein USB-Host-Interface und einen Ethernetanschluss. Die breite Auswahl solcher Systemmodule für die ZYNQ SoC-Serie erlaubt Flexibilitätsvorteile bei einem gleichzeitigen Zuschnitt entsprechend der Anforderungen. Für die Erweiterbarkeit

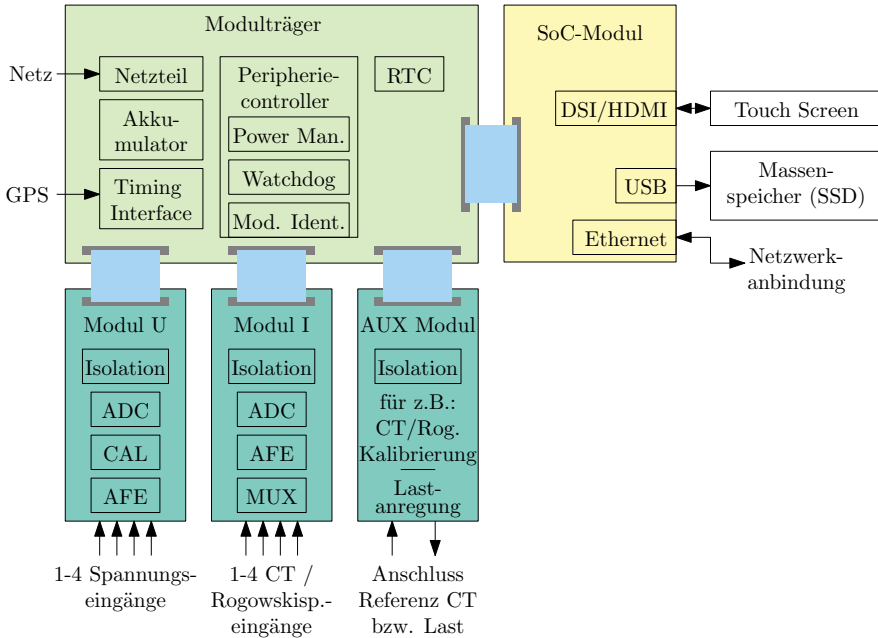


Abbildung 6.12: Hardwarebestandteile der Neukonzeption.

wurde ein Modul (TE0726 der Firma Trencz Electronic) mit einer mittleren **FPGA**-Größe gewählt, für das kompatible Varianten mit größeren **FPGA**-Ressourcen verfügbar sind. Durch die Verwendung des Moduls reduziert sich die Komplexität der zusätzlichen Hardwareentwicklung, s. Anforderung **A16**. Das Blockschaltbild des Moduls findet sich im Anhang, siehe Abbildung **B.3**.

Die Aufteilung der Hardwarefunktionsblöcke auf Modulträger und Messmodule (s. Abbildung 6.12) erfolgt so, dass die Komplexität durch die Modularisierung nur geringfügig erhöht wird, damit Minimalversionen des Gerätes mit deutlich reduziertem Hardwareeinsatz realisierbar sind. Dazu liegt die Modulschnittstelle dort, wo sich ohnehin logische Trennungen durch die Notwendigkeit zur elektrischen Isolation ergeben. In Analogie zum **EDR** – und im Unterschied beispielsweise zur **openPMU** – erfolgt die Galvanische Trennung nach dem **ADC** in der digitalen Domäne, wo sie technisch besser, d.h. mit weniger Einfluss auf das Messignal möglich ist. **ADC** und analoge Eingangsbeschaltung sind von der Verarbeitungseinheit isoliert, wobei die Trennbausteine Teil der

spezialisierten Datenerfassungsmodule sind. Es sind drei unterschiedliche Modultypen vorgesehen:

- Module zur Spannungsmessung. Mögliche Variation: Unterschiedliche Kanalzahlen, Eingangsbereiche und Erweiterungen der Spannungsmessung durch z.B. Vorfilter.
- Module zur Strommessung. Mögliche Variationen: Eingang für Rogowskispulen oder Stromwandler.
- Module zur experimentellen Erweiterung: z.B. Schaltungen zur Lastanregung.

Alle zur Basisfunktionalität der synchronen Erfassung gehörenden Baugruppen sind hingegen auf dem Modulträger untergebracht. Dies umfasst neben der unterbrechungsfreien Spannungsversorgung auch die zur Auswertung der **GPS**-Information nötigen seriellen Schnittstellenbaugruppen und den **PPS**-Eingang, die als Timing-Interface zusammengefasst werden. Weiterhin ist eine **Real Time Clock (RTC)** vorhanden, die sicher stellt, dass dem Betriebssystem schon vor dem Empfang des ersten **National Marine Electronics Association (NMEA)**-Telegramms eine Zeitinformation zur Verfügung steht. Ein 8-Bit Microcontroller (Typ: Microchip ATmega168) übernimmt als Peripheriecontroller die Kontrolle über die Stromversorgung und Gerätebedienung auf der untersten Ebene (An, Aus etc.). Zusätzlich stellt er eine Funktion zur Identifikation der angeschlossenen Module (Typ, Nummer) und zur Steuerung zeitlich unkritischer Modulfunktionen (z.B. Eingangsumschaltung) ab. Die Anbindung an das **SoC**-Modul erfolgt per **Inter-Integrated Circuit (I2C)**-Interface. Durch den enthaltenen Watchdog-Timer wird ein Reset des Gesamtsystems ausgelöst, falls das **SoC**-Modul über mehrere Sekunden nicht reagiert.

6.4.2 Datenerfassungsmodule

Für die Digitalisierung der analogen Eingangssignale wurden Datenerfassungsmodule entwickelt, die über Steckverbindungen mit dem Modulträger verbunden werden. Die Schnittstelle ist in den Grundzügen für alle Module identisch ausgeführt, wobei jedoch nicht alle Funktionalitäten von jedem Modul benötigt werden.

Für die Umsetzung der Analogsignale wird von einem hochintegrierten **DAS** Gebrauch gemacht, da es große Teile der technisch notwendigen Signalverarbeitungskette für mehrere Kanäle bereits enthält (s. Abbildung **B.5**). Funktionsgruppen wie Anti-Aliasing-Filter, **ADC**-Treiber und einstellbare Vorverstärkung per **Programmable Gain Amplifier (PGA)** werden daher nicht – oder nur in reduzierter Form – zusätzlich benötigt. Abbildung **6.13** zeigt das Blockschaltbild des entwickelten Spannungsmoduls.

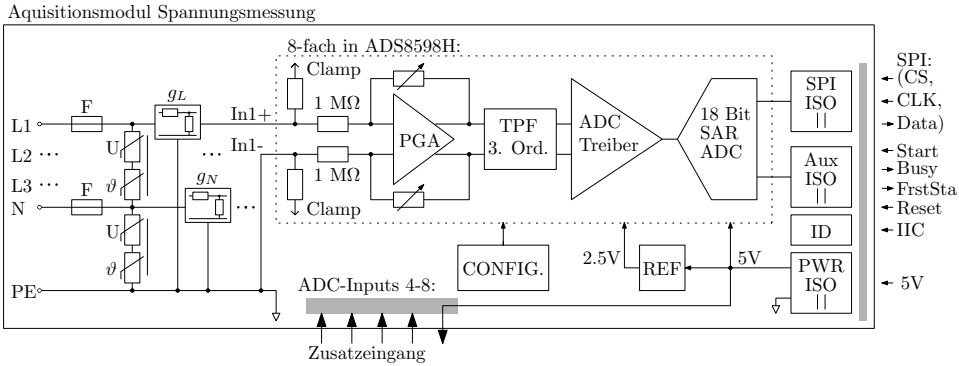


Abbildung 6.13: Blockschaltbild des Moduls zur Spannungsmessung. Die eingefasste Signalkette ist Bestandteil des **DAS ADS8598h** von Texas Instruments. Links findet sich die Schutzbeschaltung mit Schmelzsicherungen und Metall-Oxid Varistoren als Überspannungsschutz. Die Eingangsgrößen werden gegen das Schutzleiterpotential gemessen. Die Neutralleiterspannung wird zusätzlich erfasst.

Kernbaustein der Datenerfassung ist ein Texas Instruments ADS8598h-DAS, das mit 18 Bit nomineller Auflösung und einem **Signal-to-Noise Ratio (SNR)** von 97 dB⁴ die Anforderung **A3** erfüllt. Die effektive Auflösung **Effective Number Of Bits (ENOB)** als Maß des Dynamikumfangs ist wegen des Systemrauschens, der nicht vollständigen Ausnutzung des Messbereichs und der Nichtlinearitäten des **ADC** stets geringer als die nominelle Auflösung. Überschlägig beträgt diese für das **DAS** bei voller Bereichsausnutzung rund 16 Bit.

$$ENOB = \frac{SNR_{dB} - 1.76}{6.02} = 15.82. \tag{6.4}$$

Das **DAS** enthält acht identische und parallel ausgeführte Eingangskanäle und stellt deren gleichzeitige Abtastung sicher. Das integrierte **Anti-Aliasing-Filter (AAF)** 3. Ordnung begrenzt den nutzbaren Frequenzbereich (-3 dB) auf 24 kHz und den auf 0,1 dB flachen Bereich auf 14 kHz, was in guter Übereinstimmung mit Anforderung **A2** steht. Für den Amplitudenfrequenzgang dieses Butterworthfilters gilt

$$|H_{3,Butter}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^6}}, \tag{6.5}$$

mit $\Omega = \omega/\omega_s$. Über das enthaltene Oversampling System (s. Anhang **B.7**) wird die interne **ADC**-Taktung um ein Vielfaches gegenüber der Ausgangsdatenrate angehoben, und das integrierte digitale Tiefpassfilter mit der folgenden Dezimierung bewirkt eine Absenkung des Rauschhintergrundes. Mit diesem System kann die Ausgangsdatenrate

⁴ Bei einer Überabtastung mit dem Faktor 8

näher an die Grenze des Abtasttheorems gelegt werden, da der ADC intern deutlich schneller arbeitet. Es wird eine Ausgangsdatenrate von 50 kSps und eine Überabtastung von 8 gewählt, sodass der ADC mit 400 kHz abtastet und spektrale Anteile bei 200 kHz auf $|H(f_s/2)| = 0,17\%$ unterdrückt (s. Gl. (6.5)). Damit keinerlei Aliasing Effekte im Ausgangssignal sichtbar sind, dürfen Signale über 200 kHz nur mit Amplituden $|s| < 1\text{LSB}/|H(f_s/2)| \approx 0,2\%$ der nominellen Eingangsspannung auftreten. Für Niederspannungsnetze und diese sehr hohen Frequenzen ist das im Allgemeinen anzunehmen. Durch diese Wahl der Abtastfrequenz wird das DAS hinsichtlich seiner Bandbreite vollständig ausgenutzt und Forderung A2 übertroffen. Eine spätere Reduktion des Datenstroms durch Aggregation im FPGA ist jedoch möglich und kann angewendet werden, wenn für die Messaufgabe eine geringere Bandbreite ausreichend ist.

Durch das integrierte AAF verringert sich daher die Eingangsbeschaltung bis auf einen Schutz vor Spannungstransienten und die notwendige Teilung. Das Teilverhältnis g_L wird entsprechend der Anforderungen der IEC 61000-4-30 ausgelegt, die als Messbereichsgrenze 150 % der Nominalspannung verlangt. Wegen des Spannungskoeffizienten ($R = f(U)$) und der Selbsterwärmung der Widerstände wird der Teiler aus drei Elementen und aus Widerständen mit kleinen Temperaturkoeffizienten $R(\vartheta) = \pm 15 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ aufgebaut.

Die Spannung des Nulleiters gegenüber PE beträgt in TN-C-S Netzen nur einige Volt, sodass hier lediglich eine Toleranz gegenüber dem Anschluss der Netzspannung hergestellt wird. Für die Festlegung des Teilverhältnisses g_N werden 50 V als Maximalwert angenommen.

Die Basiskonfiguration des DAS wird im Betrieb nicht verändert und erfolgt daher durch Jumper auf dem Modul selbst (s. CONFIG-Baustein). Informationen über den Modultyp und die Kalibrierung der Verhältnisse g_L und g_N werden in einem Speicherbaustein (EEPROM) auf dem Modul selbst abgelegt und bei Systemstart von diesem gelesen.

Modulanbindung Die Anbindung der Module an den Modulträger hat fünf Komponenten:

- SPI-Schnittstelle für den Hochdurchsatz der abgetasteten Analogwerte
- dedizierte schnelle digitale Signale Digital Input Output (DIO), z.B. für Takt, Reset etc.
- langsame digitale Signale (für z.B. Eingangsumschaltung)
- I2C Schnittstelle für Identifikation und Konfiguration
- Stromversorgung

Signal	Quelle	Erläuterung
Start	SoC	Auslösung der Wandlung durch steigende Flanke
Busy	DAS	Hi-Pegel während der Wandlung
FrstSta	DAS	Hi-Pegel während Datenausgabe von Kanal 1
Reset	SoC	Rücksetzsignal

Tabelle 6.3: Zusätzliche Datensignale der DAS-Kommunikation

Das SPI leistet den Transfer der Rohdaten. Dafür werden zum vollständigen Auslesen 18 Zyklen auf der Taktleitung je Kanal benötigt. Für den Betrieb des Systems mit insgesamt 8 Kanälen (4x Strom + 4x Spannung) sind demnach 144 Taktzyklen innerhalb einer Abtastperiode von $1/f_s = 20 \mu\text{s}$ zu leisten. Das SPI muss daher mit mindestens 7.2 MBaud operieren. Um die DAS-Chips vollständig, das heißt jeweils 8-kanalig, ausnutzen zu können, wird ein SPI-Takt auf das vom Chip unterstützte Maximum von 20 MBaud festgelegt. Die Isolationsbausteine (Typ: Si8663BB) sind passend zu diesem Takt gewählt. Es ergibt sich ein nomineller Datendurchsatz von

$$18 \text{ Bit} \cdot 8 f_s = 900 \text{ kB/s} = 3.24 \text{ GB/h.} \quad (6.6)$$

Die dedizierten schnellen digitalen Signale DIO erweitern die Funktionalität der SPI-Schnittstelle und werden bei den Datenerfassungsmodulen zur ADC-Steuerung verwendet. Sie werden in Tabelle 6.3 erläutert.

Die Reset-Leitung und CLK-Leitung der SPI-Schnittstelle werden von allen Modulen geteilt. Alle anderen Signale sind jeweils separat auf das SoC geführt und können unabhängig voneinander gelesen/gesteuert werden. Der serielle I2C Datenbus wird mit allen Modulen geteilt und dient hier zum Auslesen der Modulinformation.

6.4.3 Modulträger

Die einzelnen Funktionsblöcke des Modulträgers interagieren, wie Abbildung 6.14 zeigt. Der zentrale Peripherie-Controller steuert die Gerätefunktion auf der untersten Ebene, indem er die Logik zur Kontrolle der Versorgungsspannung, der Basis-Nutzerinteraktion und der Reset-Funktion für das SoC abbildet. Er dient zusätzlich als Adapter für die Bereitstellung digitaler Ein- und Ausgänge für Modulträger und Messmodule. Über das I2C Interface werden diese Signale vom SoC gesteuert und kommen für zeitlich unkritische Funktionen wie Anzeige-LEDs zum Einsatz. Die Zahl verfügbarer Ein- und Ausgänge für derartige Aufgaben wird damit über die Zahl der General Purpose Input/Output (GPIO) des SoC hinaus erhöht.

Ein Power-Managementsystem (LTC4040) stellt die unterbrechungsfreie Stromversorgung sicher. Es integriert einen Hochsetzsteller für Konditionierung der Ausgangs-

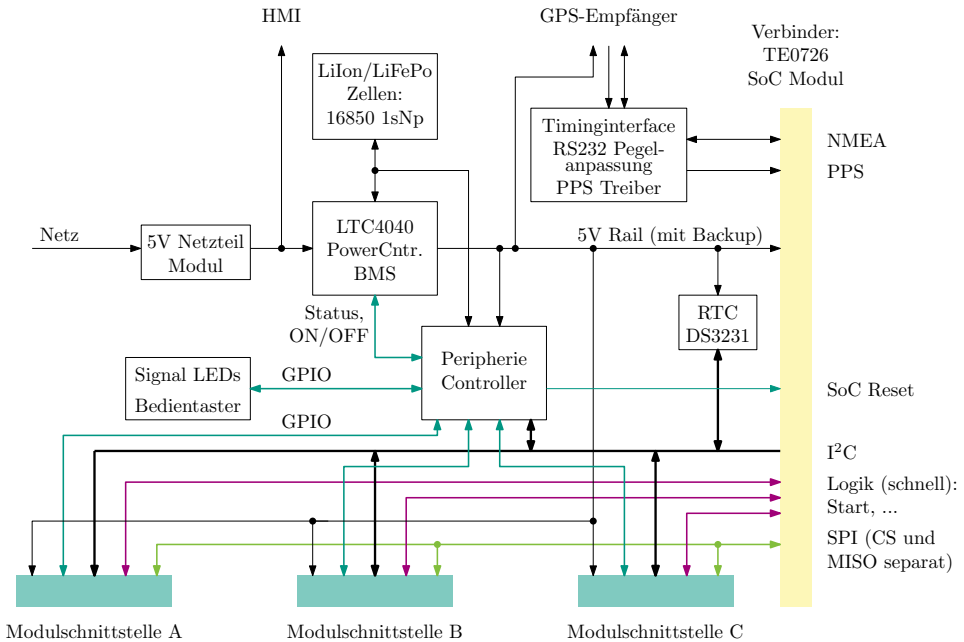


Abbildung 6.14: Blockschaltbild des Modulträgers.

spannung, ein System zur Ladung und Überwachung des Akkumulators sowie die Logik zum Wechsel des Versorgungspfad im Fehlerfall. Da es sich um ein Parallelsystem handelt, erfolgt die Speisung der Lasten im Normalbetrieb auf direktem Wege und daher nahezu verlustlos. Das System wechselt zum Batteriepfad, wenn eine Versorgungsunterbrechung durch Unterschreiten des Schwellwertes (hier eingestellt auf 4,5 V) detektiert wird. Die Trennung der Last vom ausgefallenen Versorgungseingang und die Umschaltung erfolgt dabei mit nur minimalen Spannungstransienten auf der Ausgangsseite ($< 0,5\text{ V}$). Über den Zustand der Versorgung und des Akkumulators informieren digitale Signale, die wiederum vom Peripherie-Controller ausgewertet und dem SoC über die I2C-Schnittstelle zugänglich gemacht werden.

Das Timing-Interface nimmt eine Pegelanpassung für den anzuschließenden GPS-Empfänger vor. Dabei wird sowohl die serielle RS232-Schnittstelle ($\pm 10\text{ V}$) als auch das PPS auf die 3,3-Volt-Logik des SoC umgesetzt.

Die SPI-Schnittstelle für die Übertragung der Messdaten wird durch den Modulträger lediglich durchgeschleift. Gleiches gilt für die schnellen DIO-Signale, die das SPI zur ADC-Steuerung ergänzen wie z.B. das Taktsignal „Start“ für die Auslösung einer Abtastung.

6.4.4 Zeitsynchronisation

Wie in der Anforderungsanalyse beschrieben, ist die Zeitsynchronisation der Datenerfassung für verteilte Messsysteme wesentlich [100]. Soll z.B. die Absolutphase eines Signals nach dem PMU-Standard [31] bestimmt werden, wirkt sich eine zeitliche Verschiebung wie folgt aus [101]:

$$\Delta\varphi = 2\pi f \Delta t + \epsilon_{\text{alg}} + \epsilon_{\text{acq}} \quad (6.7)$$

Zeitverschiebungen gegenüber UTC (Δt) führen daher zu einer proportionalen Phasenabweichung $\Delta\varphi$, die mit der Netzfrequenz skaliert. Sie können in der Regel durch Kalibrierung eliminiert werden. Anders verhält es sich mit zufälligen Abweichungen ϵ_{alg} durch die verwendeten Algorithmen zur Phasenschätzung und deren Sensitivität auf Verzerrungen des Messsignals. Im Fokus der Architekturentscheidung stehen jedoch die zufälligen Abweichungen durch die Prozesskette der Zeitsynchronisation ϵ_{acq} .

Wird aus den Grenzwerten des PMU-Standards für den TVE zurückgerechnet, so ergibt sich eine zulässige Gesamtabweichung von 31 μs bei 50 Hz. Von diesem Budget wird üblicherweise 1 μs für die Synchronisation der Abtastung reserviert. Zahlreiche Untersuchungen belegen allerdings, dass die TVE-Anforderungen für Verteilnetze die Standardwerte erheblich übersteigen [68][102][19]. In der Folge wird die typischerweise tolerable Abweichung der Synchronisation (ϵ_{acq}) im Bereich von einigen zehn Nanosekunden verortet [101]. Ein einzuhaltender Grenzwert von 100 ns ist daher angemessen.

Synchronisationssystem

Abweichend vom Bestandssystem des EDR leistet die Neuentwicklung die Synchronisation durch eine Disziplinierung des Abtasttaktes des ADC. Da die Abtastwerte damit selbst eine feste Zeitzuordnung aufweisen, entfällt die beim EDR notwendige rechenintensive a-posteriori Zuweisung eines Zeitstempels. Zusätzlich sind die Abtastwerte damit direkt zwischen Messorten vergleichbar, ohne dass eine Konvertierung mit erneuter Abtastung (Resampling) erfolgen muss.

Auch die neue Architektur setzt als Zeitreferenz einen GPS-Empfänger ein. Gegenüber anderen Techniken zur Dissemination der Zeit besteht der Vorteil möglichst großer Einsatzflexibilität. Anders als z.B. bei Transportnetzbetreibern liegen im Feld nicht die infrastrukturellen Voraussetzungen zum Einsatz von IRIG-B oder PTP 1588 vor.

Daher wird das Pulse-Per-Second Signal des GPS-Empfängers verwendet. Damit das GPS-Modul an einem Ort mit günstigen Empfangsverhältnissen platziert werden kann, wird es über ein entsprechendes Datenkabel angebunden. Diese getrennte Aufstellung

bedingt, dass eine eingehende Qualitätsprüfung des PPS auf Integrität erfolgen muss, da Signalstörungen wahrscheinlicher sind als bei einer Integration des Moduls im Gerät. Die Systemeinheit zur Synchronisation deckt daher neben der eigentlichen Erzeugung des Abtasttaktes auch die Aspekte der Signalkonditionierung und PPS Qualitätsprüfung ab.

Erzeugung des Abtasttakts

Der Abtasttakt für den ADC wird aus dem Takt eines digitalen Oszillators abgeleitet, der wiederum mit dem GPS-PPS-Signal diszipliniert wird. Dahinter stehen zwei Überlegungen. Zum einen muss zwischen den PPS-Flanken die entsprechende Anzahl an Abtastimpulsen für den ADC erzeugt werden. Zum anderen ist ein Local Oscillator (LO) auf Quarzbasis auf kurzen Zeitskalen stabiler als das von außen zugeführte PPS-Signal. Auf langen Zeitskalen (einige Sekunden bis Minuten) verhält es sich umgekehrt.

Um die Langzeitstabilität des PPS auf den LO zu vererben, muss dieser in seiner Frequenz anpassbar sein. Über einen Vergleich der Phasenlagen zwischen PPS und dem LO kann dann ermittelt werden, wie groß diese Anpassung sein muss. Wegen der Umwelteinflüsse auf den LO (Temperatur, Betriebsspannung, Alter) erfolgt diese Anpassung kontinuierlich.

Um einen Abtasttakt erzeugen zu können, der um ein Vielfaches schneller als das PPS ist, läuft der lokale Oszillator mit einer entsprechend hohen Frequenz. Durch Teiler wird daraus einerseits ein Vergleichssignal zum PPS (also ein internes PPS) und andererseits der ADC Takt erzeugt.

Die Implementierung erfolgt in Form einer Phasenregelschleife (PLL, Phase Locked Loop) mit der Architektur entsprechend Abbildung 6.15. Um die Anzahl zusätzlicher Hardwarebausteine zu minimieren und zur Steigerung der Zuverlässigkeit ist sie vollständig digital ausgeführt. Sie wird mit den Komponenten des System-On-Chip Moduls realisiert.

Die Schleife besteht zunächst aus den typischen Blöcken Phasendetektor, Schleifenfilter, Oszillator und Teiler. Darüber hinaus leisten weitere Blöcke die Signalkonditionierung und Verzögerungskompensation.

PPS-Konditionierung (KOND) Das PPS-Signal ist – wie jedes andere von außen zugeführte Digitalsignal – asynchron zum Takt der Logik im FPGA. Fällt eine Flanke dieses Signals genau mit einer des FPGA-Taktes zusammen, kann ein metastabiler Zustand der ersten Logikzelle (Eingangs-Flip-Flop) zu widersprüchlichen Zuständen der nachgeschalteten Logik führen. Daher erfolgt eine zweifache „Eintaktung“ in die Taktdomäne des Phasendetektors. Zusätzlich ist die Möglichkeit vorgesehen, das PPS-Signal bei Bedarf zu invertieren, um auch GPS-Empfänger mit invertierter PPS-Definition

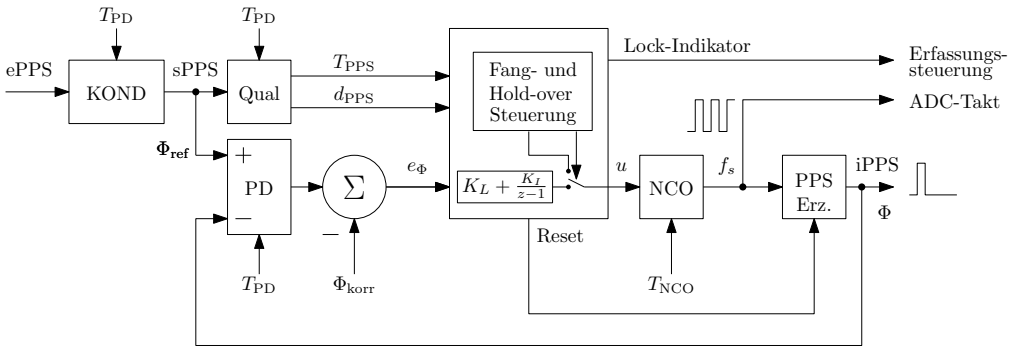


Abbildung 6.15: Blockschaltbild der digitalen Phasenregelschleife zur Erzeugung des Abtasttaktes aus dem GPS-PPS-Signal.

verwenden zu können. Durch die Konditionierung entsteht eine Verzögerung von zwei Taktzyklen.

Phasendetektor (PD) Der Phasendetektor vergleicht die Phasenlagen des von außen angelegten PPS mit dem abgeleiteten internen Signal. Sein Ausgang e'_φ ist proportional zum zeitlichen Versatz (einem Proxy für die Phasenverschiebung) zwischen den Signalen. Wegen der geringen Frequenz des PPS von 1 Hz erfolgt die Messung der Verschiebung direkt mit einem Zähler, der von den Signalfanken gesteuert wird. Die Auflösung entspricht dem verwendeten Zählertakt $\pm T_{PD}$ und die nötige Breite des Zählerregisters der messbaren Maximalverschiebung $\max(t_v)/\pm T_{PD}$.

Verzögerungskompensation Bei der Konditionierung des PPS entsteht eine Verzögerung äquivalent zu zwei Zyklen des Taktes T_{PD} . Zusätzlich ist die Erfassung der Abtastwerte im ADC mit Verzögerungen in der Größenordnung von Mikrosekunden verbunden und auch GPS-Empfänger können deterministische Verzögerungen im PPS-Ausgang von einigen hundert Nanosekunden aufweisen [103]. Diese Effekte machen eine Möglichkeit zur Kompensation erforderlich, um die Abtastzeitpunkte an der UTC ausrichten zu können. Die Verzögerungskompensation wird erreicht, indem von der dynamisch ermittelten Phasendifferenz zwischen internem und externem PPS ein zeitlich konstanter Betrag Φ_{korr} subtrahiert wird. Die Kalibrierung der Verzögerungskompensation erfolgt einmalig durch eine Ermittlung der beteiligten Systemlatenzen. Durch den Aufbau dieses Gliedes als Zähler kann sie jedoch zur Systemlaufzeit verändert werden.

Numerically Controlled Oscillator (NCO) Der NCO erzeugt nach dem Prinzip der Phasenakkumulation einen Ausgangstakt mit einstellbarer Frequenz. Als Grundtakt

dient dazu einer der Systemtakte des SoC-Moduls, der wiederum durch einen Quarzoszillator auf dem Modul selbst bereitgestellt wird. Der NCO hat die nachfolgend dargestellte Struktur:

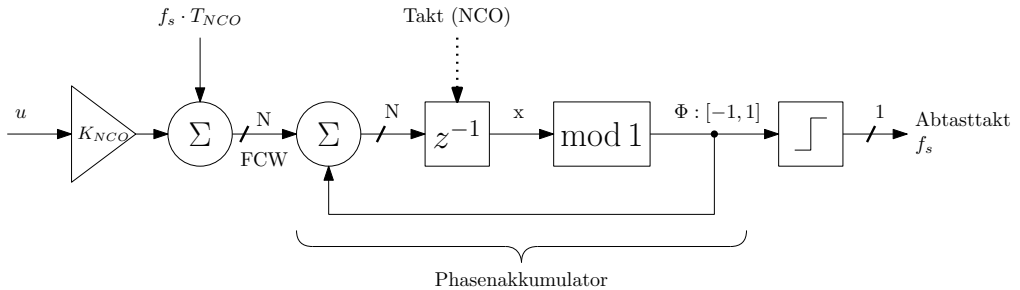


Abbildung 6.16: Blockschaltbild des NCO. Die Ausgangsphase Φ ist hier auf den Bereich -1 bis 1 abgebildet und ist in der Implementierung passend diskretisiert. Dies wird durch die angegebenen Wortbreiten N symbolisiert.

In jedem Takt (Periodendauer: T_{NCO} , Frequenz f_{NCO}) wird ein einstellbarer Summand auf den Phasenakkumulator addiert. Letzterer hat eine begrenzte, definierte Wortbreite N , sodass es periodisch zum Überlauf des Akkumulators kommt. Dargestellt wird dies durch die Modulo Operation, die die Phase zyklisch auf den Bereich -1 bis 1 abbildet. Der Summand bestimmt die Häufigkeit des Überlaufs und wird daher **Frequency Control Word (FCW)** genannt. Die Ausgangsfrequenz des Oszillators ergibt sich damit als:

$$f_{out} = \frac{f_{NCO}}{2^N} \text{FCW}. \quad (6.8)$$

Der minimale Frequenzhub oder die Frequenzauflösung Δf ergibt sich für $\text{FCW} = 1$, also:

$$\Delta f = \frac{f_{NCO}}{2^N} \quad (6.9)$$

Die Größe des Akkumulators N und die Taktfrequenz f_{NCO} müssen daher passend zu den Anforderungen der zulässigen Zeitabweichung gewählt werden. Begrenzt wird die minimal detektierbare Phasenabweichung durch die Auflösung des Phasendetektors. Der Ausgang der PLL pendelt zwangsläufig um diese minimale Abweichung, wobei Δf diese Periodizität nach unten hin begrenzt. Vorzugsweise muss Δf also so klein gewählt sein, dass die Periodizität dieser parasitären Oszillation bei einer Vielzahl (>100) von PPS-Perioden liegt.

PPS-Erzeugung Der Phasenvergleich mit dem PPS des GPS-Empfängers erfordert die Erzeugung eines internen Vergleichssignals mit derselben Periodizität. Dafür verwendet die PPS-Erzeugung einen Zähler, der mit der erzeugten Abtastfrequenz F_s inkrementiert wird. Beim Zählerüberlauf wird die steigende Flanke des internen PPS $iPPS$ erzeugt. Für die Beschleunigung der Synchronisation (s. Abschnitt 6.4.4) verfügt der Zähler zusätzlich über einen Rücksetzeingang.

PPS-Qualitätsprüfung (Qual) Unabhängig von der Operation der Phasenregelschleife im quasi-stationären Dauerbetrieb bestimmt der Qual-Block kontinuierlich die Periodendauer und den Tastgrad d_{PPS} (Duty-Cycle) des externen PPS. Dafür werden entsprechende Zähler eingesetzt, die mit der zeitlichen Auflösung T_{PD} beide Parameter messen und der Kontrolleinheit zur Verfügung stellen.

Kontrolleinheit / Schleifenfilter In der Regeleinheit wird die Regelabweichung e_φ verarbeitet und eine Stellgröße u passend errechnet, sodass sie zur Verringerung der Regelabweichung führt. Im stationären Betrieb entspricht das Verhalten einem PI-Regler. In den Sonderfällen, etwa bei der ersten Synchronisation mit dem externen PPS-Signal (auch als Fangen bezeichnet), werden abweichende Funktionen eingesetzt, um die Einschwingzeit zu verringern. Diese werden nachfolgend erläutert.

Zustände der Schleifenregelung

Das Verhalten der Phasenregelschleife wird durch folgendes Zustandsdiagramm, Abbildung 6.17 mit vier Zuständen beschrieben. Kernpunkte sind die Prüfung des ePPS auf Konsistenz, die je nach Zustand auf unterschiedliche Art stattfindet und die Beschleunigung des Einrastens durch Zurücksetzen der PPS-Erzeugung.

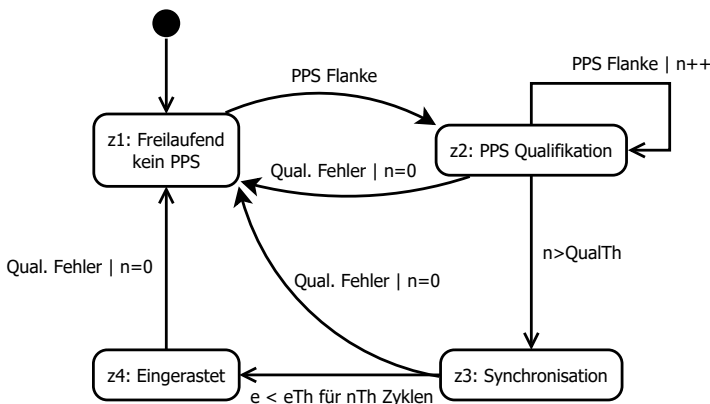


Abbildung 6.17: Zustandsdiagramm für die Synchronisation der Takterzeugung mit dem GPS-PPS-Signal.

z1: Im ausgerasteten Zustand, der durch eine veränderliche Phasenlage zwischen lokalem Takt und externem PPS gekennzeichnet ist, wird das zuletzt ermittelte Frequency Control Word des NCO gehalten. War die PLL zuvor synchronisiert, so driften die Phasen von ePPS und iPPS durch Frequenzschwankungen des lokalen Oszillators und die begrenzte Auflösung des NCO langsam auseinander. In diesem Zustand ist das System sensitiv auf auftretende PPS-Flanken.

z2: Bei Auftreten einer PPS-Flanke beginnt die Qualitätsprüfung des PPS. Im Qual-Block werden Zähler gestartet, anhand deren Ergebnis das PPS auf Dauer und Tastgrad geprüft wird. Erfüllt das Signal die Anforderungen an die Periodendauer ($T_{th-} < T_{PPS} \leq T_{th+}$) und an den Tastgrad ($d_{th-} < d_{PPS} \leq d_{th+}$), wird ein entsprechender Zähler (n) inkrementiert. Erfüllt eine PPS-Periode die Anforderungen nicht, wird der Zähler zurückgesetzt und Zustand z1 eingenommen.

z3: Überschreitet der Zähler den Wert N_{ih} , wird das PPS als gültig und stabil eingestuft. Es beginnt die Synchronisation der PLL mit dem Takt des PPS. Dazu werden zwei Fälle unterschieden:

- a) Ist die Phasendifferenz zwischen den ePPS und iPPS kleiner als Φ_{th} , wird das Schleifenfilter direkt mit dem ermittelten $e\Phi$ beaufschlagt und bewegt den Oszillator in Richtung der Referenz. Unterschreitet der summierte Phasenfehler der letzten L_{th} Perioden den Schwellwert $e_{\Phi,thL}$, so wird der Übergang in den Zustand z4 erreicht.
- b) Ist die initiale Phasendifferenz zwischen ePPS und iPPS größer als der vorgegebene Grenzwert, so wird ein Reset der PPS-Erzeugung ausgelöst und anschließend wie in a) verfahren. Auf diese Weise wird der initiale Phasenfehler auf $\pm T_s$ gesetzt. Zum Erreichen des Zustandes z4 muss daher ein deutlich kleinerer Phasenfehler aufgeholt werden und die Fangzeit wird erheblich verkürzt.

z4: Im eingerasteten Zustand z4 ist der Phasenfehler e_φ im Mittel null, sofern nicht äußere Störgrößen (Jitter des LO, Frequenzschwankungen des LO durch Temperatureinflüsse etc.) wirksam werden. Die Phase des Ausgangs pendelt wegen der Diskretisierung, also der minimalen einstellbaren Schrittweite des NCO, um die tatsächliche Phasenlage des ePPS. In z4 erfolgt die Überprüfung des ePPS auf Gültigkeit durch die Überwachung des ermittelten Phasenfehlers für jede ePPS-Flanke. Überschreitet dieser Phasenfehler einmalig den festgelegten Grenzwert $e_{\varphi,thU}$, erfolgt der Wechsel nach z1. Die Zustände des Schleifenfilters (d. Integrator) werden eingefroren, das aktuelle e_φ wird nicht für die Berechnung der Stellgröße herangezogen.

Zeitstempelerzeugung

Dank der zuvor beschriebenen Erzeugung des Abtasttaktes haben die Abtastzeitpunkte bereits einen bekannten Bezug zum PPS-Signal – und damit zum Beginn der UTC-Sekunde. Diese Information über den Abtastzeitpunkt ist bei einer kontinuierlichen seriellen Speicherung der Abtastwerte implizit in der Speicheradresse kodiert. Für Zeiträume unterhalb einer Sekunde besteht damit eine eindeutige Zuordnung. Für Zeiträume über eine Sekunde hinaus geht diese Eindeutigkeit wegen der Periodizität des PPS jedoch verloren. Es wird daher zusätzlich ein Zeitstempel vergeben, der Informationen über Uhrzeit und Datum trägt. Der Fluss der Zeitinformationen gestaltet sich wie in Abbildung 6.18 gezeigt.

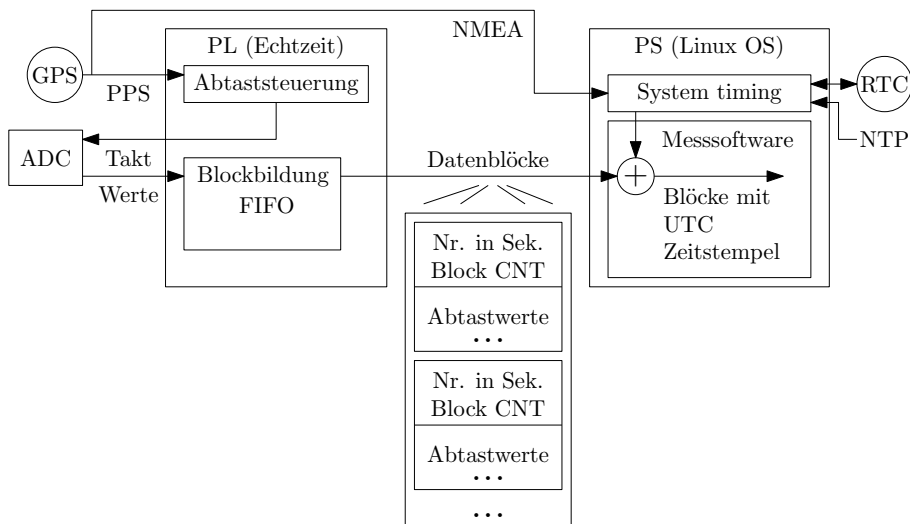


Abbildung 6.18: Fluss der Zeitinformation im neuen Systemkonzept. Die Zuordnung von UTC-Zeitstempel und Abtastwert erfolgt blockweise und zweistufig.

Die Information über den Sekundenbeginn (PPS) erreicht den Echtzeitteil des Systems in der PL und steuert dort die Abtastung. Demgegenüber wird die Uhrzeit- und Datuminformation dem Betriebssystem des Erfassungssystems zugeführt. Dafür wird eine serielle Schnittstelle eingesetzt, deren softwareseitige Steuerung durch die Boardmittel des Betriebssystems erfolgt.

Bei Abtastraten im Kilohertzbereich ist es wegen des Speicheraufwandes unzweckmäßig jedes Datum mit einer individuellen Zeitinformation zu versehen. Daher wendet das System ein zweistufiges blockweises Vorgehen an, das mit dem blockweisen Datenaustausch zwischen PL und PS korrespondiert.

In der Echtzeitdomäne erfolgt die Aufteilung der Daten, wobei die Abtastwerte innerhalb der Blöcke sequentiell aufeinander folgen. Bei der gegebenen äquidistanten Abtas-

tung genügt daher die Speicherung einer blockweisen Zeitinformation. Dazu werden im Header eines jeden Datenblocks zwei Indices gespeichert. Der erste q_s wird blockweise inkrementiert und mit der PPS-Flanke zurückgesetzt. Er kodiert damit die Position des Datenblocks in der aktuellen Sekunde. Der zweite Index q_l wird ebenfalls blockweise inkrementiert, läuft aber mit einer wählbaren Periodizität deutlich größer 1 Sekunde über.

Auf der PL-Seite verarbeitet die Messsoftware die asynchron übergebenen Datenblöcke. Durch Auswertung der Indices erfolgt die Zuordnung der Blöcke zu der UTC-Zeitinformation des Betriebssystems. Anhand der Blocknummer in der Sekunde q_s , der Abtastrate f_s und der Blockgröße N_b wird der Sekundenbruchteil des Zeitstempels ermittelt (T_s).

$$T_s = q_s N_b f_s \quad (6.10)$$

Die Zuordnung der Sekunde zum Datenblock erfolgt durch die Reihenfolge in der die Datenblöcke auftreten. Daher wird vorausgesetzt, dass die Messsoftware innerhalb von einer Sekunde nach der Erfassung eines Datenblocks dessen Zuordnung zu einem UTC-Zeitstempel vornimmt.

Da dieses Verhalten bei der Ausführung der Messsoftware nicht garantiert werden kann, dient der zweite Index q_l einer Feststellung der Blocksequenz über eine Sekunde hinaus. Kommt es also bei der Verarbeitung zu einer Verzögerung oder zu einem Pufferüberlauf beim Datentransfer zwischen PL und PS, kann der Zeitstempel durch Auswertung von q_l und die Zeitstempel der benachbarten Blöcke zurückgewonnen werden. Die Überlaufperiodizität des Zählers q_l wird so gewählt, dass sie die angenommene Worst-Case Reaktionszeit der Messsoftware sicher überschreitet.

Das Betriebssystem hat für die Feststellung der UTC-Zeit Zugriff auf mehrere externe Zeitquellen. Neben den NMEA-Telegrammen kann über den Netzwerkzugang auf einen Server zugegriffen werden, der Zeitinformationen über das NTP bereitstellt. Zusätzlich verfügt das System über eine batteriegepufferte Real-Time-Clock. Letztere erlaubt, in gewissen Grenzen, einen Betrieb auch bei Fehlen von GPS-Empfang oder Netzwerkzugang. Die Zusammenführung dieser Zeitquellen anhand einer momentanen Bewertung ihrer Zuverlässigkeit und das Nachführen der RTC wird von der in Abschnitt 6.2 eingeführten EDR-Software geleistet.

6.5 Entwicklung eines Eingangsmoduls für Rogowskispulen

Für die Strommessung ist in der entwickelten Systemarchitektur auch der Einsatz von Rogowskispulen vorgesehen. Sie finden überwiegend dort Anwendung, wo ihre Flexibilität bezüglich der nachträglichen Installation vorteilhaft ist. Kommerziell vermarktet werden Spulen daher vor allem für den Einsatz mit mobiler Messtechnik zur Untersuchung hochfrequenter Signalanteile – etwa für die Überwachung der Power Quality nach DIN EN 50160. Für diese Anwendung haben Bandbreite und Linearität des Frequenzgangs Vorrang, da das quasi-stationäre Verhalten der harmonischen Ströme interessiert. Der Einsatz zur universellen Datenerhebung als auch die Anwendungen nach Kapitel 3 erfordern hingegen zusätzlich gutes Zeitbereichsverhalten und einen großen Dynamikumfang zur Messung kleiner Ströme unter ca. 100 Ampere. Dieser Abschnitt beschreibt daher die Anforderungen und Entwicklung geeigneter Methoden der Signalkonditionierung.

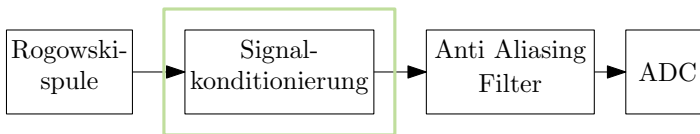


Abbildung 6.19: Signalkette der Stromeingänge für Rogowskispulen.

6.5.1 Herausforderungen durch Einsatzbedingungen

Typische Messpunkte liegen in Ortsnetzstationen, Kabelverteilschränken oder an Hausanschlüssen, wo oftmals beengte Platzverhältnisse vorliegen. Die Spulen befinden sich daher dort, wo die Einzelleiter zugänglich sind und werden über ein Koaxialkabel mit dem Messgerät verbunden.

Störungsüberlagerung In unmittelbarer Nähe befinden sich typischerweise weitere Betriebsmittel der elektrischen Energieversorgung wie Sicherungsautomaten und Schütze, in denen regelmäßig Schaltlichtbögen auftreten. Deren lokale hochfrequente Wechselfelder koppeln in die Rogowskispulen ein und stellen damit für die Signalkonditionierung eine Herausforderung dar. Um die Empfindlichkeit bezüglich der Einkopplung grob abzuschätzen, wurde im Rahmen der Arbeit eine experimentelle Untersuchung durchgeführt. Zu diesem Zweck wurden drei unterschiedliche Spulen in unmittelbarer Nähe zueinander positioniert. Im seitlichen Abstand von 0,5 m wird durch das An- und Abschalten einer ohmschen-induktiven Last (Transformator mit $P_n = 80 \text{ W}$ und entsprechender Widerstandslast) eine Anregung erzeugt. Beispielhaft

zeigt Abbildung 6.20 die Spannungsverläufe an den Spulenausgängen in Reaktion auf die Anregung.

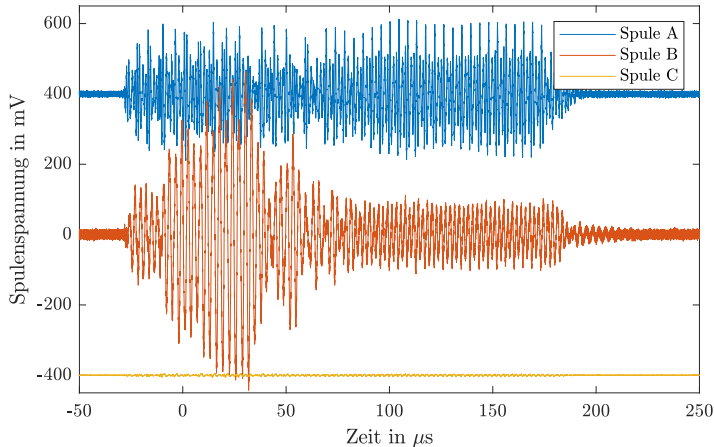


Abbildung 6.20: Spannung am Ausgang von Rogowskispulen bei Anregung mit einem Schaltlichtbogen in unmittelbarer Nähe. Zur Darstellung um ± 400 mV verschoben. Messungen mit Speicheroszilloskop (Eingangsimpedanz $1\text{ M}\Omega \parallel 10\text{ pF}$) zeigen das gleiche Ereignis. Sensitivität der Spulen: A&B: $22,5\ \mu\text{V}/\text{A}$, C: $68\ \mu\text{V}/\text{A}$.

Auffällig sind die stark unterschiedlichen Signalamplituden (400 mV vs. 6 mV) und die Dominanz von Signalanteilen im Bereich von 400 kHz (s. Abbildung 6.20). Diese Unterschiede haben ihren Ursprung in der Spulenkonstruktion und sind daher bezüglich der Signalverarbeitung nicht beeinflussbar. Vielmehr muss die Signalauswertung tolerant gegenüber diesen Effekten sein.

Signalamplituden Prinzipbedingt sind die Ausgangsamplituden von Rogowskispulen vergleichsweise klein. Typische Sensitivitäten liegen zwischen $k_{\text{rog}} = 22,5\ \mu\text{V}/\text{A}$ und $68\ \mu\text{V}/\text{A}$. Soll beispielsweise der Gesamtstrom aller Abgänge einer Trafostation im stationären Betrieb (bei Annahme üblicher Größenordnungen) gemessen werden, so ist ein Maximalwert von ca. 1 kA zu erwarten, was mit einer Spulenspannung von $22,5\text{ mV}$ korrespondiert. Im Bereich von Hausanschlüssen rangieren die maximalen Dauerströme typischerweise zwei Größenordnungen darunter (bis etwa 32 A , sodass hier $32\text{ A}k_{\text{rog}} = 720\ \mu\text{V}$ zu erwarten sind). Eine hochauflösende Quantisierung dieser Größen (z.B. 16-Bit, 65536 Stufen) verlangt daher auf der Eingangsseite der Signalkonditionierung nach einer Auflösung von Spannungsunterschieden im Nano-Volt Bereich. Das Rauschen der Verstärkerstufen und thermoelektrische Potentiale von Steckverbindungen sind daher nicht vernachlässigbar.

Stromtransienten Durch die ableitende Charakteristik der Spule (s. Gleichung (2.60)) führen rapide Stromänderungen zu großen Spannungen am Spulenausgang. Die Auslegung der Signalkonditionierung soll zweckmäßigerweise so erfolgen, dass Transienten nur durch die unvermeidliche Bandbegrenzung des AAF (B_A) verändert werden, nicht aber durch die Signalkonditionierung im Eingangsmodul. Die Abschätzung der daraus resultierenden Anforderungen basiert auf der Annahme eines Transienten in Form einer PT-1 Sprungantwort mit der Zeitkonstante $\tau = 1/2\pi B_A$. Für ein solches transientes Modellsignal mit dem Verlauf $i(t) = I_0(1 - e^{-t/\tau})$ erzeugt die Rogowskispule am Ausgang den Spannungsverlauf

$$u_{r,T}(t) = -M \cdot I_0 \frac{1}{\tau} e^{-t/\tau}. \quad (6.11)$$

Im stationären Fall eines sinusförmigen Netzstroms ergibt sich hingegen

$$u_{r,S}(t) = M \cdot 2\pi f I_0 \cos(2\pi f t). \quad (6.12)$$

Die Faktoren $1/\tau$ und $2\pi f$ skalieren mit dem Verhältnis von AAF-Bandbreite (25 kHz) und Netzfrequenz (50 Hz).

$$\frac{\hat{u}_{r,T}}{\hat{u}_{r,S}} = \frac{1/\tau}{2\pi f} = \frac{B_A}{f} \quad (6.13)$$

Daher muss zur Abbildung eines Transienten mit der Sprunghöhe I_0 ein Signal mit dem 500-fachen Spitzenwert des stationären Netzsinus verarbeitet werden können. Solche Ströme treten bei Fehlerfällen im Netz oder beim Schalten reaktiver Lasten auf und überschreiten die Werte des Normalbetriebs deutlich. Insbesondere können die Leiterströme bei Schaltvorgängen an Transformatoren auch durch einen rasch (wenige Sekunden) abklingenden Gleichstrom überlagert sein. Die untere Grenzfrequenz der Signalverarbeitungskette sollte daher so niedrig wie möglich sein, um auch in diesen Szenarien eine annähernd korrekte Erfassung zu ermöglichen.

6.5.2 Zusammenfassung der Anforderungen

Aus diesen Einsatzbedingungen ergeben sich zusammengefasst die folgenden Anforderungen:

- kleinster Messbereich mit Spitzenwert von 100 A und typischer Bereich mit 3 kA
- Abbildung auf einen Ausgangssignalpegel von ± 10 V
- 3-dB Bandbreite größer als $B_{AAF} \approx 25$ kHz
- flacher Amplitudenfrequenzgang ($\pm 0,1$ %) zwischen 45 und 65 Hz

- flacher Phasenfrequenzgang ($0,1^\circ$) zwischen 45 und 65 Hz
- geringes Ausgangsrauschen im Band von DC bis B_{AAF}
- Toleranz gegenüber Stromtransienten innerhalb des Messbereichs
- geringe Sensitivität gegenüber eingekoppelten HF-Störungen

Darüber hinaus ist es wünschenswert, die Flachheit der Frequenzgänge so weit wie möglich in Richtung B_{AAF} auszudehnen, damit auch hochfrequente harmonische Ströme messbar sind.

6.5.3 Spulenparameter und Terminierung

Für die Systemanalyse und schaltungstechnische Simulationen werden Modelle typischer Rogowskispulen benötigt.

Die Modellierung erfolgt anhand des Ersatzschaltbildes aus Abschnitt 2.4.2 und im Rahmen der Arbeit gemessener Impedanzverläufe praktisch verfügbarer Spulen. Abbildung 6.21 zeigt die von der Ausgangsseite her gemessene Impedanz für drei verschiedene Spulen.

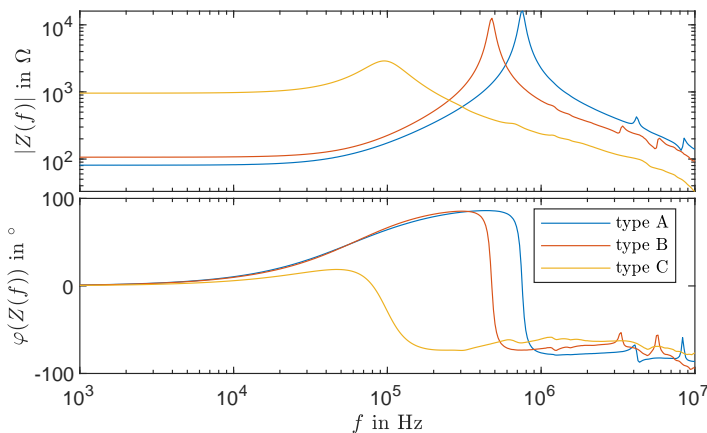


Abbildung 6.21: Bode-Diagramm des experimentell ermittelten Impedanzfrequenzgangs für drei verschiedene Rogowskispulen

Deutlich ist jeweils die Eigenresonanz zu erkennen, die im Modell nach Abbildung 2.19 durch das Zusammenspiel von Windungs- und Kabelkapazität C_w mit der Induktivität L_w entsteht. Durch den spezifischen Aufbau unterscheiden sich die Geometrien und Windungszahlen, sodass sich auch im Impedanzverlauf erhebliche Unterschiede erge-

Spule	k_{rog}	$f_r / \mu\text{H}$	$L_w / \mu\text{H}$	C_w / pF	R_w / Ω	R_t / Ω
A	22.5	752 kHz	237 μH	189 pF	81 Ω	2,62 k Ω
B	22.5	476 kHz	290 μH	386 pF	107 Ω	2,29 k Ω
C	86.5	95,3 kHz	1,59 mH	1,75 nF	960 Ω	54 M Ω

Tabelle 6.4: Geschätzte Spulenparameter und errechneter Parallelwiderstand zur Terminierung für kritische Dämpfung.

ben. Ist der Primärstrom null, wird die sekundärseitige Impedanz beschrieben durch:

$$Z_{\text{rog}} = \frac{u_{\text{rog}}}{i_{\text{rog}}} = \frac{j\omega L + R_w}{-\omega^2 L_w C_w + j\omega C_w R_w + 1}. \quad (6.14)$$

Windungswiderstand R_w , Kapazität C_w und Induktivität L_w können aus $Z(f)$ mit der Methode der kleinsten Quadrate aus dem Frequenzgang bestimmt werden. Alternativ kann R_w auch durch eine Widerstandsmessung bei DC, L durch $L_w \approx Z/\omega : \omega \ll \sqrt{LC}$, und C_w durch den Resonanzpunkt $C_w = 1/(\omega_r^2 L_w)$ abgeschätzt werden. Die ermittelten Werte für drei typische Spulen zeigt Tabelle 6.4.

Die Modellierung als System 2. Ordnung nach Gleichung (6.14) erlaubt die Angabe eines Parallelwiderstandes bei dem sich ein kritisch gedämpftes Verhalten einstellt:

$$R_{\text{krit}} = 2\sqrt{L_w C_w} \quad (6.15)$$

Für die Bestimmung einer externen Parallelterminierung werden die schon vorhanden Wicklungswiderstände berücksichtigt:

$$R_t = \left(\frac{1}{2\sqrt{L_w C_w}} - \Re \left(\frac{1}{R_w + j\omega_r L_w} \right) \right)^{-1} \quad (6.16)$$

Diese Werte finden sich in der letzten Spalte von Tabelle 6.4. Eine Betrachtung der Werte zeigt, dass einige Spulentypen über R_w bereits kritisch gedämpft ausgelegt sind, sodass sich für die zusätzliche Parallelterminierung vernachlässigbar hohe Werte ergeben (Spule C). Bei anderen Produkten ist dies nicht der Fall. Für Spulen der Typen A&B muss eine Terminierung in der Eingangsbeschaltung der Signalkonditionierung erfolgen, damit bei einer breitbandigen externen Anregung keine störende Oszillation auftritt.

Bei der Betrachtung der Spule als System 2. Ordnung mit der Terminierung R_t folgt für deren Übertragungsfunktion[104]:

$$G(s) = \frac{U_a(s)}{I_p(s)} = \frac{Ms}{L_w C_w + \left(\frac{L_w}{R_t} + R_w C_w\right) s + \left(\frac{R_w}{R_t} + 1\right)} \quad (6.17)$$

Anhand der bereits bestimmten Parameter aus Tabelle 6.4 und Gleichung (6.17) ist eine Validierung des Modells im Experiment per Stromanregung möglich. Dafür wird ein Versuchsaufbau nach Abbildung 6.22 verwendet.

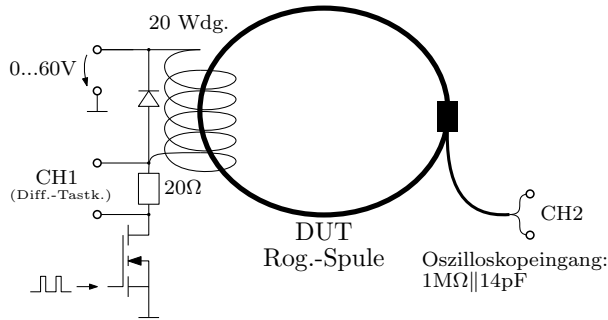


Abbildung 6.22: Messaufbau zur Überprüfung des Spulenmodells durch Sprunganregung.

Per Speicheroszilloskop (RTO3004[105]) werden Referenzstrom (CH1) und Spulenspannung (CH2) erfasst. Über die Höhe der Anregungsspannung wird der Spitzenstrom eingestellt. Die Zeitkonstante des Stromanstiegs wird hauptsächlich durch den RL-Tiefpass aus Anregungswindung und Messwiderstand ($20\ \Omega$, induktionsarm) bestimmt und beträgt hier

$$\tau_{\text{exc}} = t_{r, \text{ext}} \frac{1}{\ln(0,9) - \ln(0,1)} \approx 110 \text{ ns.} \quad (6.18)$$

Diese Werte sind so gewählt, dass die approximierte Bandbreite ($1/2\pi\tau_{\text{exc}}$) der Anregung oberhalb der Selbstresonanzfrequenz der betrachteten Rogowskispulen liegt. Für die Simulation wird der gemessene Stromverlauf als Anregung verwendet. Weiterhin wird der Einfluss der Eingangskapazität des Oszilloskops ($14\ \text{pF}$) berücksichtigt, indem die C_w entsprechend angepasst wird. Der ohmsche Anteil der Eingangsimpedanz wird als R_t berücksichtigt, siehe Gleichung (6.17). Abbildung 6.23 zeigt die gemessene und anhand des erstellten Modells simulierte Reaktion der Spulen auf einen Stromsprung für die Spulentypen A und C. Typ B wird nicht dargestellt, da dessen Ergebnisse konzeptionell denen von Typ A entsprechen.

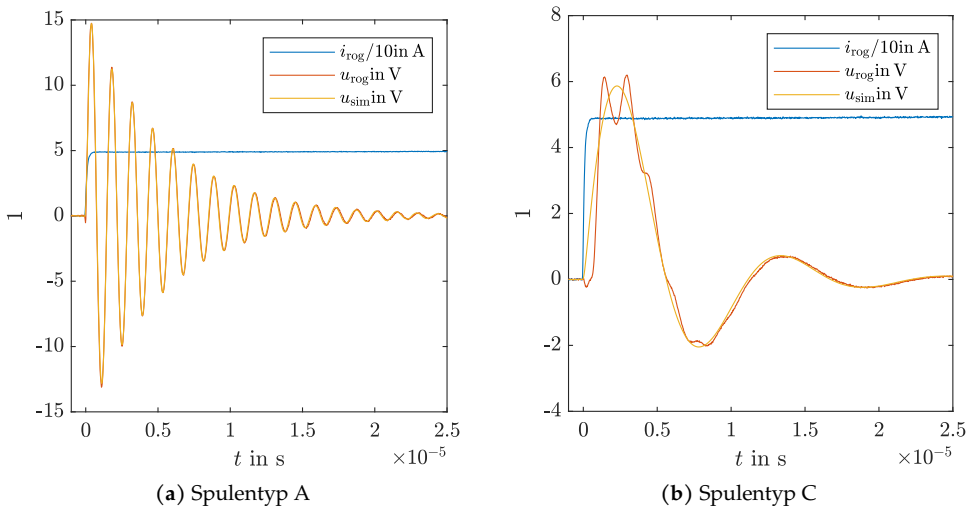


Abbildung 6.23: Vergleich der Sprungantworten von Spulenmodell und Messung für die unterschiedlichen Spulentypen A und C. Datenerhebung entsprechend des Messaufbaus nach Abbildung 6.22.

Makroskopisch zeigt der Vergleich für beide Spulentypen eine gute Übereinstimmung der Sprungantworten von Modell und realem System. Auffällig sind jedoch die Unterschiede zwischen den Spulentypen: Wie sich bereits bei der Parameterbestimmung angedeutet hat, sind Spulen vom Typ A nur schwach gedämpft. Im Zeitbereich ist daher eine ausgeprägte, langsam abklingende Oszillation zu beobachten. Die Sprungantwort bei Typ C ist hingegen deutlich stärker gedämpft und die Oszillation langsamer, ganz in Übereinstimmung mit den ermittelten Selbstresonanzfrequenzen, s. Tabelle 6.4. In Reaktion auf den Sprung tritt bei Typ C zusätzlich eine überlagerte Oszillation mit höherer Frequenz auf. Diese wird vom Modell nicht abgebildet. Für beide Systeme ist das transiente Verhalten nach ca. $20 \mu\text{s}$ – also einer Abtastperiode – auf weniger als 10% des Spitzenwertes abgeklungen.

Die gewählten Modelle für die Systementwicklungen sind daher strukturell ausreichend und die Parametrierungen ergeben eine gute Übereinstimmung zwischen Messung und Modell. Das nicht abgebildete HF-Verhalten von Spulentyp C liegt weit oberhalb Grenzfrequenz des Zielsystems und dominiert das Systemverhalten nicht. Es kann daher im gegebenen Kontext vernachlässigt werden.

6.5.4 Systementwicklung

Verstärkung Im Rahmen der Signalkonditionierung ist zunächst eine Verstärkung notwendig, um den geringen Ausgangspegel der Spule an den ± 10 V-Eingangsbereich des ADC anzupassen. Eine hohe Spulensensitivität vereinfacht hier das Design, was sich

insbesondere bei dem eingangs spezifizierten kleinen Messbereich von nur 100 Ampere bemerkbar macht. Für diesen muss bei Nennfrequenz die Verstärkung entlang der Signalkette

$$k_{100A} = \frac{10 \text{ V}}{86,6 \mu\text{V/A}100 \text{ A}} \approx 1155 \quad (6.19)$$

betragen. Für die eher üblichen Messbereiche von einigen Kiloampere genügen auch bei weniger sensitiven Spulen hingegen Verstärkungen von

$$k_{3kA} = \frac{10 \text{ V}}{22,5 \mu\text{V/A}100 \text{ A}} \approx 148,1. \quad (6.20)$$

Da die Auslegung für den kleineren Messbereich die herausfordernde ist, wird nur diese dargestellt. Wie sich abschließend zeigt, ist die Auswahl zwischen den Messbereichen durch eine Anpassung einer Verstärkerstufe zu gewährleisten, ohne dass weitere Änderungen notwendig sind.

Integrationsfunktion Neben Pegelanpassung ist die Realisierung der Integrationsfunktion der Hauptaspekt der Signalverarbeitung für Rogowskispulen. Diese wird in analoger Ausführung stets mit einem Tiefpass 1. Ordnung approximiert, da durch den Anstieg der Verstärkung des reinen Integrators für $f \rightarrow 0$ unvermeidliche parasitäre Offsets zum „Weglaufen“ des idealen Integrators führen würden. Für den Phasenfrequenzgang eines solchen Tiefpasses gilt aber der Ausdruck:

$$\varphi = -\arctan \frac{f}{f_g} \quad (6.21)$$

Problematisch daran ist, dass sich die Phase mit wachsendem Abstand von der Grenzfrequenz f_g nur sehr langsam ihrem Grenzwert (-90°) und damit dem gewünschten Verhalten annähert. Sind kleine Phasenfehler des Gesamtsystems erforderlich, erzwingt dies die Wahl einer niedrigen Grenzfrequenz. Abbildung 6.24 zeigt einen Ausschnitt des Frequenzgangs um 50 Hz für unterschiedliche Grenzfrequenzen.

Ein Fehler von $0,1^\circ$ bei 50 Hz, wie eingangs gefordert, wird erst bei einer Grenzfrequenz $f_g < 87 \text{ mHz}$ oder äquivalent $\tau > 1,82 \text{ s}$ erreicht. Bei derartig niedrigen Grenzfrequenzen der Signalkette werden langsam veränderliche Störeinflüsse wie driftende Offsets und das $1/f$ -Rauschen der verwendeten Operationsverstärker bereits erheblich verstärkt.

Systemstruktur Die Überblicksdarstellung 6.25 zeigt die entwickelte Struktur. Kernpunkt und Neuerung ist die Aufteilung der Integrationsfunktion auf zwei Stufen im Zusammenspiel mit der Verwendung von Methoden der digitalen Signalverarbeitung.

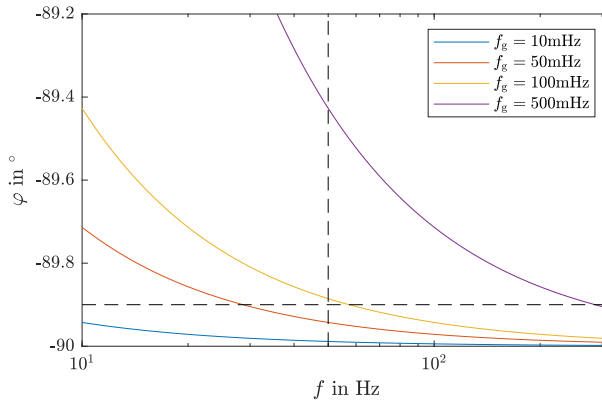


Abbildung 6.24: Detail des Phasengangs eines Tiefpassfilters 1. Ordnung zur Rekonstruktion der Stromsignalform bei Verwendung einer Rogowskispule. Die vertikale Linie zeigt 50 Hz, die waagerechte den Grenzfehler von $0,1^\circ$

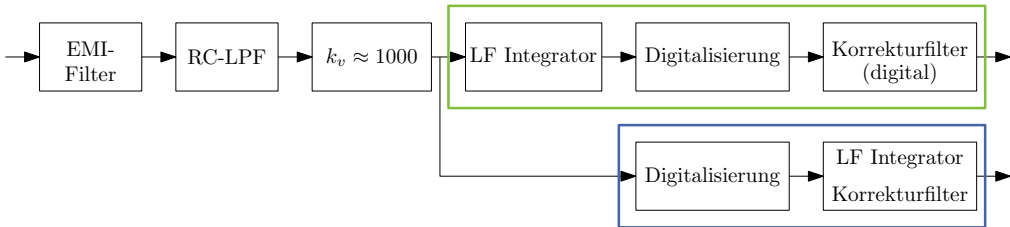


Abbildung 6.25: Signalkette der Signalkonditionierung der Stromeingänge für Rogowskispulen.

In der analogen Domäne übernimmt zunächst ein eingangsseitiger passiver RC-Tiefpass die Integration für „hohe“ Frequenzen, also oberhalb der Grenzfrequenz $f_{G0} = 1/2\pi R_0 C_0 = 1/2\pi\tau_0$ anhand der bekannten Übertragungsfunktion:

$$G_0(s) = \frac{1}{s\tau_0 + 1} = \frac{1}{sR_0C_0 + 1} \tag{6.22}$$

Es folgt eine Signalverstärkung k , die den Signalpegel auf den Eingangsbereich des ADC anhebt. Der Phasenfehler des eingangsseitigen, passiven RC-Integrators für Signale unterhalb und in der Nähe seiner Grenzfrequenz wird erst nachfolgend durch ein Glied mit der Übertragungsfunktion

$$G_1(s) = \frac{s + \frac{1}{\tau_1}}{s} \tag{6.23}$$

korrigiert. Dessen Amplitudenfrequenzgang fällt unterhalb der Knickfrequenz $f_{G1} = 1/2\pi R_1 C_1$ mit 20 dB je Dekade und verläuft dann flach mit der Verstärkung 1. Für Signale

weit unterhalb der f_{G1} entspricht sein Verhalten dem eines Integrators, während es für hohe Frequenzanteile „transparent“ ist. Es wird daher als LF(low frequency)-Integrator bezeichnet. Durch die Kettenschaltung ergibt sich die Übertragungsfunktion:

$$G(s) = k \left(\frac{s + \frac{1}{\tau_1}}{s} \right) \left(\frac{1}{s\tau_0 + 1} \right) \quad (6.24)$$

Um zu einem Gesamtsystem mit dem Verhalten eines Integrators zu gelangen, müssen beide Zeitkonstanten τ_0 und τ_1 identisch gewählt werden. Es resultiert ein integrierendes Gesamtverhalten mit der Zeitkonstante τ der DC-Verstärkung k .

$$G(s) = k \frac{1}{s\tau} \quad (6.25)$$

Wie schon Abbildung 6.25 andeutet, kann insbesondere der zweite Teil (G_1) der Signalverarbeitung auch digital umgesetzt werden, was hier verfolgt wird.

Funktionsaufteilung Die Aufteilung der Integration bewirkt, dass an geeigneter Stelle die Vorteile der digitalen Integration wie Langzeitstabilität und reduzierter Hardwareaufwand ausgenutzt werden können. Liegt f_{g0} oberhalb der Netzfrequenz f_0 wird – wie bei einer rein digitalen Implementierung – ausgenutzt, dass die ohnehin geringe Signalamplitude der Rogowskispule bei der Netzfrequenz nicht weiter abgeschwächt wird. Die Aufteilung hat darüber hinaus zwei weitere wesentliche technische Vorteile. Der erste betrifft die Abbildung transienter Ströme. In Abschnitt 6.5.1 wurde gezeigt, dass die bei Stromtransienten auftretenden Spulenspannungen die stationären Werte erheblich überschreiten. Eine direkte Digitalisierung des Spulensignals würde entweder den stationär nutzbaren Dynamikbereich erheblich reduzieren – hier um Faktor 500, s. Gl. (6.13) – oder aber in Kauf nehmen, dass transiente Ströme auch weit unterhalb der Messbereichsgrenzen ($1/500$ -stel) zu einer Übersteuerung führen und damit nicht abbildbar sind. Im neuen System werden die hochfrequenten Anteile bereits vor der Digitalisierung integriert, wodurch sich ihre Amplitude verringert. Analog zur Rechnung anhand Gleichungen (6.13) hängt der verbleibende Spitzenwert eines Transienten $\hat{u}_{r,T}$ am Ausgang des Tiefpassfilter (TPF) (G_0) von dessen Grenzfrequenz ab. In Relation zum Spitzenwert eines Stroms mit Netzfrequenz ($\hat{u}_{r,S}$) ergibt sich:

$$\frac{\hat{u}_{r,T}}{\hat{u}_{r,S}} = \frac{f_{g0}}{f_0} \quad (6.26)$$

Die Wahl von f_{g0} ist eine Abwägung. Wird f_{g0} gleich f_0 gewählt, können Transienten bis zum nominellen Bereichsendwert verarbeitet werden. In diesem Fall wird aber auch der Signalpegel des Netzsinus schon auf die Hälfte reduziert, was die Ausnutzung

des Quantisierungsbereiches des ADC reduziert und das effektive Rauschen erhöht. Eine Wahl f_{g0} mit rund $3f_0$ erscheint als geeigneter Kompromiss und verbessert die Transientenabbildung gegenüber der direkten Digitalisierung ca. 166-fach auf $1/3$ des Messbereichsendwertes.

Der zweite Vorteil liegt in der Unterdrückung hochfrequenter eingekoppelter Störungen, wie sie z.B. bei Schaltlichtbögen in der Nähe der Rogowskispule auftreten (s. Abschnitt 6.5.1). Derartige Signale jenseits der Verstärkerbandbreite führen zu einer Differenzspannung zwischen invertierendem und nicht-invertierendem Eingang des Operationsverstärkers. Übersteigt diese einige 10 mV, wird der interne Differenzverstärker übersteuert und es kommt zu Gleichrichteffekten. Diese äußern sich in einer Demodulation der HF-Störung, was sich als transiente Offsetverschiebung oder DC-Burst am Verstärkerausgang zeigt. Aufgrund der hohen Kettenverstärkung (≈ 1200) führen bereits geringfügige Offsets zu erheblichen Messfehlern am Systemausgang. Mit der vorgeschlagenen Architektur werden derartige Einflüsse durch die niedrige Impedanz des Filterkondensators bei hohen Frequenzen wirksam unterdrückt.

Digitale Filterung Für die Realisierung des LF-Integrators $G_1(s)$ als digitales Filter wird die Übertragungsfunktion mithilfe der bilinearen Transformation in den z -Bereich überführt[106]:

$$G(z) = G(s) \Big|_{s=2f_s \frac{z-1}{z+1}} \quad (6.27)$$

Dadurch wird die $j\Omega$ -Achse wiederholt auf den Einheitskreis $e^{j\omega}$ mit $-\pi < \omega \leq \pi$ abgebildet:

$$\omega = 2 \operatorname{atan} \left(\frac{\Omega}{2f_s} \right) \quad (6.28)$$

Diese Abbildungen sind nur für eine Frequenz exakt und ihr Abbildungsfehler wächst mit der Annäherung an die Nyquist-Frequenz $\Omega/2$. Abbildung 6.26 zeigt die Phasen- und Amplitudenfrequenzgänge von G_1 des Originalsystems und der transformierten Form im Vergleich. Für dieses einfache System erreichen die Abweichungen maximal 33 ppm und 0,36 Grad. Diese gute Übereinstimmung ist essentiell, damit sich in Kombination mit dem physisch vorhanden TPF (G_0) das gewünschte Verhalten ergibt.

Aus den bereits in Abschnitt 6.5.4 erläuterten Gründen muss die Verstärkung des Systems zusätzlich für $f \rightarrow 0$ begrenzt werden. Daher wird G_{1z} um ein zusätzliches digitales Tiefpassfilter ergänzt. Seine Grenzfrequenz ist durch die Anforderungen an den Phasenfehler bei der Nominalfrequenz festgelegt.

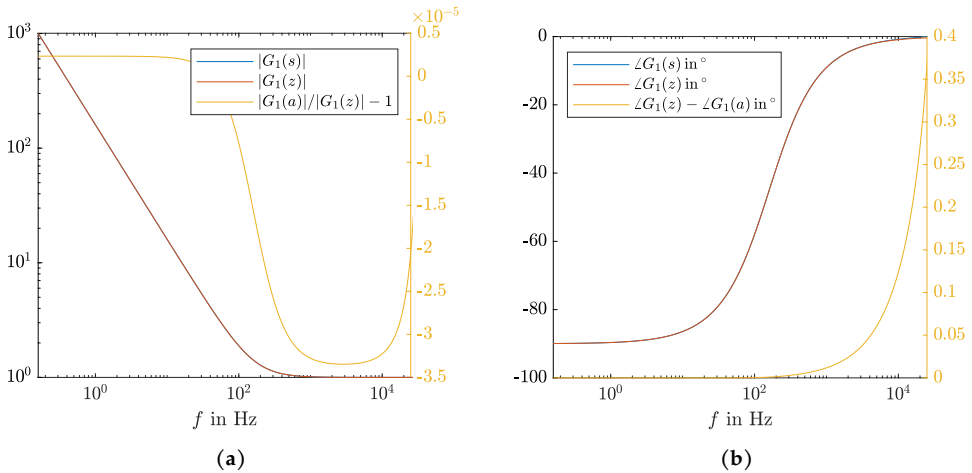


Abbildung 6.26: Amplitudenfrequenzgang (a) und Phasenfrequenzgang (b) des LF-Integrators in zeitkontinuierlicher Darstellung und nach bilinearer Transformation in den z -Bereich sowie die Unterschiede zwischen den Darstellungen.

Schaltung Durch die Funktionsauslagerung in die digitale Signalverarbeitung besteht der analoge Teil der Signalkonditionierung konzeptionell lediglich aus einer Gleichaktndrossel als Filter gegen elektromagnetische Interferenzen, dem Eingangstiefpass und einer Kaskade nicht-invertierender Verstärkerschaltungen, s. Abbildung 6.27. Über einen Abgriff nach der 1. Stufe kann die Verstärkung für die Realisierung größerer Messbereiche reduziert werden.

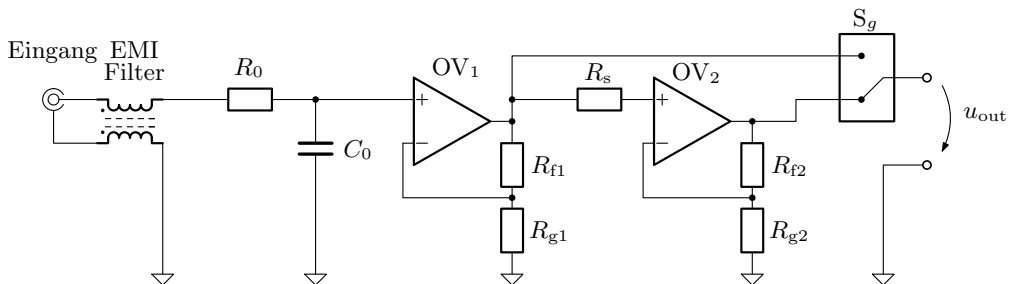


Abbildung 6.27: Schaltung des analogen Teils der Signalkonditionierung. Der Ausgang speist das Data Acquisition System eines analogen Eingangsmoduls.

Entsprechend der Dimensionierung, siehe Tabelle 6.5, ist die Gesamtverstärkung von ca. 1200 aus zwei identischen Stufen mit $k = 35$ aufgebaut. Die gewählten Operationsverstärker sind vom Zero-Drift-Typ, d.h. sie verfügen über interne Schaltungen, mit denen die Offsetspannung am Verstärkereingang kontinuierlich gegen null geregelt wird. Durch diese Architektur verändert sich auch das Spektrum des Verstärker-

Bezeichner	Wert / Typ
R_0	2,2 k Ω
C_0	0,4 μ F
OV ₁ , OV ₂	OPA189[107]
R_{f1}	3,4 k Ω
R_{G1}	100 Ω
R_{f2}	34 k Ω
R_{G2}, R_S	1 k Ω

Tabelle 6.5: Komponenten und Werte der gewählten Dimensionierung des AFE.

rauschens: Bei niedrigen Frequenzen, dort wo für konventionelle OV das Rauschen mit $1/f$ ansteigt, verläuft es für Zero-Drift-OVs flach. Das Rauschverhalten wird in Abschnitt 6.5.4 eingehender betrachtet.

Für die entsprechend Abschnitt 6.5.3 notwendige Terminierung der Rogowskispule wird kein gesonderter Widerstand verwendet. Statt dessen wird die Eingangsimpedanz der Konditionierung für hohe Frequenzen durch R_0 des TPF in der Nähe des ermittelten Wertes für R_t festgelegt. Wie die Versuche zur Sprunganregung gezeigt haben, muss R_t nicht exakt getroffen werden, da die Oszillationen schon im ungedämpften Fall recht zügig (innerhalb weniger Abtastintervalle) abklingen. Die Wahl eines Standardwertes nahe des unteren Endes des ermittelten R_t -Bereichs ($R_0 = 2,2$ k Ω) ist daher günstig. Für Spulen vom Typ C ergibt sich bei dieser Auslegung eine starke Überdämpfung. Durch die Rückwirkung der Eingangsimpedanz des Tiefpassfilters auf das Spulensystem und die Wirkung der Quellimpedanz der Spule auf die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters ergibt sich eine wechselseitige Abhängigkeit. Eine vergleichende Simulation des Systems aus Spule, Tiefpass und idealem Integrator entsprechend Abbildung 6.28 zeigt, dass die Frequenzgänge bis zur Grenzfrequenz des AAF von 25 kHz nur geringfügig beeinflusst werden. Insbesondere für den Typ A sind die Auswirkungen gering. Neben der erwünschten Dämpfung bewirkt die Beschaltung eine Veränderung der Phasengänge, was den Phasenfehler im relevanten Frequenzbereich geringfügig aber vorteilhaft reduziert.

Spulenabhängigkeit Im Bereich der Netzfrequenz dominiert der Spulenwiderstand die Spulenimpedanz und erscheint als Quellimpedanz am Eingang des AFE. Die Grenzfrequenz des Eingangstiefpasses verschiebt sich daher in Abhängigkeit der Spule, da effektiv die Summe aus R_w und R_0 wirksam wird. Diese Abhängigkeit macht eine einmalige Kalibrierung des Systems aus Rogowskispule und AFE erforderlich, um in der Signalverarbeitungskette die Bedingung $\tau_0 = \tau_1$ einzuhalten. Dem entsprechend muss τ_1 des digitalen Filters an die verwendete Hardware angepasst werden. Eine

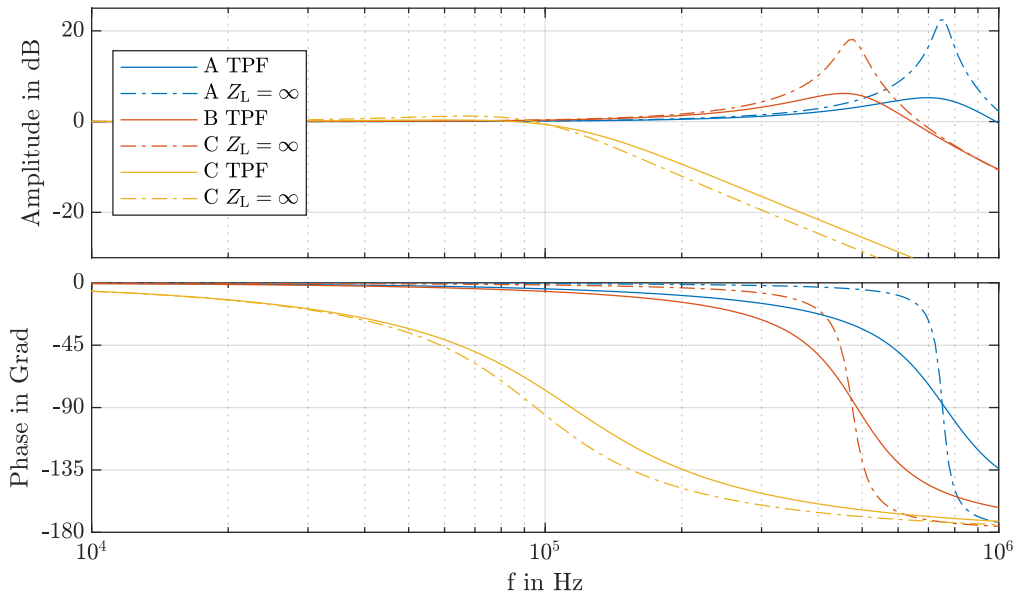


Abbildung 6.28: Vergleich der Frequenzgänge mit und ohne Belastung der Rogowskispulen durch den Eingangstiefpass des AFE. Amplitude normiert auf Wert bei 50 Hz.

solche Anpassung wird durch Variation der Koeffizienten des LF-Integrators erreicht, die auch zur Laufzeit durchgeführt werden kann.

Frequenzgänge Abbildungen 6.29 und 6.30 zeigen das durch Messung bestimmte Übertragungsverhalten des Gesamtsystems aus Rogowskispule, AFE und digitalem Filter für den Spulentyp C (gelb) im Frequenzbereich von 1 Hz bis zur halben Abtastfrequenz von 25 kHz. Für die Messung wird ein sinusförmiger Strom der jeweiligen Frequenz eingepreßt. Als Referenz für Phasen- und Amplitudengang wird der eingangsseitige Strom simultan auch per Shunt erfasst. In blau sind Amplituden- und Phasengang des AFE in Relation zum Referenzkanal dargestellt. Auswirkungen des AAF des Datenerfassungssystems und des Oversamplingfilters sind durch die Wahl dieses Bezugs nicht enthalten. Ergänzt wird die Darstellung um die simulierten Verläufe des digitalen Filters (orange).

Deutlich ist zu erkennen, dass sich auch in der technischen Umsetzung das Übertragungsverhalten von AFE und digitaler Signalverarbeitung in weiten Bereichen wie gewünscht ergänzt. So verlaufen die Frequenzgänge bis 1 kHz makroskopisch flach. Bedingt durch den Frequenzgang der belasteten Spule steigt die Amplitudenabweichung bis $f_s/2$ auf ca. 6% und der Phasenfehler auf ca. 25° . Im besonders kritischen Bereich um die Netzfrequenz herum ergibt sich für das Gesamtsystem jedoch ein gut-

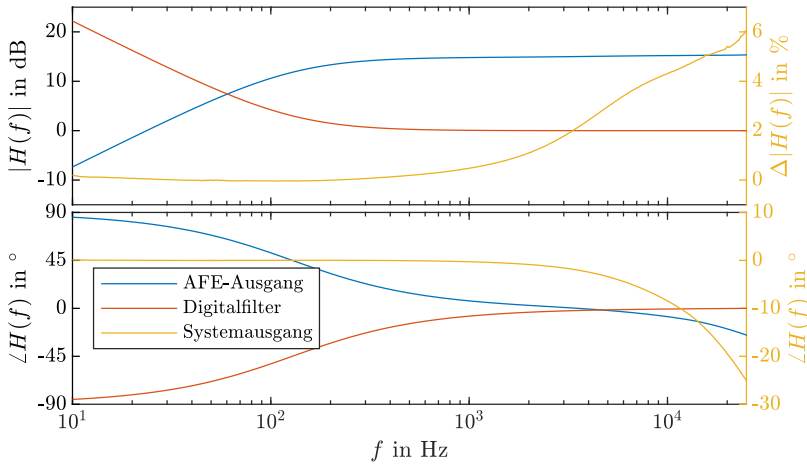


Abbildung 6.29: Frequenzgang des Gesamtsystems zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spule Typ C

mütiger Verlauf wie die Detaildarstellung, Abbildung 6.30, zeigt. Tatsächlich variiert die Systemverstärkung zwischen 16 Hz und 350 Hz um weniger als 0,1 %. Der Winkelfehler überschreitet ein Maß von 0,1° bei unter 1 Hz und bei 590 Hz. Auch für höhere Frequenzen sind die Abweichungen – ohne zusätzliche Korrektur – vergleichsweise gering. Beispielsweise liegen sie für die 11. und 13. Harmonische in einem 50 Hz-System bei 0,22 % und 0,28 % bzw. bei 0,08° und 0,13°. Damit ist das Gesamtsystem auch für die phasenrichtige Erfassung harmonischer Stromanteile sehr gut geeignet. Gesamtsysteme mit Spulen vom Typ A und B haben andere, weiter ausgedehnte Grenzfrequenzen, verhalten sich aber konzeptionell analog. Siehe dazu Anhang B.4.

Systemrauschen Für das Systemrauschen ist die entlang der Signalkette stattfindende Filterung entscheidend. Die Integration im Signalpfad bewirkt, dass die Rauschquellen zusätzlich zu ihrem originären Frequenzverhalten mit $1/f$ gewichtet werden, weshalb ihr Einfluss bei niedrigen Frequenzen zunimmt.

Das frequenzabhängige Rauschverhalten wird durch eine spektrale Rauschspannungsdichte $u_r = f(f)$ beschrieben. Aus dieser ergibt sich der Effektivwert der Rauschspannung U_r in einem Frequenzbereich der Breite B , der bei f_1 beginnt als

$$U_r = \sqrt{\int_{f_u}^{f_u+B} u_r^2 df}. \quad (6.29)$$

Korrespondierend kann eine Rauschstromdichte i_r angegeben werden. Die Rauschleistung an einem rauschfrei angenommenen Widerstand hängt über $P_r = I_r^2 R = U_r^2 / R$

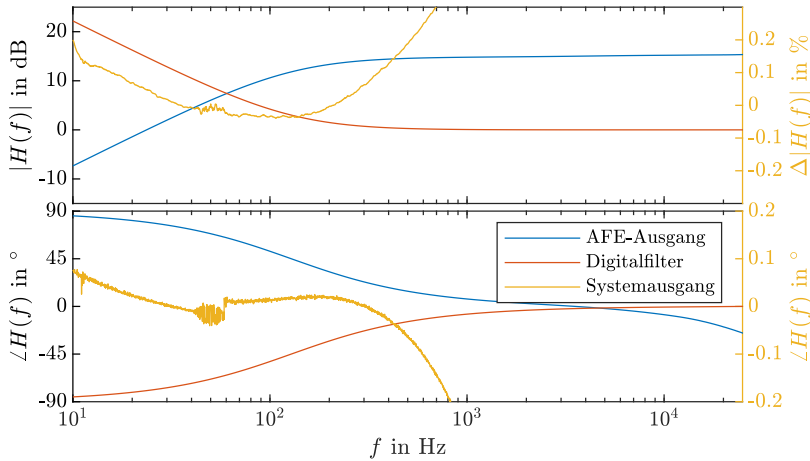


Abbildung 6.30: Detail des Frequenzgangs für das Gesamtsystem zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spulentyp C

mit Effektivgrößen zusammen. Damit ist die Rauschleistungsdichte u_r^2 für ein Gauß-Rauschen der gleich der Varianz des Rauschprozesses.

Zur Minimierung des Systemrauschens werden die einzelnen Rauschquellen analysiert. Die Addition unkorrelierter Rauschquellen erfolgt dabei entsprechend ihrer Leistung, sodass sich der Effektivwert der Rauschspannungen folglich geometrisch addiert.

$$U_{r,ges} = \sqrt{\sum_n U_{r,n}^2} \quad (6.30)$$

Daher dominieren die stärksten Rauschquellen das Gesamtrauschen. Vergleichsweise schwache Rauschquellen, mit z.B. $U_r = 1/3 U_r$ tragen nur sehr wenig (im Beispiel $1/9$) zum Gesamtrauschen bei. Das Augenmerk liegt daher auf der Betrachtung der stärksten Rauschquellen. Abgesehen von den aktiven Elementen, den OV, rührt das Rauschen der Schaltung von den ohmschen Widerständen her. An Metallschichtwiderständen – wie sie hier Verwendung finden – überwiegt dabei der Einfluss des thermischen Rauschens. Dieses ist spektral flach und hat die Rauschspannungsdichte

$$u_r = \sqrt{4k_B T R}, \quad (6.31)$$

die durch die Boltzmann-Konstante k_B , die absolute Temperatur T und den Widerstandswert R bestimmt ist. Abbildung 6.31 zeigt die Signalkette des AFE einschließlich Rogowskispule in äquivalenter Darstellung für die Rauschanalyse. Die Signalquelle d.h. der Induktionsterm der Rogowskispule ist darin auf 0 gesetzt. Widerstände werden als

rauschfrei angenommen und ihre Rauschspannungsdichte durch eine entsprechende Spannungsquelle $u_{r\{\cdot\}}$ ersetzt. Mit dem Eigenrauschen der Operationsverstärker wird analog verfahren: Das Spannungsrauschen erscheint als zusätzliche äquivalente Rauschspannungsquelle $u_{rE\{\cdot\}}$ am Eingang, das Stromrauschen erscheint als Rauschstromquelle $i_{rE\{\cdot\}}$ zwischen den Eingängen. Die Verstärker selbst können damit als rauschfrei gelten. Ihre Verstärkung ist durch die Beschaltung mit $R_{f\{\cdot\}}$ und $R_{g\{\cdot\}}$ eingestellt. Die Rogowskispule wird durch ihren Wicklungswiderstand und eine entsprechende Rauschspannungsquelle modelliert, eine Vereinfachung, die für die Betrachtung im Frequenzbereich bis 25 kHz durch das überwiegend ohmsche Verhalten gerechtfertigt ist, s. Abbildung 6.21.

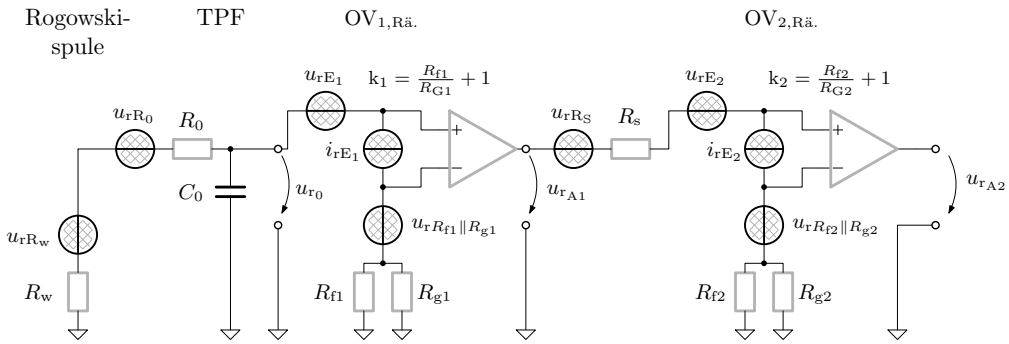


Abbildung 6.31: Rauschersatzschaltung des Eingangsmoduls. Dargestellte Widerstände und Verstärker sind rauschfrei (graue Symbole) – ihr Rauschen ist durch Rauschquellen repräsentiert. Die Rauschäquivalente der $OV_{\{\cdot\},Rä}$ haben die angegebenen Verstärkungen.

Anhand des Schaltbildes können die Beiträge der einzelnen Rauschquellen ermittelt und bewertet werden. Dabei bewirken die Verstärkerstufen durch ihre vernachlässigbare Ausgangsimpedanz eine Entkopplung. Für die Verstärkerstufe 2 setzt sich das Rauschen daher wie folgt zusammen:

$$u_{rA2} = k_2 \sqrt{u_{rA1}^2 + u_{rR_S}^2 + u_{rE2}^2 + u_{rR_{f2} \parallel R_{g2}}^2 + (i_{rE2}(R_S + R_{f2} \parallel R_{g2}))^2}. \quad (6.32)$$

Das Stromrauschen des OV führt über die Eingangsimpedanz und über die des Rückkopplungsnetzwerkes zu einem zusätzlichen Rauschterm. Allerdings ist dieses Stromrauschen in der verwendeten Auslegung sehr viel schwächer als das der anderen Quellen, siehe Tabelle 6.6.

Alle Rauschquellen der 2. Stufe weisen im relevanten Frequenzbereich eine näherungsweise konstante Rauschleistungsdichte auf, sind also frequenzunabhängig. Das Rückkopplungsnetzwerk ist so ausgelegt, dass sein Widerstandsrauschen in etwa den gleichen Beitrag wie der OV selbst hat. Diese hochohmige Auslegung verringert die Belastung am Ausgang des OV, sodass dieser weniger Verzerrungen erzeugt [107]. Das

R.-Quelle Stufe 2	Rauschen	
u_{rR_S}	4,07	nV/\sqrt{Hz}
u_{rE_2}	5,2	nV/\sqrt{Hz}
$u_{r(R_{f2}\parallel R_{g2})}$	4,01	nV/\sqrt{Hz}
$i_{rE_2}R_S$	0,165	nV/\sqrt{Hz}
$i_{rE_2}(R_{f2}\parallel R_{g2})$	0,160	nV/\sqrt{Hz}
i_{rE_2}	0,165	pA/\sqrt{Hz}

Tabelle 6.6: Komponenten des Rauschens der gewählten Dimensionierung des AFE bei 300 K.

Systemrauschen erhöht sich nur unwesentlich, da die zweite Stufe am Ende der Verstärkerkette liegt:

Verstärker heben nicht nur den Signalpegel an, sondern fügen dem Signal auch ihr Rauschen hinzu. Dadurch steigt der Rauschanteil entlang einer Verstärkerkette an und der Signal-Rauschabstand nimmt ab. Der Rauschfaktor setzt die Rauschleistung am Verstärkerausgang P_{rA} mit der eines idealen Verstärkers (bei dem nur das unvermeidliche Rauschen der Quellimpedanz (U_{rRE}) wirksam wird) in Beziehung. Dies entspricht dem Verhältnis der Signalrauschverhältnisse $SNR_{\{\cdot\}}$ an Ein- und Ausgang. Mit der Spannungsverstärkung k folgt:

$$F = \frac{SNR_E}{SNR_A} = \frac{P_{rA}}{k^2 P_{rE}} = \frac{P_{rA}}{P_{rE}} = \frac{U_{rE}^2}{U_{rRE}^2} \quad (6.33)$$

Für eine Kaskadenschaltung aus mehreren Verstärkern gilt nach Friis [108]:

$$F_{ges} = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{k_1^2} + \frac{F_3 - 1}{k_1^2 k_2^2} + \dots \quad (6.34)$$

Darin sind $F_{\{\cdot\}}$ die Rauschzahlen und $k_{\{\cdot\}}$ die Spannungsverstärkungen der einzelnen Stufen. In der Kette trägt das Rauschen der ersten Stufe voll zum Gesamtrauschen bei, da es durch die folgenden Stufen mit verstärkt wird. Der Rauschzuwachs durch die nachfolgenden Stufen ist entsprechend um das Produkt der (Leistungs-)Verstärkungen der davor liegenden Stufen geringer. Werden also die, in Tabelle 6.6 aufgeführten, Rauschbeiträge durch Division mit der gewählten Verstärkung ($k = 35$) auf den Eingang der 1. Stufe bezogen, treten sie gegenüber deren Rauschen in den Hintergrund.

$$u_{rA1} = k_1 \sqrt{u_{r0}^2 + u_{rE1}^2 + i_{rE2}^2 \left(\frac{R_w + R_0}{\sqrt{1 + \omega^2/\omega_g^2}} + R_{f1}\parallel R_{g1} \right)^2} \quad (6.35)$$

R.-Quelle Stufe 1	Rauschen (max.)	
$u_{r(R_w+R_0)}$	7,2	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
u_{rE_1}	5,2	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$u_{r(R_{f1} R_{g1})}$	0,40	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$u_{r0} = \frac{u_{r(R_w+R_0)}}{\sqrt{1+\omega^2/\omega_g^2}}$	5,2	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$i_{rE_1} \frac{R_w+R_0}{\sqrt{1+\omega^2/\omega_g^2}}$	0,521	nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
$i_{rE_1}(R_{f1} R_{g1})$	16,5	pV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
i_{rE_1}	0,165	pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Tabelle 6.7: Komponenten des Rauschens der ersten Stufe in der gewählten Dimensionierung des AFE bei 300 K. Bei Frequenzabhängigkeit ist jeweils das Maximum (für $\omega = 0$) angegeben.

Für das Rauschen der ersten Stufe gelten in weiten Teilen analoge Betrachtungen. Tabelle 6.7 zeigt die Aufstellung der Rauschbeiträge für die erste Stufe und Gleichung (6.35) die Zusammensetzung des Gesamtrauschens. Abweichend gegenüber Stufe 2 gestaltet sich hauptsächlich der Einfluss der Eingangsimpedanz. Durch das Tiefpassfilter variiert diese zwischen $(R_w + R_0)$ bei $f = 0$ Hz und 0 für $f \rightarrow \infty$, wodurch unterhalb der Grenzfrequenz ein Anstieg des Rauschens zu erwarten ist. Weiterhin ist die Auslegung von R_{f1} und R_{g1} hier so gewählt, dass das Rauschen des Rückkopplungsnetzwerkes gegenüber dem Eingangsspannungsrauschen vernachlässigbar wird. Der Einfluss des Stromrauschens i_{rE_1} bleibt auch in der ersten Stufe vernachlässigbar, obwohl die veränderliche Eingangsimpedanz auch hier zu einer Frequenzabhängigkeit der äquivalenten Rauschspannung führt. Im ungünstigsten Fall trägt es jedoch nur $0,5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, also weniger als ein Zehntel der Eingangsspannungsrauschspannungsdichte bei. Ein Vergleich der Rauschbeiträge zeigt, dass Verstärkerrauschen und Rauschen des Eingangswiderstandes unterhalb der Tiefpassgrenzfrequenz ähnlich sind. Das Gesamtrauschverhalten des AFE ist daher maßgeblich durch die Festlegung der Eingangsstufe anhand der Systemanforderungen (z.B. der Möglichkeit zur Abbildung von Transienten etc.) und durch den Wicklungswiderstand der Rogowskispule bestimmt. Im niederfrequenten Bereich sind daher durch weitere Optimierungen der Signalverstärker nur marginale Verbesserungen zu erwarten.

Rauschmessungen Im betrachteten System ergeben sich durch Messung die in Abbildung 6.32 dargestellten Rauschspektren. Sie sind auf den Messbereichsendwert von 100 A bezogen.

Durch die Verwendung von Zero-Drift-Operationsverstärkern verläuft das Rauschspektrum der Verstärkerstufen im betrachteten Frequenzbereich weitgehend flach mit $66 \mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$. Dieser Wert entspricht in der Messbereichsskalierung dem spezifi-

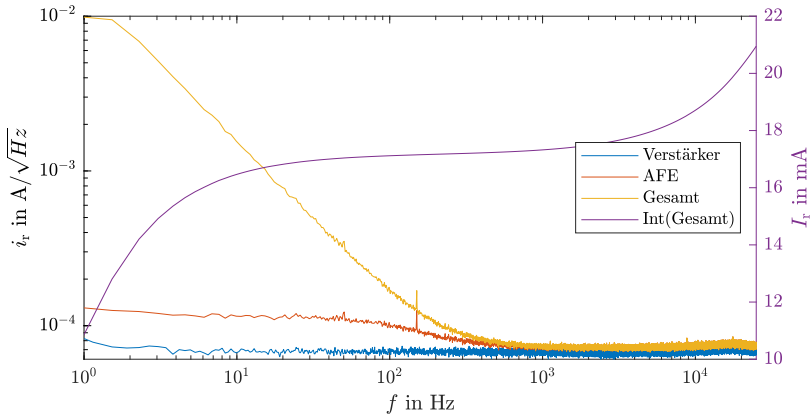


Abbildung 6.32: Rauschspektrum des Gesamtsystems, des AFE und der Verstärkerstufe bei Verwendung von Rogowskispulen vom Typ C. Auf der rechten Achse: Integriertes Gesamttrauschen. Die Größen sind auf den Systemausgang mit einem Messbereich mit einem Spitzenwert von 100 A skaliert. Bestimmung mit der Welch-Methode: Sequenzlänge 600 s, $f_s = 50$ kHz, Fenstergröße 2^{16} , Überlappung 2^{15} .

schen Eingangsspannungsrauschen des verwendeten OV. Im Bereich von 20 kHz ist ein geringfügiger Anstieg zu erkennen, wie ihn auch das Datenblatt des Operationsverstärkers [107] ausweist. Das Gesamttrauschen des AFE verläuft unterhalb von ca. 100 Hz ebenfalls flach aber auf einem höheren Niveau von $116 \mu\text{A}/\sqrt{\text{Hz}}$. Darüber fällt die Rauschstromdichte näherungsweise auf das Niveau der Verstärker ab. Für die gesamte Signalkette ergibt sich – entsprechend der Funktion des LF-Integrators – ein fallender Verlauf bis die Grenzfrequenz f_{g0} erreicht ist. Zusätzlich ist eine Abflachung bei 1 Hz zu erkennen, die auf das vorgeschaltete digitale Tiefpassfilter in der DSV zurückgeht. Der Verlauf des integrierten Gesamttrauschens nach Gleichung (6.29) ist auf der rechten Achse in Abbildung 6.32 dargestellt. Er zeigt an, dass die Hälfte des Gesamttrauschens auf den Frequenzbereich unter 1 Hz entfällt und dass circa $2/3$ des Rauschens auf den Bereich unterhalb der Grenzfrequenz des Eingangstiefpasses entfallen. Dessen Grenzfrequenz und Auslegung hinsichtlich der Eingangsimpedanz (R_0) sind entsprechend der oben ausgeführten Überlegungen durch die Spulenimpedanz begrenzt. Sein Beitrag zum Gesamttrauschen ließe sich in der vorgestellten Architektur nur reduzieren indem auf die Verwendung bestimmter Spulentypen (Typ C) verzichtet wird. Das Gesamttrauschen würde sich dabei allerdings nicht verringern, da Typen A und B eine deutlich geringere Sensitivität (ca. $1/3$) aufweisen, die mit einer erhöhten Verstärkung ausgeglichen werden müsste. Bezüglich des Rauschens ist die präsentierte

Eingangsbauweise folglich weitgehend ausgereizt. Für sinusförmige Ströme ergibt sich damit ein Dynamikumfang von

$$\frac{100 \text{ A}/\sqrt{2}}{21 \text{ mA}} \approx 75 \text{ dB}, \quad (6.36)$$

der zwar deutlich unterhalb des Vermögens des ADS mit 97 dB liegt, die Möglichkeiten der untersuchten Rogowskispulen jedoch weitgehend ausreizt.

Eine Verringerung der Rauschbeiträge jenseits von f_{g0} wäre prinzipiell durch den Einsatz hybrider Verstärker möglich, die eine Parallelkombination von Zero-Drift-OV für den LF-Bereich und Low-Noise-OV einsetzen. Die Auswirkungen des Eingangsspannungsrauschens der OV in diesem Bereich könnten mit einem typischen Low-Noise-OV ($u_{rE} = 1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) auf rund $1/4$ gesenkt werden. Im Gesamttrauschen würde dies eine Reduktion von maximal 20 % ausmachen, die jedoch mit einer erheblich höheren Komplexität erkauft würde. Insbesondere müssen die Verstärkerpfade hinsichtlich des Übergabepunktes zwischen beiden Verstärkerzweigen in der Hardware aufwändig abgeglichen werden, was entgegen des Entwicklungsziels A16 steht.

Untersuchung der Störunterdrückung Aufgrund der Einsatzbedingungen sind Störungen durch benachbarte Felder ein wesentlicher Aspekt der Architekturentwicklung, was bereits in Abschnitt 6.5.1 adressiert wird. Da Rogowskispulen Störsignale zum Teil mit großen Amplituden empfangen und auch selbst zu Oszillationen angeregt werden können (s. Abbildung 6.20), wurde die vorliegende Architektur mit dem Ziel entwickelt eine gute Unterdrückung zu gewährleisten. Die Störunterdrückung wird mit dem Testaufbau entsprechend Abbildung 6.33 untersucht. Darin wird die Rogowskispule den Feldern eines benachbarten Schaltlichtbogens ausgesetzt. Der Signalausgang des entwickelten AFE wird oszillographiert, um die Auswirkungen auf die Qualität der Strommessung festzustellen. Diese Untersuchung ersetzt keine Qualifizierung nach den Normen für die elektromagnetische Verträglichkeit, bildet dafür jedoch ein typischerweise problematisches Einsatzszenario reproduzierbar nach. Der zur Anregung dienende Schaltlichtbogen wird durch einen mechanischen Relaiskontakt erzeugt, der einen Gleichstrom durch eine Induktivität abschaltet. Die gespeicherte Energie ($1/2LI^2 = 150 \text{ mJ}$) wird dabei zum Teil in Form einer breitbandigen Störaussendung abgegeben. Mit diesem Aufbau werden die eingangs beobachteten Spannungsverläufe am Ausgang von Rogowskispulen entsprechend Abbildung 6.20 qualitativ und hinsichtlich der Amplitude näherungsweise reproduziert.

Durch Unsicherheiten in der Bewegung der Relaismechanik, Kontaktabbrand, Restionisierung in der Schaltkammer etc. gleichen sich die erzeugten Störeregungen nicht. Daher werden 1000 Schaltvorgänge je Spulentyp jeweils im Abstand von 3 s aufgezeichnet. Aus diesen Aufzeichnungen werden für die Auswertung diejenigen mit den größ-

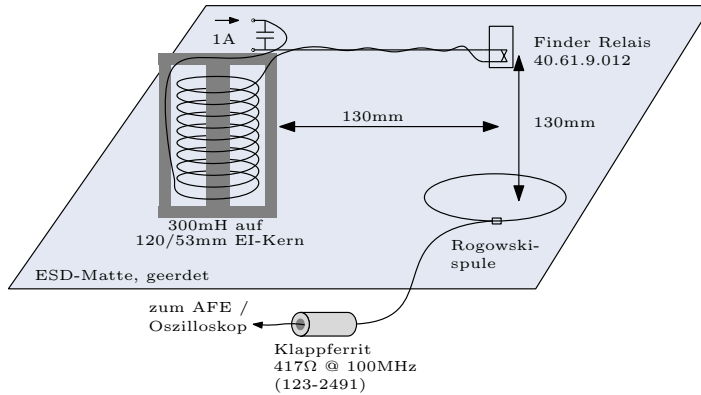


Abbildung 6.33: Versuchsaufbau zum vergleichenden Test der Empfindlichkeit auf benachbarte Schaltlichtbögen.

ten Spitzenwerten am AFE-Ausgang selektiert und in [Abbildung 6.34](#) dargestellt. Zur Synchronisation der Aufzeichnung mit dem Start der Bogenentladung wird zusätzlich eine E-Feld-Sonde auf Höhe der Kontaktpunkte platziert und deren Signal ebenfalls oszillografiert. In der [Abbildung](#) ist die Achsenskalierung auf den Strommessbereich des Gesamtsystems angepasst, sodass die Störauswirkung direkt in Ampere abzulesen ist.

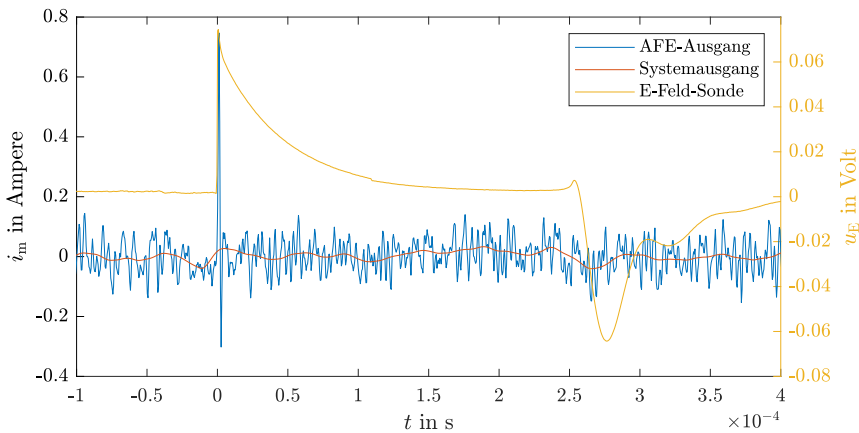


Abbildung 6.34: Gemessene Systemantwort auf eine Anregung mit Schaltlichtbogen. Spulentyp A, skaliert auf den Messbereich von 100 A. Messung am AFE-Ausgang mit Speicheroszilloskop R&S RTM3000[105], Bandbreite 100 MHz. Für den Systemausgang findet das [DAS](#) Verwendung.

Zum Zeitpunkt der Anregung tritt am Ausgang des AFE ein pulsartiges Signal auf, dessen Spitzenwert einem Strom von 0,75 A entspricht. Das Ereignis dauert circa 1,7 μ s an (Messung zwischen Punkten mit 10 % des Spitzenwertes). Am Systemausgang zeigt

sich hingegen ein anderes Bild. Zum Zeitpunkt der Störanregung ist qualitativ ebenfalls ein Anstieg zu erkennen, dieser verlässt jedoch das Band des Systemrauschens nicht. Die durch das AAF des DAS[109] stattfindende Bandbegrenzung auf 24 kHz bewirkt also eine weitgehende Unterdrückung verbliebener Anteile jenseits der Erfassungsbandbreite. Gleichrichteffekte – wie etwa eine Offsetverschiebung durch Übersteuerung oder durch HF-Einkopplung in die Eingangsstufen der Operationsverstärker – sind nicht zu beobachten. Aufgrund der geringen Ausgangsamplituden ist eine Übersteuerung der DAS-Eingänge auch bei deutlich stärkeren Störungen nicht zu erwarten. Eine wünschenswerte Quantifizierung der Störimmunität ist aber nur durch aufwändigere Aufbauten entsprechend normativer Vorgaben (z.B. EMC-Norm IEC:61000-6-1/2) möglich, die jedoch nicht Gegenstand dieser Arbeit sind. Mit dem gewählten Ansatz wurde die Architektur aber hinsichtlich ihrer prinzipiellen Eignung im gegebenen Kontext überprüft und für geeignet befunden.

6.6 Analoge Eingänge für Harmonische

Viele der hochfrequenten Signalanteile der Netzspannung treten nur mit verhältnismäßig kleinen Amplituden auf. Für eine detaillierte Betrachtung dieser Größen ist deren Messung mit hoher Auflösung erforderlich. In der Hauptsache besteht die Herausforderung damit in der Unterdrückung der Grundschiwingung mit 50 bzw. 60 Hertz, sodass die hochfrequenten Signalanteile mit größerer Auflösung messbar werden. Die Abschwächung der unerwünschten Signale muss dabei so erfolgen, dass die höherfrequenten Anteile bezüglich Amplitude, Phase und Rauschüberlagerungen nicht beeinträchtigt werden.

In der Norm EN50160 [110] für die Spannungsqualität an den Übergabepunkten zum Kunden im Niederspannungsnetz werden die zulässigen relativen Überlagerungen durch Harmonische reguliert. Die Gesamtverzerrung (**Total Harmonic Distortion (THD)**) ist auf 8 % begrenzt, wobei für einzelne Harmonische spezielle Grenzen angegeben werden (siehe Tabelle 1 in [110]). Mit 6 % relativer Spannungsamplitude ist der zulässige Bereich für die 5. Harmonische am größten. Auf die Spitzenwerte bezogen, sind in Niederspannungsnetzen Spannungsüberlagerungen im Bereich von etwa $\pm 20V$ zu erwarten. Mit einer Unterdrückung der Grundschiwingung treten die hochfrequenten Anteile deutlicher hervor, wie beispielhaft in Abbildung 6.35 gezeigt. Messtechnisch lässt sich mit einer entsprechenden Filterung der Messbereich verkleinern und die Auflösung entsprechend erhöhen. Für die Netzspannung müssen die Messbereichsgrenzen bei mindestens $110\% \cdot 230V\sqrt{2} \approx 358V$ liegen, um normativ zulässige Variationen einer unverzerrten Versorgung abbilden zu können. Praktisch liegen die Grenzen eher im Bereich $150\% \cdot 230V\sqrt{2} \approx 489V$, um den normativen Anforderungen für Power-Quality-Messgeräte nach EN61000-4-30 [111] zu genügen. Durch

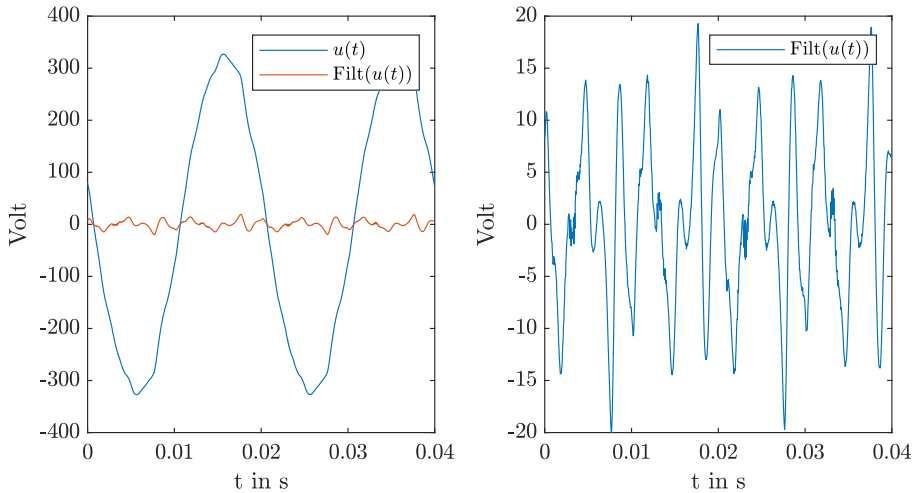


Abbildung 6.35: Typische Spannungssignalform im Niederspannungsnetz und daraus durch Unterdrückung der Grundschwingung isolierte hochfrequente Signalanteile.

eine Beschränkung des Messbereichs auf die erwarteten Pegel der Überlagerungen ($< 50\text{V}$) verbessert sich das vertikale Auflösungsvermögen in messtechnischer Hinsicht um mindestens den Faktor zehn.

6.6.1 Filterimplementierung

Für die Umsetzung der Unterdrückung der Grundschwingung bietet sich technisch ein analoges Kerbfilter an, mit dem sich auch bei geringer Filterordnung und damit vergleichsweise kleinem Aufwand große Abschwächungen erzielen lassen. Obwohl Kerbfilter in ihrer Ursprungsform aus LC-Resonanzkreisen bestehen, haben sich im Niederfrequenzbereich wegen der besseren Kontrollierbarkeit der Bauteilparameter RC-Schaltungen durchgesetzt. Ein solches mit ausschließlich passiven Komponenten aufgebautes Filter ist in Abbildung 6.36 dargestellt.

Diese Doppel-T-Architektur ist in der Güte auf 0,25 begrenzt. Nenner und Zähler ihrer Übertragungsfunktion $G(s) = N(s)/Z(s)$ lauten:

$$N(s) = s^3 + s^2 \frac{1}{C_1} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right) + s \frac{1}{C_1 R_1 R_2} \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3} \quad (6.37)$$

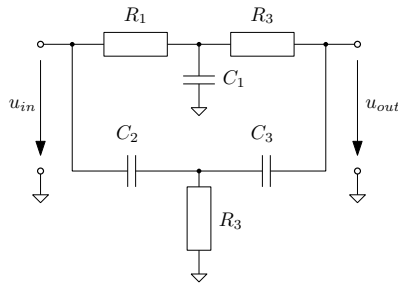


Abbildung 6.36: Schaltung des einstufigen passiven Doppel-T-Filters.

$$Z(s) = s^3 + s^2 \left(\frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_1 R_2} + \frac{1}{C_2 R_2} + \frac{1}{C_2 R_3} + \frac{1}{C_3 R_2} \right) + s \left(\frac{1}{C_1 R_1 C_2 R_3} + \frac{1}{C_1 R_2 C_2 R_3} + \frac{1}{C_1 C_3 R_1 R_2} + \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} + \frac{1}{C_2 C_3 R_2 R_3} \right) + \frac{1}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3} \quad (6.38)$$

Für die Mittenfrequenz, das Maximum der Signalunterdrückung, findet man:

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_2}}{C_1 R_3 (R_1 + R_2)}} \quad (6.39)$$

Zweckmäßigerweise werden die Werte für C_2 und C_2 identisch und halb so groß gewählt wie C_1 . Mit der analogen Wahl von $R_1 = R_2 = 2R_3$ vereinfacht sich die Dimensionierungsgleichung zu:

$$f_o = \frac{1}{4\pi RC}. \quad (6.40)$$

Die Wahl der Parameter erfolgt so, dass der Strom eingangsseitig in der Größenordnung von 1 mA liegt. Daraus ergeben sich nominelle Bauteilwerte von $R = 318.3\text{k}\Omega$ und $C = 10\text{nF}$. Zu Gunsten der Signalintegrität soll auf eine Vorabschwächung verzichtet werden. Die Filtereingangsstufe muss somit Spannungen in der Größenordnung von 400 V verarbeiten.

6.6.2 Parameterstreuung und Temperatureinfluss

Die Toleranzen der Bauteile beeinflussen die Lage des Transmissionsminimums auf der Frequenzachse und die maximale Dämpfung des Filters. Wegen der großen Steilheit des Dämpfungsverlaufs bewirken schon kleine Abweichungen von f_o große Unter-

schiede in der Ausgangsamplitude. Eine Untersuchung der Auswirkung von Parameterstreuungen auf das Filterverhalten sind daher unverzichtbar, um das gewünschte Betriebsverhalten ohne zusätzliche Bauteilselektion zu gewährleisten. Für die Analyse werden die Parameter der Widerstände um $\pm 1\%$, die der Kondensatoren um $\pm 5\%$ um ihren Nominalwert variiert. Die Berechnung zur Abdeckung aller Kombinationen aus Maximal- und Minimalwerten der n Bauteile umfasst $2^n = 64$ Durchgänge. Zusätzlich wird auch die Auslegung mit Nominalwerten betrachtet. Abbildung 6.37 stellt die Ergebnisse dar.

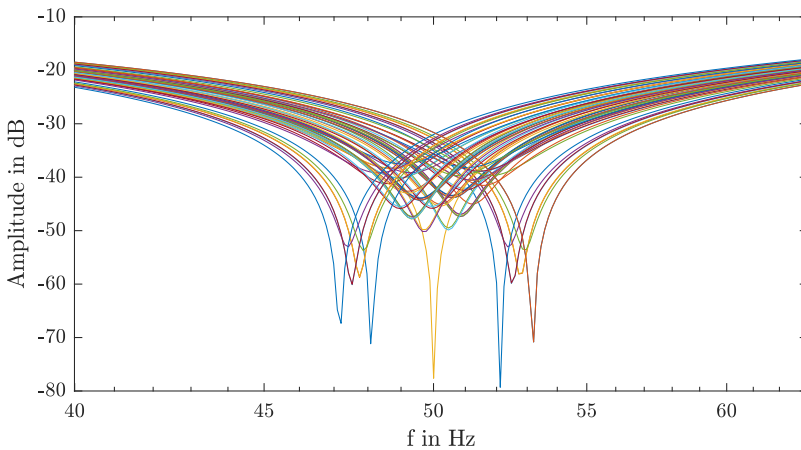


Abbildung 6.37: Amplitudenfrequenzgänge des Doppel-T-Kerbfilters bei Worst-Case-Variation der Bauteilparameter.

Sowohl die Stärke der Dämpfung als auch die Lage der Minima variiert mit den gewählten Unsicherheiten stark. Die Minima liegen zwischen 47,1 Hz und 53,1 Hz. Während die Normauslegung etwa -77 dB Dämpfung erreicht, werden im ungünstigsten Fall nur -37 dB erreicht. Im tatsächlichen Betrieb sind die Verhältnisse noch ungünstiger, da die Frequenz des zu unterdrückenden Signals im Bereich von $\pm 0,5$ Hz um die Auslegungsfrequenz schwanken kann. In diesen Fällen ergibt sich eine Minimaldämpfung von nur -30 dB. Trotz der großen Streuungen ist die erreichte Dämpfung als ausreichend zu bewerten. Vor dem Hintergrund, dass die rein passive Implementierung robust auf transiente Spannungsverläufe reagiert, stellt sie einen geeigneten Kompromiss dar. Transienten werden vom Filter aber nicht unterdrückt und erreichen die folgenden Stufen der Signalverarbeitung. Es sind daher zusätzliche Maßnahmen zur Begrenzung der maximalen Signalamplitude am Filterausgang nötig.

6.6.3 Korrekturfilter für Harmonische

Die endliche Steilheit des Kerbfilters bewirkt, dass die niedrigen Harmonischen, insbesondere die Dritte, noch im Einflussbereich des Filters liegen und hinsichtlich Amplitude und Phase verfälscht werden. Die Beeinflussungen werden im Bode-Diagramm (Abbildung 6.38) der Übertragungsfunktion des Filters illustriert. Deutlich sind die Streuung der Amplituden- und Phasenfrequenzgänge sowie deren tendenzieller Verlauf erkennbar. Für viele Anwendungen ist diese Frequenzabhängigkeit und insbesondere deren Unsicherheit (Bauteilabhängigkeit) nicht tolerabel. In der Folge ist eine Berücksichtigung bzw. Korrektur des Frequenzgangs nötig. Diese kann auf zwei Arten erfolgen:

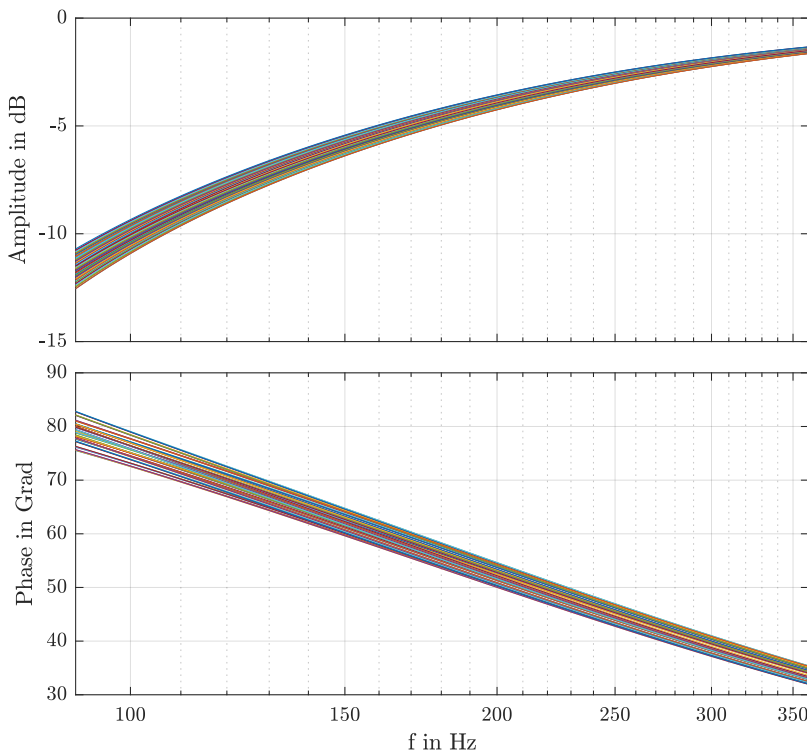


Abbildung 6.38: Schaltung des einstufigen passiven Doppel-T-Filters.

Korrektur der Phasoren Dient das aufgezeichnete harmonische Signal vorrangig zur Berechnung von Phasoren der harmonischen Größen, so ist für jeden harmonischen Phasor eine separate punktuelle Korrektur möglich. Dazu werden Phasen- und Betragsverläufe der gesamten Signalkette $H(s)$ im Punkt um die Frequenz $f_{\text{harm},n}$ linear

angenähert. Aus der Näherung können ein Phasenkorrekturparameter φ_C und ein Amplitudenkorrekturparameter a_C für die aktuelle Signalfrequenz bestimmt werden. Zuvor berechnete Phasoren X_0 werden dann mit

$$\underline{X}_C = a_C \|\underline{X}_0\| \cdot e^{j\angle \underline{X}_0 + \varphi_C} \quad (6.41)$$

in die korrigierten Phasoren \underline{X}_C umgerechnet. Diese Art der Korrektur entspricht der typischerweise bei der Kalibrierung von PMU eingesetzten Methode. Dort beziehen sich die Korrekturen allerdings auf die Fundamentalfrequenz.

Signalkorrektur Alternativ kann auch das gefilterte HF-Signal einer Korrektur unterzogen werden. Dazu wird der interessierende Abschnitt der Übertragungsfunktion mit einem Polynom höherer Ordnung abstrahiert. Ausgehend von dieser Beschreibung kann ein inverses Filter entworfen werden, das eine Korrektur vornimmt. Implementiert werden kann dieses Korrekturfilter im Bereich der digitalen Signalverarbeitung, was hier jedoch nicht erfolgt.

6.6.4 Selbstkalibrierung

Die zuvor beschriebenen Korrekturmechanismen erfordern Kenntnis des tatsächlichen Frequenzgangs der Signalverarbeitungskette. Dieser muss durch Messung für jeden der Eingangskanäle separat bestimmt werden. Wegen des damit verbundenen Aufwandes ist ein Verfahren zur Selbstkalibrierung erforderlich, das diese Messungen ohne Nutzerintervention ausführen kann. Neben der Signalverarbeitung müssen dazu hardwareseitig Voraussetzungen geschaffen werden. Abbildung 6.39 zeigt den schematischen Aufbau.

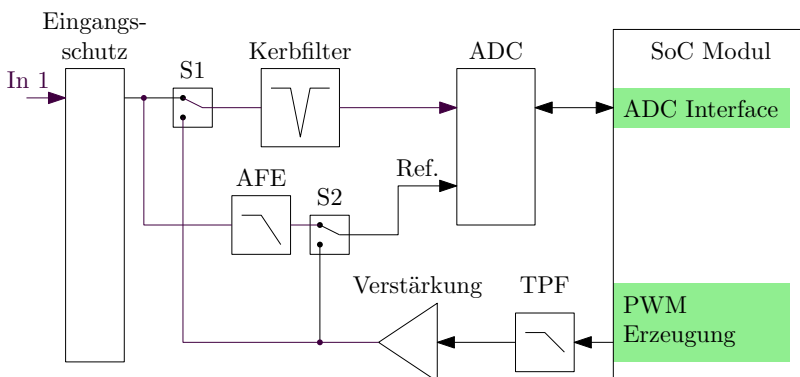


Abbildung 6.39: Schema und Signalfluss für die Selbstkalibrierung des Frequenzgangs des Kerbfilters.

Das analoge Eingangssignal teilt sich auf und wird sowohl durch das AFE zur Spannungsmessung als auch durch das Kerbfilter zur genaueren Untersuchung der hochfrequenten Anteile geleitet. Durch das Einfügen zweier Multiplexer S1 und S2 in den Signalpfad kann zwischen dem Erfassungsbetrieb (dargestellte Schalterstellung) und dem Kalibrierungsbetrieb umgeschaltet werden. In der Kalibriereinstellung legt S1 den Eingang des Kerbfilters an ein lokal erzeugtes Anregungssignal. Das gleiche Signal gelangt über S2 auch auf einen weiteren Eingang des ADC. Hier dient diese Signalerfassung als Referenz für das Eingangssignal des Kerbfilters während der Kalibrierung. Erzeugt wird die Anregung von der zentralen Verarbeitungseinheit, dem System-On-Chip Modul. Die Anforderungen an die Qualität der Anregungen sind gering, sodass eine Erzeugung durch Pulse Width Modulation (PWM) ausreichend ist. Da das Anregungssignal selbst vom ADC gemessen wird, wird die Genauigkeit der Kalibrierung von der Präzision des ADC und der Multiplexer bestimmt. Das Tiefpassfilter und die Signalverstärkung der Anregung beeinflussen Referenz und Kerbfilterausgang gleichermaßen, sodass ihr Einfluss verschwindet.

6.7 Ergebnisse

Die Messdatenerfassung in Niederspannungsnetzen für verteilte Identifikationsaufgaben ist – insbesondere im Forschungskontext – vor besondere Herausforderungen gestellt. Vielfach sind die messtechnischen Anforderungen unscharf, da die Zielsetzung künftiger Analysen und der benötigte Detailgrad noch nicht bekannt sind. Im Energiekontext besteht diese Unsicherheit vor allem bezüglich der zu bestimmenden abgeleiteten Größen und deren zeitlicher Auflösung. Käufliche Messgeräte sind hier durch ihren wirtschaftlichen, sinnvollen Zuschnitt auf festgelegte Kennwerte in der Anwendbarkeit beschränkt. Vor diesem Hintergrund gestattet im experimentellen Umfeld eine kontinuierliche Rohdatenspeicherung maximale Flexibilität. In der Kombination mit einer hochpräzisen UTC-Synchronisation erschließen sich vielfältige Verwendungsmöglichkeiten für die erhobenen Daten.

Im vorangegangenen Kapitel wird daher eingehend analysiert, welche Anforderungen an eine Messgerätearchitektur zu stellen sind, die diese Flexibilität für Untersuchungen des Niederspannungsnetzes bereitstellt. Die Analyse ergibt, dass die herausfordernden aber zeitgleich auch bedeutsamsten Anforderungen in der Synchronisation der Messungen, der lokalen Datenverarbeitung sowie der Echtzeitfähigkeit des Systems liegen. Der Literaturvergleich zeigt, dass kein derzeit kommerziell erhältliches System bislang den Anforderungen genügt, aber der am IAI entwickelte Electrical Data Recorder die besten, da flexibelsten, Ausgangsbedingungen für eine Weiterentwicklung bietet. Ferner erweist sich innerhalb des Vergleichs eine SoC-basierte Lösung als die sinnvollste Designvariante für ein neues System. Bisherige Durchführungen von Messkampagnen

(siehe auch Kapitel A) und die systematische Analyse des EDR ergeben jedoch, dass dessen Systemidee inhärenten Beschränkungen unterliegt, die eine Neukonzeption erfordern. Insbesondere die fehlende Echtzeitfähigkeit der älteren Variante beeinträchtigt zusammen mit einer ausbaufähigen Zuverlässigkeit der Hardware die zeitliche Synchronisation.

Davon ausgehend wird im Rahmen der Arbeit ein neues System vorgestellt, das durch eine modulare Struktur einerseits und durch seinen hybriden Aufbau andererseits einen größeren Einsatzspielraum bietet. Basierend auf einer System-On-Chip Architektur wird ein System konzipiert, das einerseits durch seinen Echtzeitteil in einem FPGA die kritische Aufgabe der Synchronisation der Abtastung zuverlässig abbildet. Andererseits steht mit dem auf einem Linux-Betriebssystem aufgesetzten Softwareteil eine große Flexibilität für die Datenverwaltung und Konnektivität bereit, da erhebliche Teile der bereits bestehenden EDR-Softwarepakete weiter verwendet werden können. Wesentliche Designentscheidungen dabei sind das ressourcenspezifische Aufteilen der Funktionsblöcke auf die Systemressourcen des SoC sowie die inhärente Erweiterbarkeit des Systems durch das Verwenden von Modulen. Ferner stellt das hochintegrierte DAS eine reduzierte Hardwarekomplexität und somit eine geringere Fehleranfälligkeit des Systems sicher.

Neben der Gesamtarchitektur stellt das Kapitel weiter den zentralen, neu entwickelten Baustein der Zeitsynchronisation vor, die durch eine angepasste Phasenregelschleife unter besonderer Berücksichtigung der Zuverlässigkeit der GPS-Zeitquelle realisiert wird. Die Entwicklung zweier Baugruppen illustriert die für die Einsatzflexibilität essentiellen modularen Erweiterungsmöglichkeiten. Ausgehend von einer messtechnischen Modellbestimmung für Rogowskispulen, ermöglicht ein neues Rogowskispulen-Interface-Modul durch das Minimieren von Störungen den Spuleneinsatz bei niedrigen Strömen. Durch das Anwenden eines hybriden Integrationsverfahren können damit auch transiente Ströme gemessen und ein großer Signal-Rausch-Abstand erreicht werden, der die theoretischen Grenzen kommerzieller Spulen beinahe vollständig ausnutzt. Ein neues Eingangsmodul verbessert ferner deutlich die messbare Auflösung hochfrequenter Signalanteile der Netzspannungen. Die Analyse der Sensitivität der Parameterstreuung der eingesetzten Filterschaltung bietet schließlich die Basis zu einem nützlichen Konzept zur Selbstkalibrierung.

Das so entwickelte, neuartige, modulare Messsystem erfüllt somit alle der eingangs des Kapitels erhobenen Anforderungen.

7 Zusammenfassung

Die messtechnische Erfassung von Netzparametern und die Abbildung des Netzes in Simulationsmodelle sind wesentliche Bausteine für die Netzanalyse sowie die Entwicklung und Erprobung neuer Betriebsstrategien. Diese Arbeit widmet sich hierfür der Identifikation von Leitungsparametern und Lastmodellen im laufenden Netzbetrieb aus der messtechnischen Sicht. Die Betrachtung erfolgt dabei im Hinblick auf die spärliche messtechnische Ausstattung bestehender Niederspannungsnetze und adressiert somit ein kampagnenbasiertes Vorgehen, bei dem die Bestimmung einzelner Betriebsmittel im Vordergrund steht.

Für die Parameteridentifikation von Leitungen werden zunächst die prinzipiellen Möglichkeiten abgeschätzt, indem die zu messenden Größen anhand typischer Netzauslegungen bestimmt und mit den Messgenauigkeiten potentieller Messtechnik verglichen werden. Hieraus ergibt sich, dass die Queradmittanzen im Betrieb nicht praktikabel schätzbar sind. Für die Längselemente werden hohe Anforderungen an die Genauigkeiten gestellt, ihre Schätzung ist aber durch die Auswertung unterschiedlicher Netzzustände technisch möglich. Für die bekannte Methode der differentiellen Impedanzen wird eine spezifische Fehlerbetrachtung durchgeführt. Sie zeigt erstmals, dass in praktisch relevanten Fällen die Messfehler von Spannungs- und Strommessung näherungsweise den gleichen Einfluss auf das Schätzergebnis der Impedanz haben. Während in Niederspannungsnetzen bereits eine hohe Genauigkeit der Spannungsmessung vorliegt, liegt daher das Hauptaugenmerk auf der Strommesstechnik. Insbesondere besteht die Notwendigkeit, sich mit deren intrinsischen Abweichungen zu beschäftigen, da diese im technisch gegebenen Rahmen um eine Größenordnung höher sind.

Für die Identifikation aggregierter Lastparameter in Form von Spannungssensitivitäten wird ein exponentielles Modell gewählt, das mit nur einem Parameter gut identifizierbar ist und dennoch vielseitig Anwendung findet. Eine bereits bekannte Methode, die zur aktiven Lastanregung den Ortsnetztransformator durch ein leistungselektronisches System ersetzt, wird so modifiziert, dass sie mit portabler Messtechnik anwendbar ist. Der neue Ansatz verwendet die Einprägung variabler Strommuster, die zusammen mit der Netzimpedanz zur Spannungsanregung an der Lasten führen. Eine ausgedehntere

Mittelwertbildung und eine erhöhte Wiederholrate bei den Messungen kompensieren dabei teilweise den kleineren Anregungspegel. Die Bewertung des neuen Verfahrens hinsichtlich der Anwendbarkeit zeigt eine Eignung für schwache Netze, wie sie typischerweise in Landnetzen vorkommen. Für solche Netze, deren Untersuchung besonders lohnenswert ist, kann die entwickelte Methode einen wesentlichen Beitrag zur Erhöhung der Modellverfügbarkeit leisten. Für die Implementierung werden Anregungsmodul und Ansteuerlogik entwickelt, mit der zur Netzspannung synchronisierte Pulsmuster eingeprägt werden können.

Die Charakterisierung des Verhaltens von Rogowskispulen dienen der Behandlung der Fehler der Strommessung. Die Arbeit zeigt erstmals, dass die bekannten positionsabhängigen Fehler der Spulen keiner verallgemeinerbaren Systematik folgen, sodass zum Erreichen einer akzeptablen Amplitudengenauigkeit im Messeinsatz eine Kalibrierung vor Ort notwendig ist. Es wird ein Verfahren vorgestellt, das diese Vor-Ort-Kalibrierung anhand eines Referenzsensors in Gegenwart verzerrter Leitungsströme leisten kann. Dies führt zu einem breitbandig arbeitenden Messsystem, mit dem auch hochfrequente Stromanteile mit verbesserter Genauigkeit gemessen werden können.

Für eine synchronisierte Messdatenerfassung wird, ausgehend von den inkrementellen Weiterentwicklungen und den Erfahrungen mit dem Electrical Data Recorder, eine Neukonzeption vorgenommen. Diese stützt sich auf eine eingehende Analyse der Anforderungen im Kontext der Identifikationsproblematik und einen umfassenden Vergleich artverwandter Entwicklungen aus der Literatur. Dabei wird insbesondere auf den Einsatz moderner Ansätze für eingebettete Systeme, sogenannte System-On-Chip-Lösungen, und ein modulares Konzept gesetzt. Letzteres erlaubt die Anpassung an spezialisierte Messaufgaben der Identifikation und die Erweiterung für die im Rahmen der Arbeit entwickelten Konzepte zur aktiven Anregung und Vor-Ort-Kalibrierung. Wesentliche Aspekte der Architektur, wie die Struktur der Datenerfassungsmodule mit der Verwendung hochintegrierter Analog-Digitalumsetzung und die Synchronisation der Abtastung mit einer GPS-basierten Zeitquelle, werden ausführlich dargelegt. Gleiches gilt für die Entwicklung eines Moduls zur Strommessung, das die Verwendung von Rogowskispulen zur Messung kleiner Ströme für eine breitbandige Abbildung mit kleinem Phasenfehler ermöglicht.

Das so konzeptionierte, umgesetzte Messsystem erfüllt die ermittelten Anforderungen der Identifikationsfragestellungen in Niederspannungsnetzen. Zur zeitlich synchronisierten Rohdatenerfassung wurde das weiterentwickelte EDR bereits erfolgreich in einer internationalen Messkampagne zur Untersuchung von Frequenzdynamiken (s. Anhang A) eingesetzt.

Anhang

A Messkampagnen

In diesem Kapitel wird an zwei Beispielen aus dem Kontext der Energieforschung der Wert der oben entwickelten Datenerfassungsplattform demonstriert. Die hier vorgestellten Daten wurden mit den weiterentwickelten Versionen des Electrical Data Recorder – insbesondere der Reiseversion und einer mobilen Version mit integrierter Strommessung – erhoben.

Der Abschnitt A.1 stellt die – im Rahmen dieser Arbeit erfolgte – Schaffung einer offenen Datenbank (osf.io/by5hu/) mit hochaufgelösten Frequenzmessungen aus unterschiedlichen Stromnetzen vor. Die in Auflösung und Zusammenstellung neuartige Datenbasis wird zusammen mit der Erstellungsmethodik detailliert in einem Datadescriptor [153] dargelegt.

An dieser Stelle wird der Fokus auf die Bedeutung der Daten und deren Verfügbarkeit für die Modellierung und die Analyse der Netzdynamik gelegt. Dahingehend wird auszugsweise eine statistische Betrachtung dieser Daten wiedergegeben, die zuvor in *Nature Communications* erschienen ist [151]. Die in diesem Zusammenhang aufgezeichneten Rohdaten finden auch Anwendung zur Weiterentwicklung der Methodik zur Frequenzschätzung, was bei der *International Conference on Smart Grid Synchronized Measurements and Analytics 2022* vorgestellt wurde [152]. Ein weiteres Einsatzfeld des Electrical Data Recorder ist die Datengewinnung in Ortsnetzstationen die z.B. als Grundlage für die Modellierung der Betriebsmittelauslastung [10] dienen kann.

A.1 Internationale Frequenzmesskampagnen

Die Darstellung dieses Unterkapitels, insbesondere die statistischen Auswertungen, sind [151] entlehnt und dort ausführlicher beschrieben.

Die Anstrengungen zu einer Dekarbonisierung der elektrischen Energieversorgung erzwingen Veränderungen in Struktur und Betrieb der elektrischen Netze, um die Versorgungssicherheit aufrecht zu erhalten. Auf der Betrachtungsebene der Netzdynamik steht dabei zunächst das Gesamtverhalten eines Verbundnetzes im Fokus. Hierbei kommt der Netzfrequenz eine besondere Rolle zu. In der klassischen Betriebsweise von

Wechselspannungsnetzen ist die Frequenz als Abbild des Erzeugungs- und Verbrauchsgleichgewichts die zentrale Regelgröße für den Kraftwerkseinsatz [112]. Herrscht Übererzeugung steigt die Netzfrequenz, bei Unterdeckung sinkt sie entsprechend dem Leistungsdefizit und der Trägheit des Netzes.

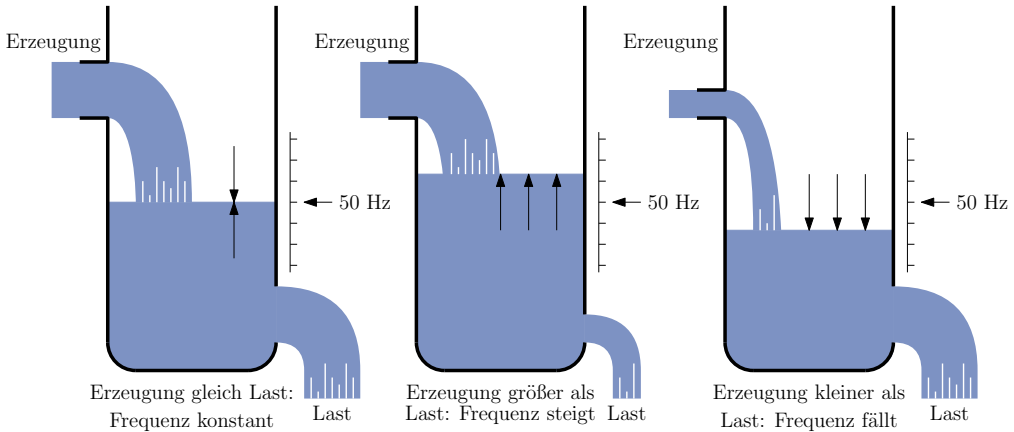


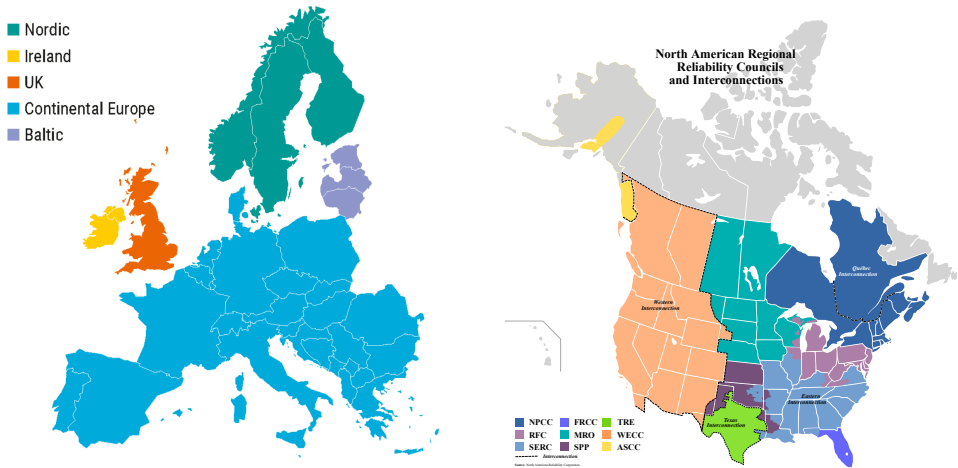
Abbildung A.1: Tank-Analogie zum Verhalten des Stromnetzes bei Unausgeglichenheit von Erzeugung und Verbrauch. Die Primärregelung verhindert ein Leer- oder Überlaufen durch Anpassung des Zulaufs proportional zur Frequenz. Modifiziert nach [113]

Jedes Kraftwerk im Netz passt seine Einspeisung entsprechend einer Kennlinie an, die Frequenz und Leistungsabgabe zueinander in Bezug setzt. Mit Hilfe dieser sogenannten Primärregelung, die ausschließlich auf einer lokalen Messung der Frequenz basiert, können mehrere Erzeuger die Gesamtlast des Netzes unter sich aufteilen ohne auf kurzen Zeitskalen (Minuten) zusätzliche Kommunikation zu benötigen. Traditionell wird über den o.g. Mechanismus und nachgelagerte (langsamere) Kontrollstrategien die Erzeugung kontinuierlich dem Verbrauch angepasst, wobei die Transportnetzbetreiber (TSO) die Netzstabilität und Dynamik überwachen und regulieren [114]. Eigenschaften des Netzes (Größe, Erzeugungsmix, Parametrierung etc.) aber auch Betriebsvorgaben, sogenannte Grid-Codes, und die Energiemärkte wirken sich auf die zeitliche Entwicklung der Netzfrequenz aus [115].

Synchrone Regionen Die mittlere Netzfrequenz ist durch die Kopplung innerhalb eines Netzes an jedem Ort gleich. Für die Stromversorgung haben sich, einerseits historisch bedingt, andererseits durch technische und wirtschaftliche Überlegungen getrieben, mehrere große zusammenhängende Netzregionen gebildet. Abbildung A.2 gibt einen Eindruck von der territorialen Ausdehnung der Netzregionen in Europa und Nord-Amerika. Auch zwischen diesen Netzen findet vielfach ein Energieaustausch statt. Dieser erfolgt jedoch durch Hochspannungsgleichstromleitungen (HVDC) oder Strom-

richter, sodass beide Netze hinsichtlich Phase und Frequenz voneinander entkoppelt bleiben.

Neben den großen Netzregionen existieren zahlreichere kleine AC-Netze mit eigener Frequenzregelung. Diese finden sich vor allem auf Inseln, bei denen eine AC-Anbindung an eine große Netzregion wirtschaftlich oder technisch nicht möglich ist. Vielfach sind diese Inselnetze dann über HVDC Seekabel mit dem Festland oder untereinander verbunden.



(a) Die fünf größeren synchronen Netzregionen in Europa nach Angaben der ENTSO-E. Quelle [116].

(b) Die fünf großen Netzregionen in Nordamerika: Western-, Eastern-, Texas-, Quebec- und Alaska-Interconnections nach Angabe des North American Regional Reliability Council (NREC). Quelle [117].

Abbildung A.2: Die großen synchronen Netzregionen in Europa und Nord-Amerika nach behördlichen Veröffentlichungen. Kleinere, eigenständige synchrone Netze (insbesondere Inseln) sind nicht getrennt hervorgehoben.

Veränderungen Am Beispiel des irischen Stromnetzes und der Windkraft zeigt sich, dass eine veränderte Zusammensetzung der Einspeisung direkt in der Frequenzdynamik sichtbar wird [118]. Die Reduzierung der verfügbaren Systemträgheit bei der Verdrängung von Synchrongeneratoren zu Gunsten von invertiergekoppelter Einspeisung hat einen entscheidenden Anteil an der beobachtbaren Erhöhung der Frequenzvolatilität. Gleichbedeutend sind jedoch auch die Nichtteilnahme vieler regenerativer Einspeiser an der Bereitstellung der Primärregelleistung, deren Platzierung im Netz und die gestiegenen Anforderungen an die Sekundärreserve [113]. Diese Veränderungen erfordern eine Analyse und Anpassungen der Netzbetriebsführung [119–122].

Forschungsfragen Aktuelle Forschungsfragestellungen sind über die Netzdynamik direkt mit der Analyse von Frequenzdaten verbunden. Beispielhaft lauten diese: Wie lassen sich Smart-Grids [123] realisieren? Wie wirkt sich eine anreizbasierte Laststeuerung (Demand Side Response) aus [124]? In wie weit gefährden Fluktuationen in Erzeugung und Verbrauch die Netzstabilität [125, 126] und können zu einem Verlust der Synchronität führen [127]? Wie hängen Netzgröße, Erzeugungsmix und die Parameter der Frequenzfluktuationen zusammen [128]? Wie breiten sich Fluktuationen in großen synchronen Netzen aus (Inter-Area-Oscillations) [129]? Und nicht zuletzt: Unter welchen Bedingungen kommt es zu kaskadenartigen Ausfällen von Leitungen [130–132]?

Datenbedarf Während Simulationsstudien vielfach Antworten liefern, bleibt die Verfügbarkeit von Daten auch in diesen Fällen wichtig, um die Anwendbarkeit der zugrundeliegenden Annahmen zu überprüfen. Einige Autoren haben sich daher bereits den Frequenzmessdaten zur Modellvalidierung zugewendet, wodurch deren Relevanz unterstrichen wird [133–135]. Nicht zuletzt ist für die politische Wirksamkeit von Forschungsergebnissen deren Nachvollziehbarkeit und damit die Verfügbarmachung von Daten essentiell [136].

Datenverfügbarkeit Frequenzzeitreihen aus den öffentlichen Energienetzen sind nur eingeschränkt verfügbar. Typischerweise publizieren nur die größten Transportnetzbetreiber diese Daten. Beispiele dafür sind die TSOs der Netze in Großbritannien [137], des Nordischen (Noric Grid) [138] und des Kontinentaleuropäischen Verbundnetzes [139, 140]. Synchronisierte Datensätze von mehreren Messpunkten aus dem gleichen Verbundnetz (etwa zur Untersuchung von Ausbreitungsphänomenen) sind nicht verfügbar. Ebenso wenig finden sich Betriebsdaten aus den zahlreich vorhandenen kleineren Netzen. Es existieren jedoch einige Projekte akademischen Ursprungs, die in größerem Umfang messtechnische Infrastrukturen betreiben. Bekanntheit erlangt haben das weltumspannende FNET/GridEye [97], das Europa-zentrierte GridRadar [141] und die nationale Internetseite Netzfrequenzmessung.de [142]. Während diese Portale zwar einen Überblick über die aktuelle Netzsituation geben, sind umfangreichere historische Daten nur im Rahmen von Kooperationen oder Beratungsdienstleistungen erhältlich. Diese Beschränkungen limitieren den wissenschaftlichen Nutzen dieser Datenquellen.

Datenbank Um unterschiedliche Netze und deren Frequenzcharakteristiken untersuchen zu können, wurden Messkampagnen durchgeführt. Ein Anschluss der Messgeräte an gewöhnliche Steckdosen des Niederspannungsnetzes ermöglichte eine einfache Installation, was für die Umsetzbarkeit des Vorhabens entscheidend war. Die so geschaffene Forschungsdatenbank mit Frequenzzeitreihen ist offen zugänglich und wird fortlaufend erweitert (osf.io/by5hu/). Es werden sowohl neue Daten laufender

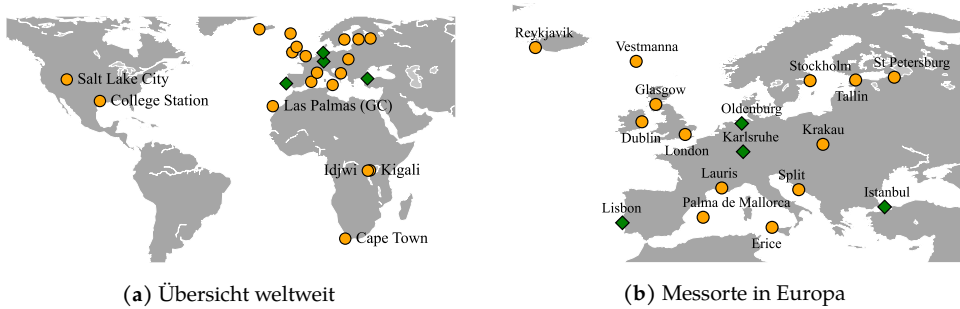


Abbildung A.3: Messpunkte der Kampagnen zur Erfassung von Frequenzzeitreihen. Die Rauten zeigen die Orte einer synchronisierten Kampagne, bei der die Daten zeitgleich und im gleichen Verbundnetz erfasst wurden.

Messungen als auch neue Messorte hinzugefügt. Bisher umfasst die Sammlung Daten aus 14 unterschiedlichen synchronen Netzgebieten. Abbildung A.3 zeigt eine geographische Übersicht.

A.1.1 Statistische Analyse der Frequenzdaten

Bereits der Blick auf die Frequenzzeitreihen in Abbildung A.4 zeigt, dass große charakteristische Unterschiede zwischen den Netzen bestehen. Sie gruppiert die Daten in (europäisch) kontinentale Messpunkte, Inseln und andere, nichteuropäische Regionen. Länderkürzel nach ISO 3166 dienen zur Kennzeichnung, die sich auch in Tabelle A.1 wiederfinden.

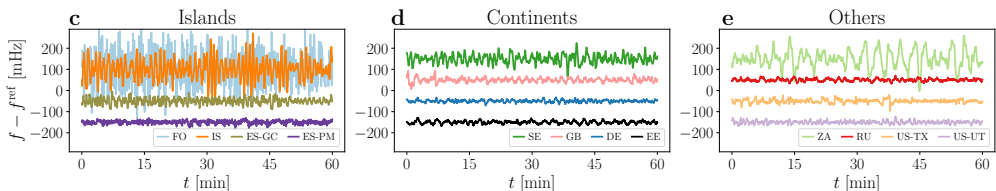


Abbildung A.4: Die Frequenzzeitreihen für verschiedene Regionen zeigen große charakteristische Unterschiede. Es werden stündliche Ausschnitte der Differenz von gemessener Frequenz und nomineller Frequenz ($f - f_0$) dargestellt. Zur besseren Sichtbarkeit sind die Nulllinien gegeneinander verschoben. Aus [143].

Auffällig ist insbesondere der Unterschied in den wahrnehmbaren Fluktuationsamplituden, die bei den Färöer Inseln (FO), Island (IS) aber auch in Südafrika (ZA) und Schweden (SE) deutlich größer ausfallen als beim Rest der Messungen. Zusätzlich wird auch eine offenbar unterschiedliche zeitliche Struktur der Fluktuationen sichtbar. So lässt sich insbesondere bei Südafrika (ZA) und Estland (EE) ein oszillierendes

Tabelle A.1: Messpunkte und Zuordnung zu synchronen Netzregionen

Netzgebiet	Messpunkte	Population	Bezug 2018
Europäisches Verbundnetz	Lissabon (PT-LI), Karlsruhe(DE-KA), Oldenburg(DE-OL), Istanbul(TUR-IS), Split(HR-SP), Lauris(FR-LR), Erice, Krakau	524 Mio.	2881 TWh
Russische Föderation	St. Petersburg()	146.0 Mio.	909.6 TWh
UK National Grid	London(UK-LN), Glasgow(UK-GL)	66.3 Mio.	304.0 TWh
Nordic Grid	Stockholm(SE-SH)	20.9 Mio.	364.0 TWh
US Western Interconnection	Salt Lake City(US-SL)	71.0 Mio.	831.5 TWh
US Texas Interconnection	College Station(US-CS)	26.0 Mio.	383.4 TWh
RG Baltic Baltikum	Tallinn(EE-TN)	6.1 Mio.	28.2 TWh
Irland	Dublin(IE-DB)	4.8 Mio.	28.7 TWh
Balearen	Palma de Mallorca(ES-PM)	1.1 Mio.	
Island	Reykjavik(IS-RE)	348 Tsd.	19.3 TWh
Färöer Inseln	Vestmanna(DK-VE)	48.9 Tsd.	0.186 TWh
Kanarische Inseln	Las Palmas de GC	2.15 Mio.	
Südafrika	Kapstadt(ZA-KS)	59.3 Mio.	207.1 TWh
Ruanda	Kigali(RW-KG)	12.6 Mio.	0.5 TWh
Kongo	Idjwi(KO-ID)		

Verhalten erahnen, während die Daten von z.B. Gran-Canaria (ES-GC) eher einem Rauschen ähneln.

Diese oberflächlichen Beobachtungen lassen sich durch Einsatz statistischer Methoden vertiefen. Zunächst betrachten wir die anhand von Histogrammen geschätzten Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen (PDF), mit denen Aussagen über den zugrundeliegenden statistischen Prozess getroffen werden können. Die Diagramme a) bis c) in Abbildung A.5 zeigen diese. Auch hier tritt der Charakter der unterschiedlichen synchronen Regionen hervor. In Übereinstimmung mit der vorherigen Beobachtung variiert die gemessene maximale Abweichung stark zwischen ca. 50 mHz für das Baltische Netz und ca. 500 mHz für die isländischen Daten. Auch die Verteilungen zeigen große Unterschiede. Die kontinentalen Messungen zeigen schlanke Verläufe, die auf ein groß-

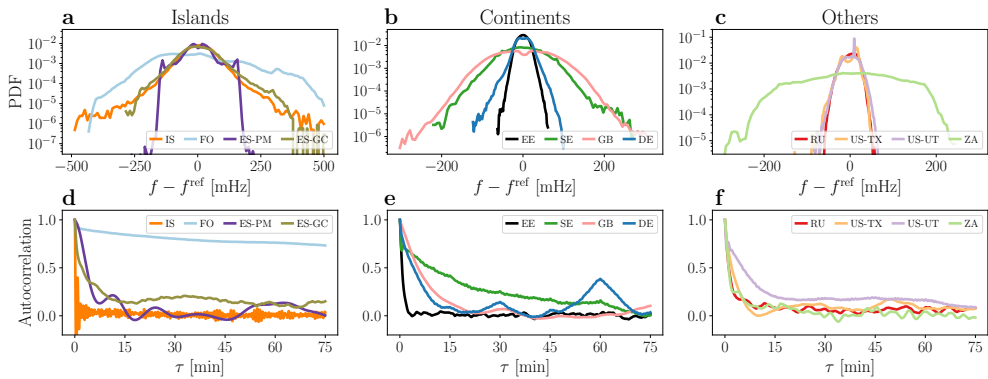


Abbildung A.5: Histogramme (a-c) und Autokorrelationen (d-f) der Frequenztrajektorien. Die synchronen Regionen weisen jeweils charakteristische Merkmale auf. (a-c) Insbesondere die Inseln zeigen große Abweichungen von einer Gaußverteilung. Auch der Bereich der Streuung variiert stark. (d-f) Typische Zeitkonstanten des Netzverhaltens werden sichtbar (Peaks), die auf gezielte Systemanregungen schließen lassen. Auch zeigt sich ein unterschiedlich schnelles Abklingen der Autokorrelationsfunktionen. [143]

sches Verhalten der zugrundeliegenden Prozesse hindeuten. Demgegenüber weisen insbesondere die Daten der Inseln Ausläufer am Rand der Verteilung auf, was eine hohe Wahrscheinlichkeit für das Auftreten großer Frequenzabweichungen zeigt. Für den Stromnetzbetrieb ist dies relevant, da starken Frequenzabweichungen mit der Abschaltung von Generatoren oder einer erzwungenen Lastabschaltung begegnet wird, um das Netz zu stabilisieren. Unter ökonomischen Gesichtspunkten sind solche Eingriffe jedoch nachteilig (Produktionsverlust, entgangener Gewinn), sodass der Netzbetreiber diese Ereignisse in der Netzführung zu vermeiden versucht. Für weitere Implikationen sei auf die weiterführende Analyse in [143] verwiesen.

Anhand der Autokorrelation (AK) lassen sich weiterhin periodisch wiederkehrende Strukturen in den Daten und damit die intrinsischen Zeitskalen der zugrundeliegenden Prozesse analysieren. Die Diagramme d) bis f) in Abbildung A.5 zeigen die Autokorrelation für die einzelnen Messdaten. Für einen beispielhaft angenommenen Ornstein-Uhlenbeck-Prozess wäre zu erwarten, dass die AK einen mit der zeitlichen Verschiebung τ exponentiell abfallenden Verlauf $\exp(-\gamma\tau)$ annimmt. Dieses Verhalten findet sich näherungsweise auch in den Messdaten, wobei die Zeitkonstanten γ aber erheblich variieren. Weiterhin lassen sich für das kontinental europäische Netz die alle 15 Minuten ausgeführten Dispatch-Handlungen erkennen.

Während anhand der statistischen Analyse im Zusammenhang mit Vorwissen über die einzelnen Netze deren Betriebsverhalten eingehender analysiert werden kann, erlaubt die Vielfalt der nun verfügbaren Daten auch einen systemischen Blick. Insbesondere kann erstmals der Frage nachgegangen werden, ob die beobachtbaren Unterschiede in der Amplitude der Fluktuationen einer verallgemeinerten Gesetzmäßigkeit folgt.

Die in der Literatur beschriebene Entwicklung eines solchen Skalierungsgesetzes [144] erfolgt dabei wie nachfolgend dargestellt. Wie in der Energietechnik üblich, wird die Frequenzdynamik für jeden Knoten i als eine Schwingungsdifferentialgleichung formuliert:

$$M_i \dot{\omega}_i(t) = -D_i \omega_i(t) + \epsilon_i \Gamma_i(t) + P_i^m + P_i^e. \quad (\text{A.1})$$

Diese setzt die lokale Kreisfrequenz $\omega_i = f_i/(2\pi)$ bzw. deren zeitliche Ableitung $\dot{\omega}_i$ mit der zugeführten oder bezogenen mechanischen Leistung P_i^m und der übertragenen elektrischen Leistung P_i^e in Beziehung. Die Beschreibung gilt nur in einer Umgebung um einen Arbeitspunkt, sodass ω_i mit der Abweichung der Netzfrequenz von der Nominalfrequenz $f - f_0$ korrespondiert. In (A.1) ist M_i das Trägheitsmoment der rotierenden Maschine, D_i die Dämpfung und $\epsilon_i \Gamma_i(t)$ ein Rauschterm.

Um von der Beschreibung eines Knotens auf das aggregierte Verhalten eines ganzen Netzes schließen zu können, sind einige Annahmen und Anpassungen nötig. Es werden die Trägheitsmomente der einzelnen Knoten zur Gesamtträgheit aufaddiert $M := \sum_{i=1}^N M_i$. Die mittlere Kreisfrequenz ergibt sich dann unter der Annahme eines konstanten Verhältnisses aus Dämpfung und Trägheit ($\gamma = D_i/M_i$ [145]) als $\bar{\omega} := \sum_{i=1}^N M_i \omega_i / M$. Weiterhin wird angenommen, dass Erzeugung und Verbrauch im Netz im räumlichen Mittel ausgeglichen sind, sodass $\sum_{i=1}^N P_i^m = 0$ und $\sum_{i=1}^N P_i^e = 0$ gelten. Dies führt zu folgender Beschreibung dieses Ornstein-Uhlenbeck-Prozesses in Form einer stochastischen Differentialgleichung.

$$\frac{d}{dt} \bar{\omega}(t) = -\gamma \bar{\omega}(t) + \frac{1}{M} \sum_{i=1}^N \epsilon_i \Gamma_i(t) \quad (\text{A.2})$$

Der Term $\sum_{i=1}^N \epsilon_i \Gamma_i(t)$ entspricht dabei $\Delta P(t)$, also dem zeitweise herrschenden Ungleichgewicht von Erzeugung und Verbrauch. Dieser Term stellt die Rauschanregung des Systems dar.

Wenn man an jedem Knoten eine mittelwertfreie Gaußsche Anregung mit identischer Amplitude annimmt, so skaliert die Standardabweichung der Leistungsungleichgewichte mit

$$\sigma_{\Delta P} \sim \sqrt{N}. \quad (\text{A.3})$$

Da das Gesamtträgheitsmoment angenommenerweise linear mit der Größe des Netzes skaliert ($M \sim N$), folgt für die Gesamtamplitude des Rauschens ϵ die Skalierung

$$\epsilon \sim \frac{1}{M} \sigma_{\Delta P} \sim \frac{1}{\sqrt{N}}. \quad (\text{A.4})$$

Eine detailliertere Darstellung der Herleitung findet sich in den Referenzen [143, 144, 146]. Das Vorgehen zur Bestimmung der aggregierten Rauschamplituden aus den gemessenen Frequenztrajektorien erfolgt wie in [147] beschrieben. Prinzipiell gilt Gleichung (A.4) nur für Gaußsche Knotenanregungen und muss für andersartige Prozesse angepasst werden.

Zur Verifikation von (A.4) werden die Rauschamplituden aus den aufgezeichneten Frequenzdaten extrahiert und die Größe des Netzes N mit der Anzahl der versorgten Personen abgeschätzt. Letzteres ist notwendig, da die Anzahl der äquivalenten Knoten eines Netzes nicht bekannt ist.

Werden die Rauschamplituden über der Population aufgetragen, siehe Abbildung A.6, so zeigt sich eine gute Übereinstimmung mit der prognostizierten Skalierung.

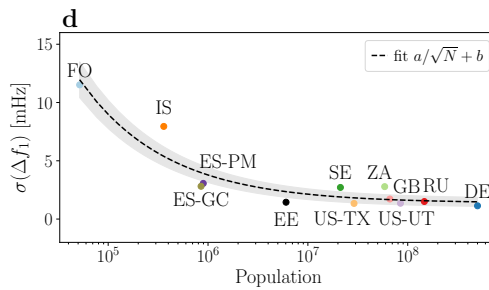


Abbildung A.6: Die Rauschamplitude ϵ der Frequenz fällt mit der Größe N der versorgten Population nach $1/\sqrt{N}$. Die Population dient als Hilfsgröße zur Abschätzung der Gesamterzeugung/Gesamtlast der Netzregion, da diese Informationen nur schwer verfügbar sind. Der graue Bereich zeigt die Standardabweichung (σ -Umgebung) der dargestellten Näherung an. [143]

Die Rauschamplituden fallen mit dem Kehrwert der Wurzel der Populationsgröße und erreichen eine Sättigung. Auffällige Abweichungen bestehen bei Südafrika, Island und Utah deren wahrscheinlichste Erklärung lokal unterschiedliche Netzbetriebsstrategien sind. Bemerkenswert ist weiterhin, dass die Netze der Färöer-Inseln und Mallorcas trotz der stark verzerrten Histogramme und damit nicht-Gaußschen Wahrscheinlichkeitsdichtefunktionen dem Skalierungsgesetz folgen. Die Ursachenfindung ist ein aktueller Forschungsgegenstand.

Trotz der offenen gebliebenen Fragen konnte anhand der gesammelten Daten das Skalierungsgesetz erstmals empirisch über einen Bereich von vier Größenordnungen bestätigt werden.

Weitere Veröffentlichungen Im Bereich der Frequenzanalyse für Stromnetze sind die verfügbaren Daten Ausgangspunkt für weitere Veröffentlichungen geworden:

- B. SCHÄFER, C. BECK, K. AIHARA, D. WITTHAUT und M. TIMME: Non-Gaussian power grid frequency fluctuations characterized by Lévy-stable laws and superstatistics. *Nature Energy*, **3**(2) (2018), S. 119-126.
- T. L. ONSAKER, H. S. NYGÅRD, D. GOMILA, P. COLET, R. MIKUT, R. JUMAR, H. MAASS, U. KÜHNAPFEL, V. HAGENMEYER und B. SCHÄFER: Predicting the power grid frequency of European islands. *Journal of Physics: Complexity*, **4**(1) (2023), S. 015012. DOI: [10.1088/2632-072X/acbd7f](https://doi.org/10.1088/2632-072X/acbd7f).

B Anhang

B.1 Symmetrische Komponenten

Die Berechnung von dreiphasigen elektrischen Netzen kann durch die Anwendung der Clarke-Transformation – Methode der Symmetrischen Komponenten genannt – erheblich vereinfacht werden. Unter der Annahme von Linearität lässt sich ein gekoppeltes Dreiphasensystem in drei unabhängige, überlagerte Systeme aufteilen. Jedes dieser Systeme kann getrennt voneinander gelöst und die Gesamtlösung durch Superposition der Einzellösungen gewonnen werden. Die Transformation ist jeweils nur für eine Frequenz gültig.

Die komplexwertigen Leitergrößen (hier beispielhaft die Leiterströme) I_{L1}, I_{L2}, I_{L3} werden dabei in die entsprechenden symmetrischen Komponenten I_S transformiert [23].

$$I_S = \begin{pmatrix} I_+ \\ I_- \\ I_0 \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{T}_s^{-1}} \begin{pmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{pmatrix} = \mathbf{T}_s^{-1} I_L \quad (\text{B.1})$$

Dabei repräsentiert a einen Phasor der Länge eins mit 120° Phasenwinkel. Die Rücktransformation verläuft analog:

$$I_L = \begin{pmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ I_{L3} \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ a^2 & a & 1 \\ a & a^2 & 1 \end{pmatrix}}_{\mathbf{T}_s} \begin{pmatrix} I_+ \\ I_- \\ I_0 \end{pmatrix} = \mathbf{T}_s I_S \quad (\text{B.2})$$

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (\text{B.3})$$

T_S transformiert die Leitergrößen ($L1, L2, L3$) in die Größen des Mitsystems (+) und des Gegensystems (-) sowie in ein Nullsystem (0). Das Mitsystem rotiert dabei in mathematisch positive Richtung, das Gegensystem in negative Richtung und das Nullsystem ruht. Im Spezialfall eines völlig symmetrischen Netzes, in dem also alle Quellen und Lasten symmetrisch sind, kann das Netz als einphasig betrachtet werden, da die Größen des Gegen- und Nullsystems verschwinden.

Neben den Leitergrößen, also Strömen und Spannungen, können auch Admittanzen und Impedanzen transformiert werden. Es sei jedoch bemerkt, dass diese transformierten Größen nur in Sonderfällen eine direkte physikalische Entsprechung in Form von Schaltungselementen haben.

B.2 Herleitung der vereinfachten Gleichungen zur Bestimmung der Lastexponenten

Aus den Lastmodellgleichungen

$$\begin{aligned} P &= P_0 \left(\frac{U}{U_0} \right)^{K_P} \\ Q &= Q_0 \left(\frac{U}{U_0} \right)^{K_Q} \end{aligned} \tag{B.4}$$

folgt durch Umstellen

$$\begin{aligned} K_P &= \log_{K_P} \left(\frac{P}{P_0} \right) \log_{K_P}^{-1} \left(\frac{U}{U_0} \right) \\ K_Q &= \log_{K_Q} \left(\frac{Q}{Q_0} \right) \log_{K_Q}^{-1} \left(\frac{U}{U_0} \right). \end{aligned} \tag{B.5}$$

Unter Anwendung von

$$\log_b x = \frac{\log_a x}{\log_a b} \tag{B.6}$$

folgt

$$\begin{aligned} K_P &= \log \left(\frac{P}{P_0} \right) \log^{-1} \left(\frac{U}{U_0} \right) \\ K_Q &= \log \left(\frac{Q}{Q_0} \right) \log^{-1} \left(\frac{U}{U_0} \right). \end{aligned} \tag{B.7}$$

Für die Betrachtung kleiner Änderungen in der Nähe der jeweiligen Bezugsgröße, werden ΔP , ΔQ und ΔU eingeführt:

$$\begin{aligned} P &= P_0 + \Delta P \\ Q &= Q_0 + \Delta Q \\ U &= U_0 + \Delta U \end{aligned} \tag{B.8}$$

Mit diesen folgt:

$$\begin{aligned} K_P &= \log \left(1 + \frac{\Delta P}{P_0} \right) \log^{-1} \left(1 + \frac{\Delta U}{U_0} \right) \\ K_Q &= \log \left(1 + \frac{\Delta Q}{Q_0} \right) \log^{-1} \left(1 + \frac{\Delta U}{U_0} \right). \end{aligned} \tag{B.9}$$

Da $\Delta\{P, Q, U\} \ll \{P_0, Q_0, U_0\}$ wird der Logarithmus immer in der Nähe von 1 ausgewertet. Er kann also an dieser Stelle in eine Taylorreihe entwickelt werden, wobei bereits nach dem linearen Glied abgebrochen wird:

$$\begin{aligned} f(x)|_a &= f(a) + \frac{f'(a)}{1!}(x - a) \\ &= \log(1 + a) + \frac{1}{1 + a}(x - a) \end{aligned} \tag{B.10}$$

Die Auswertung an der Stelle $a = 0$ führt schließlich zu den vereinfachten Gleichungen zur Bestimmung der K_P und K_Q :

$$\begin{aligned} K_P &= \frac{\Delta P}{P_0} \left(\frac{\Delta U}{U_0} \right)^{-1} \\ K_Q &= \frac{\Delta Q}{Q_0} \left(\frac{\Delta U}{U_0} \right)^{-1} \end{aligned} \tag{B.11}$$

B.3 Herleitung des Zeitversatzes bei Frequenztransienten

Es soll ermittelt werden, wie weit sich die Absolutphase eines Signals bei einem linearen Frequenzanstieg vorgegebener Dauer ΔT von der Phase eines Signals mit gleichbleibender Frequenz entfernt. Das Signal

$$s(t) = A \cos(\omega t + \varphi) \quad (\text{B.12})$$

hat die Momentanphase (Argument)

$$\varphi(t) = \omega t + \varphi. \quad (\text{B.13})$$

Seine Momentanfrequenz zum Zeitpunkt t ist:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \varphi'(t) \quad (\text{B.14})$$

In der Umkehrung ergibt sich der Phasenunterschied zwischen zwei gegebenen Zeitpunkten bei einer zeitlichen Änderung der Frequenz als:

$$\varphi(t_1) - \varphi(t_0) = 2\pi \int_{t=t_0}^{t=t_1} f(t) dt = \Delta\varphi \quad (\text{B.15})$$

Die lineare Frequenzänderung mit konstanter Steigung ($g_{\text{ROCOF}} = \frac{df}{dt}$) hat also den Frequenzverlauf:

$$f(t) = f_0 + g_{\text{ROCOF}} t \quad (\text{B.16})$$

Für die Phase folgt daraus

$$\Delta\varphi = \int_{t=t_0}^{t=t_0+\Delta T} f_0 + g_{\text{ROCOF}} \cdot t dt = 2\pi \left(f_0 \Delta T + \frac{1}{2} g_{\text{ROCOF}} \Delta T^2 \right) \quad (\text{B.17})$$

Bei konstanter Frequenz entwickelt sich die Phase hingegen linear:

$$\Delta\varphi = 2\pi f_0 \Delta T \quad (\text{B.18})$$

Der Phasenunterschied zwischen beiden Signalen ist damit:

$$e_\varphi = \pi \frac{df}{dt} \Delta T^2 \quad (\text{B.19})$$

B.4 Frequenzgang des Interface für Rogowskispulen

Für Rogowskispulen vom Typ A und B verhält sich das Gesamtsystem aus Spule, AFE und Digitaler Signalverarbeitung konzeptionell wie bereits in Abschnitt 6.5.4 gezeigt. Der Vollständigkeit halber finden sich hier die Darstellungen der Frequenzgänge für den Typ A, dessen Phasenfehler und Grenzfrequenzen noch günstiger liegen als bei Typ C. Die Verläufe für den Typ B sind in dieser Darstellung nicht vom Typ A unterscheidbar, weshalb sie nicht gezeigt werden.

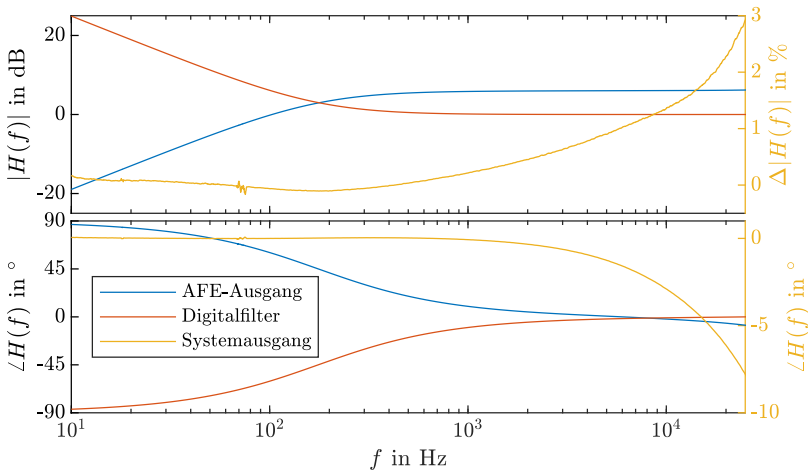


Abbildung B.1: Frequenzgang des Gesamtsystems zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spule Typ A

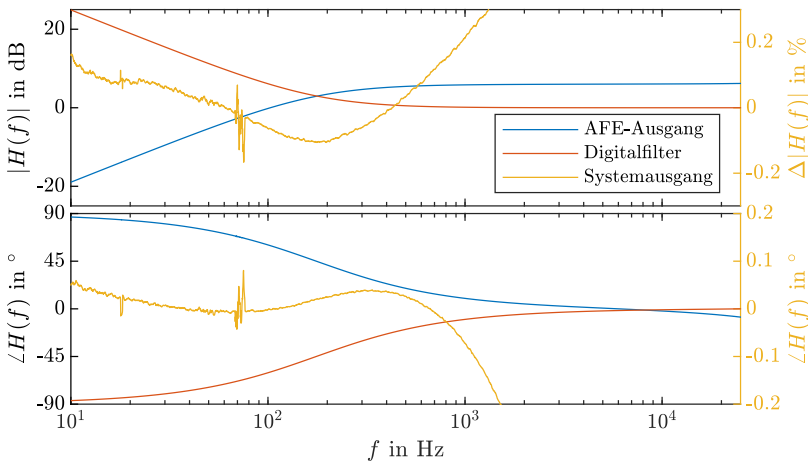


Abbildung B.2: Detail des Frequenzgang des Gesamtsystems zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spule Typ A

B.5 SoC-Systemmodul TE0726

Abbildung B.3 stellt das Blockschaltbild des kommerziellen Systemmoduls TE0726 von Trencz Electronic dar. Neben dem SoC finden sich zahlreiche notwendige Peripheriekomponenten (Stromversorgungen, Dual Data Rate (DDR)-RAM, Interfacebausteine etc.).

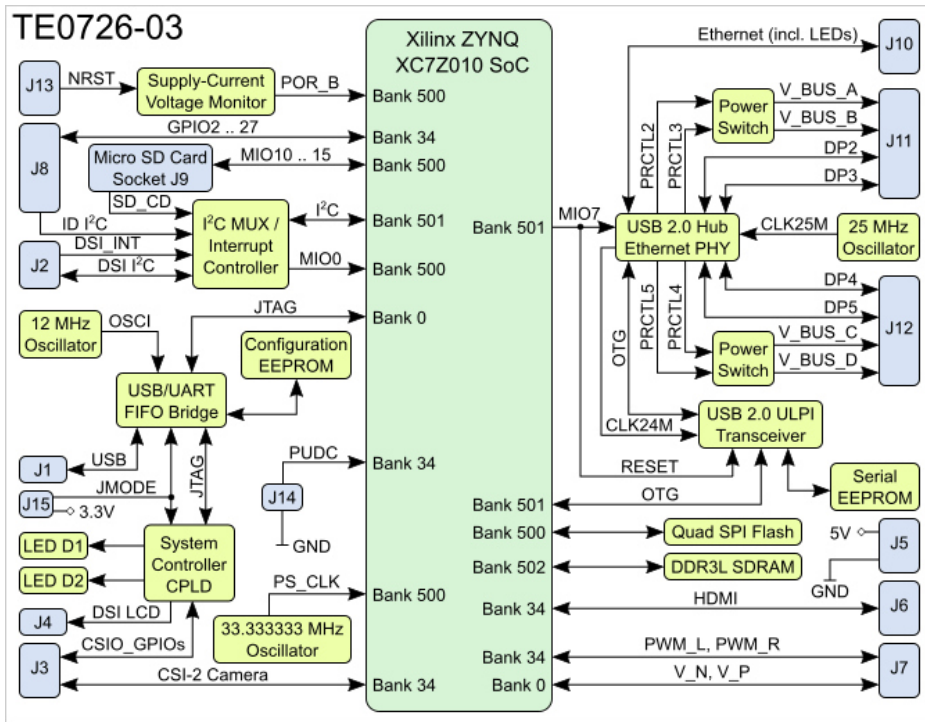


Abbildung B.3: Schaltbild der Funktionsblöcke des SoC-Moduls TE0726 „ZynqBerry“ der Firma Trencz Elektronik, bestückt mit einem Xilinx Zynq XC7Z010-1CLG225C SoC. Quelle [148].

B.6 Xilinx ZYNQ7000 Architektur

Die folgende Abbildung zeigt die Systemarchitektur des ZYNQ7000 System-on-Chip.

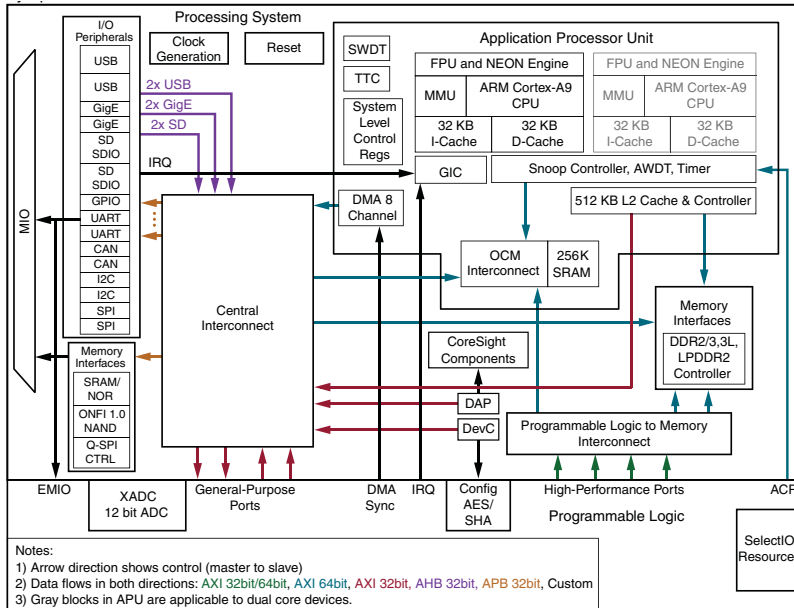


Abbildung B.4: Übersichtsbild der Funktionsblöcke des Xilinx Zynq7000 SoC. Oben: Der PS-Teil mit ARM-Kernen für die Ausführung von Anwenderprogrammen, bezeichnet als Application Processor Unit (APU). Unten: Der PL-Teil. Quelle [149].

B.7 ADS8598h Architektur

Abbildung B.5 zeigt das Blockschaltbild des zum Einsatz kommenden DAS mit 18 Bit Auflösung.

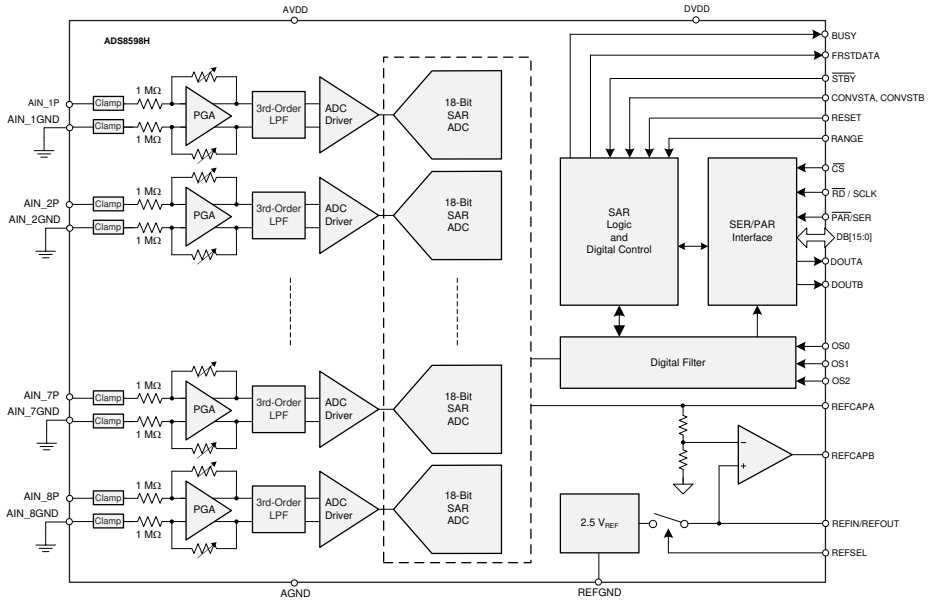


Abbildung B.5: Blockschaltbild des Acquisition Systems ADS8598h von Texas Instruments. AAF, PGA, ADC-Treiber und ADC sind bereits integriert. Quelle [109]

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzung	Bedeutung
AAF	Anti-Aliasing-Filter
ADC	Analog Digital Converter
AFE	Analog Front End
APU	Application Processor Unit
ARM	Advanced RISC Machines
AXI	Advanced eXtensible Interface
BBB	Beagle Bone Black
CIFS	Common Internet File System
CPU	Central Processing Unit
CT	Current Transformer
DAS	Data Acquisition System
DDR	Dual Data Rate
DIO	Digital Input Output
DMA	Direct Memory Access
DSP	Digital Signal Processing
EDR	Electrical Data Recorder
ENOB	Effective Number Of Bits
FCW	Frequency Control Word
FDR	Frequency Disturbance Recorder
FPGA	Field Programmable Gate Array
FTP	File Transfer Protocol
GPIO	General Purpose Input/Output
GPS	Global Positioning System
HDMI	High Definition Multimedia Interface
HF	High Frequency
HTTPS	Hypertext Transfer Protocol Secure

Abkürzung	Bedeutung
I2C	Inter-Integrated Circuit
IAI	Institut für Automation und angewandte Informatik
IT	Informationstechnologie
LO	Local Oscillator
MCU	Micro Controller Unit
NCO	Numerically Controlled Oscillator
NFS	Network File System
NMEA	National Marine Electronics Association
NTP	Network Time Protocol
PGA	Programmable Gain Amplifier
PL	Programmable Logic
PMU	Phasor Measurement Unit
PPS	Pulse per Second
PRU	Programmable Real-Time Units
PS	Processing System
PT1	Proportionalglied mit Zeitkonstante
PWM	Pulse Width Modulation
RAM	Random Access Memory
RIO	Real-Time Input/Output
RS-232	Recommended Standard 232
RTC	Real Time Clock
SBC	Single Board Computer
SMI	Secondary Memory Interface
SMU	Synchronized Measurement Unit
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SoC	System on Chip
SPI	Serial Peripheral Interface
THD	Total Harmonic Distortion
TPF	Tiefpassfilter
TVE	Total Vector Error
USB	Universal Serial Bus
UTC	Coordinated Universal Time

Abbildungsverzeichnis

Abb. 1.1: Einordnung der Kapitel der Arbeit entlang des Niederspannungsstrangs. Die elektrische Energieversorgung erfolgt über die links oben abgebildete Ortsnetztransformatorstation (ON-Station) und die entsprechenden Leiter (charakterisiert durch Z_L). Die Last (charakterisiert über $P(t, u)$ und $Q(t, u)$) ist rechts unten dargestellt. Der Electrical Data Recorder (EDR) wird auf Seite der Last und auf Seite der Versorger installiert und speist die Messdaten in die Datenbank (DB), die links unten abgebildet ist. 5

Abb. 2.1: Netzstrukturen im Niederspannungsbereich: Strahlennetz (a), Ringnetz (b), Maschennetz (c). 8

Abb. 2.2: Typische Netze im ländlichen Bereich. (a) in Kabelauslegung, (b) in Freileitungsauslegung (übernommen von [20]). 9

Abb. 2.3: Typisches Netz in deutschen Städten (übernommen von [20]). Die Ausführung als geöffneter Ring ist hier nicht eingezeichnet. 10

Abb. 2.4: Im Niederspannungsnetz verwendete Kabeltypen in unterschiedlichen Netzregionen (Leitungen mit VPE- und PE-Isolierung werden in der Darstellung den äquivalenten PVC-Leitungen zugeordnet) (übernommen von [20]). 10

Abb. 2.5: π -Ersatzschaltbild für eine einphasige, elektrisch kurze Leitung, nach [13]. Angegeben sind die Größen des Mitsystems (Betriebsgrößen). 12

Abb. 2.6: Modellfehler des π -Ersatzschaltbildes für drei häufige Leitungstypen über der modellierten Leitungslänge. Die Leitungen sind mit der Hälfte ihres jeweils zulässigen Maximalstroms belastet. Durchgehende Linien: Amplitudenfehler. Gestrichelte Linien: Phasenfehler. 15

Abb. 2.7: Ersatzschaltbild eines Vierleiterkabels. Die Induktivitäten sind magnetisch gekoppelt und bilden Selbst- und Gegeninduktivitäten zwischen den Leitern ab. Die Koppelkapazitäten sind explizit eingezeichnet. . . 16

Abb. 2.8: Dreieck- und Flachverlegung im Querschnitt. Induktivitätsangaben für NA2XS2Y mit 150 mm^2 und einem lichten Abstand von $d_1 = 7 \text{ cm}$. 17

Abb. 2.9: Prinzip der magnetischen Kopplung am Transformator. 18

Abb. 2.10: Ersatzschaltbild eines Transformators mit Einbeziehung von Streuung, Wicklungswiderstand und Magnetisierungsverlusten. 21

Abb. 2.11: Kurzschlussersatzschaltbild eines Transformators. 22

Abb. 2.12: Verdeutlichung der Kurzschlussimpedanz am Dreiphasentransformator. Quelle [13], modifiziert. 22

Abb. 2.13: Darstellung der Definition des Synchro-Phasors nach [29] 25

Abb. 2.14: Darstellung der Definition des TVE. Die Vorgabe einer Messgenauigkeit in Form eines ϵ_{TVE} definiert einen kreisförmigen Zielbereich, in dem der geschätzte Phasor $\underline{\tilde{X}}$ liegen muss. Im Beispiel liegt $\underline{\tilde{X}}$ außerhalb des Zielbereichs. 26

Abb. 2.15: Zusammenhang des TVE mit dem Amplitudenfehler (A) und dem Phasenfehler (B), nach [31]. 26

Abb. 2.16: Ersatzschaltbild eines Stromwandlers. Der (komplexe) Widerstand des Amperemeters wird durch eine Bürde mit der Impedanz Z_B illustriert. 27

Abb. 2.17: Zeigerbild der Größen am Stromwandler. Hervorgehoben sind der Zeiger des Abbildungsfehlers (ϵ_1) zwischen Primärstrom (I_1) und Sekundärstrom (I_2) und der Fehlwinkel ϵ_φ 28

Abb. 2.18: Illustration des Prinzips der Rogowskispule 31

Abb. 2.19: Ersatzschaltbild einer Rogowskispule mit konzentrierten Elementen im Frequenzbereich bis zur ersten Eigenresonanz 32

Abb. 3.1: π -Ersatzschaltbild mit zusammengefassten Elementen und angetragenen Phasoren für Spannungen und Ströme. 36

Abb. 3.2: Betragmäßiger Spannungsabfall(a) und Phasenverschiebung(b) zwischen den Leitungsenden sowie Differenz der Strombeträge(c) und Phasenverschiebung(d) an Leitungsanfang und -ende, aufgetragen über der Belastung der Leitung. Typ Aluminiumkabel mit Sektorleiter $4 \times 50 \text{ mm}^2$. Betriebsfrequenz 50 Hz. Maximalstrom 43,5 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$ 42

Abb. 3.3: Betragmäßiger Spannungsabfall(a) und Phasenverschiebung(b) zwischen den Leitungsenden sowie Differenz der Strombeträge(c) und Phasenverschiebung(d) an Leitungsanfang und -ende, aufgetragen über der Belastung der Leitung. Typ Aluminiumkabel mit Sektorleiter $4 \times 150 \text{ mm}^2$. Betriebsfrequenz 50 Hz. Maximalstrom 275 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$ 43

Abb. 3.4:	Betragsmäßiger Spannungsabfall(a) und Phasenverschiebung(b) zwischen den Leitungsenden sowie Differenz der Strombeträge(c) und Phasenverschiebung(d) an Leitungsanfang und -ende, aufgetragen über der Belastung der Leitung. Typ Aluminium-Freileitung (Dachständerleitung) $4 \times 70 \text{ mm}^2$. Betriebsfrequenz 50 Hz. Maximalstrom 270 A mit $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind.}}$	44
Abb. 4.1:	Prinzip Lastidentifikation mit leistungselektronischer Spannungsquelle (Smart Transformer). Quelle [62]	50
Abb. 4.2:	Konzept der dezentralen Anregung durch eine schaltbare Last. Im Praxiseinsatz kann die Anregungseinrichtung z.B. beim ersten Abnehmer des Stranges untergebracht werden. Falls der Strang nicht wie gezeigt zur Strommessung zugänglich ist, kann die Messung alternativ in der Trafostation (in Grau) erfolgen.	51
Abb. 4.3:	Simulationsaufbau zur Evaluierung der Lastexponentschätzung bei Verwendung pulsförmiger Anregung durch die Quellspannung.	54
Abb. 4.4:	Geschätzte $K_P(l)$ über l und deren 2-Punkt-Mittelwerte \bar{K}_P auf der rechten Achse (oben). Unten: Zugrunde liegender hyperbelförmiger Verlauf von $p_0 = (20/t + 1) \text{ kW}$. Für $K_P = 1$ und für die Darstellung mit übertrieben großer Spannungsanregung, vergleichbar zum ST-Ansatz von $\hat{U}_A = 10 \text{ V}$	56
Abb. 4.5:	Laständerung bei Spannungsanregung während einer hyperbelförmigen Änderung von $p_0 = (20/t + 1) \text{ kW}$ und $K_P = 1$. Die senkrechten Unterteilungen kennzeichnen die einzelnen Zustände. Anregung für die Darstellung übertrieben groß: $\hat{U}_A = 10 \text{ V}$. Rot hervorgehoben: Durch die Krümmung verursachte Abweichung der linearen Näherungen zwischen aufeinander folgenden Zuständen.	57
Abb. 4.6:	Geschätzte \tilde{K}_P bei Anwendung der linearen Korrektur mit identischen Simulationsparametern wie Abbildung 4.5.	58
Abb. 4.7:	Trend der relativen Leistungsinkremente $\delta P(t_l)$ durch Veränderung der Bezugsgrößen. Identische Simulationsparameter wie für Abbildung 4.5.	59
Abb. 4.8:	Geschätzte \tilde{K}_P bei Anwendung der linearen Korrektur und der Normierung der Leistungssprünge bei identischen Simulationsparametern wie Abbildung 4.5.	60
Abb. 4.9:	Verläufe der Spannung, Wirkleistung und Blindleistung im Simulationsszenario A. Die p.u. Angaben (rechte Achsen) sind auf die Extremwerte in der Darstellung bezogen.	61

Abb. 4.10: Zeitliche Verläufe der Wirkleistung (a) und Spannung (c) sowie die korrespondierenden Amplitudenspektren (b,c) für die Messdaten des Szenario A. 63

Abb. 4.11: Zeitliche Verläufe der Wirkleistung (a) und Spannung (c) sowie die korrespondierenden Amplitudenspektren (b,c) für die Messdaten des Szenario B. 64

Abb. 4.12: Zeitliche Verläufe der gleitend gemittelten δP_n und δU_n für die Daten aus Szenario A ohne Anregung. 65

Abb. 4.13: Zeitliche Verläufe der gleitend gemittelten δP_n , δU_n und resultierenden \tilde{K}_p für die Daten aus Szenario A bei Anregung mit $\Delta U_A = 0.01pu$ 66

Abb. 4.14: Schaltung zur Einprägung von Anregungssignalen mittels schaltbarer ohmscher Last. Die Ansteuerung des Leistungsschalters (N-FET) erfolgt über einen isolierten Gate-Treiber. Snubber und TVS-Diode dämpfen und begrenzen Spannungstransienten beim Schalten an induktiven Netzen. 69

Abb. 4.15: Signale am Lastanregungsmodul bei Erzeugung einer 1-2-3 Sequenz im Puls-Paket-Betrieb. Oben: Stromsignalform. Unten: Eingangsspannung und Anregungssignal. 70

Abb. 4.16: Spannungs- und Stromsignalform am Anregungsmodul bei der schwerpunktmäßigen Erzeugung der 3. Harmonischen (oben). Amplitudenspektrum eingepprägten Stroms (unten). Grundschwingung und dritte Harmonische (150 Hz) haben die gleiche Signalamplitude. 71

Abb. 4.17: Schaltung zur analogen Erzeugung eines Nulldurchgangssignals mit einem Komparator. Die Auswertung der erzeugten Pulse kann galvanisch getrennt erfolgen. Die Versorgung für den Operationsverstärker (OPV1) und den Optokoppler (OK1) wird aus der Messspannung selbst über Diode D1 bezogen und von Zener-Diode D3 begrenzt. . . . 72

Abb. 4.18: Erzeugung des Nulldurchgangssignals aus der Messspannung mit Korrektur der Filter- und Komparatorverzögerung t_d und Schätzung der aktuellen Periodendauer T_p 73

Abb. 4.19: Logik und Signalfluss zur Erzeugung der Anregungsmuster und Einbettung in den Kontext eines integrierten Messsystems. Einmal durch die Anwendungssoftware ausgelöst, übernimmt die programmierbare Logik die Signalerzeugung. Es sind nur die hier relevanten Systemteile dargestellt. 75

Abb. 4.20: Kommunizierte Informationen zur Steuerung der Mustererzeugung. . 76

Abb. 5.1:	Fehlergrenzbereiche nach DIN EN 61869-2 und typische Fehlerkurven für Stromwandler. Es wird zwischen Messwandler und Schutzwandler unterschieden. Quelle: https://www.janitza.de/auswahl-von-stromwandlern.html [zuletzt geprüft am 12.11.23]	82
Abb. 5.2:	Ersatzschaltbild eines Stromwandlers. Der (komplexe) Widerstand des Amperemeters wird durch eine Bürde mit der Impedanz Z_B illustriert.	83
Abb. 5.3:	Geteilter Kern eines Stromwandlers. Auch im Betrieb ergibt sich zwischen den Trennflächen ein Luftspalt (zur Sichtbarkeit überproportional groß dargestellt).	83
Abb. 5.4:	Feldlinien und Flussdichte an einem geteilten Kern mit seitlicher Verschiebung (Simulation mit der Methode Finiter Elemente). Im Kern ist eine sich fortsetzende Abschwächung der Flussdichte zu erkennen, die an der Verschiebung beginnt.	84
Abb. 5.5:	Herstellerinformationen zum Zusammenhang zwischen Messfehler und Leiterposition. Dargestellt ist eine Rogowskispule vom Typ Fluke TF430 II mit den Zonen (A-C) zur Einteilung der erwarteten Abweichungen. Die Fehler werden mit $\pm 0,5$, $\pm 1,0$, $\pm 2,0$ % vom Messwert für die Bereiche A, B und C angegeben. Abbildung aus [38].	85
Abb. 5.6:	Testaufbau und nummerierte Ausrichtungen für die Untersuchung der Positionssensitivität von Rogowskispulen. In Grau: Leiterschleife des Referenzstroms. In Schwarz: Zu testende Rogowskispule.	86
Abb. 5.7:	Schematische Darstellung zur Kalibrierung von Rogowskispulen.	87
Abb. 5.8:	Relativer Messfehler in Abhängigkeit von der Leiterpositionierung innerhalb der Rogowskispule. Die Fehlerbalken zeigen die einfache Standardabweichung bei 50 Messungen pro Position an.	88
Abb. 5.9:	Kalibrierung durch Vergleichsmessung mit einem Referenzsensor und Referenzmessgerät	89
Abb. 5.10:	Leiteranordnung zur kontinuierlichen Kalibrierung von Rogowskispulen [71].	91
Abb. 5.11:	Integriertes System zur Kalibrierung von Rogowskispulen vor Ort.	92
Abb. 5.12:	Signalverarbeitung des Korrelationsverfahrens	93
Abb. 6.1:	Synchronisierte Aufzeichnung eines Spannungseinbruchs im Niederspannungsnetz an zwei räumlich voneinander entfernten Knoten.	102
Abb. 6.2:	Hardwarezentrierte Darstellung der Architektur des Electrical Data Recorder (in der Version für die Reisegeräte)	102
Abb. 6.3:	Softwarezentrierte Darstellung der EDR-Architektur. Quelle [80].	104

Abb. 6.4:	Struktur des EDR-Supervision Network zur Fernwartung mehrerer verteilter EDR-Geräte. Quelle [80].	105
Abb. 6.5:	Verarbeitung des gefilterten und abgetasteten GPS-PPS-Signals zur Extraktion der Zeitinformation [150].	107
Abb. 6.6:	Erzeugung des Abtasttaktes und der Zeitstempel mittels der PRU des BBB. Quelle [92].	111
Abb. 6.7:	Softwaremodule der OpenPMU Quelle [92]. Die synchrone Erfassung leistet der SBC, die Verarbeitung der Rohwerte zu Phasoren erfolgt extern.	111
Abb. 6.8:	Systemarchitektur der SMU. Die zeitkritische Erkennung des PPS und die Initiierung der Abtastungen übernimmt ein Kernel-Treiber. Der PPS-Pfad ist nicht gezeigt. Durch die Ausführung im Kernel-Space werden Latenzen unterhalb $1 \mu\text{s}$ erreicht. Quelle [82].	113
Abb. 6.9:	Datenfluss innerhalb des FDR der dritten Generation. Quelle [96]. . .	114
Abb. 6.10:	Gruppierung der Architekturen der Recheneinheit für die Erfassungssysteme aus der Literatur	115
Abb. 6.11:	Aufteilung der Gerätefunktionalitäten auf PL und PS der Datenverarbeitungshardware.	118
Abb. 6.12:	Hardwarebestandteile der Neukonzeption.	120
Abb. 6.13:	Blockschaltbild des Moduls zur Spannungsmessung. Die eingefasste Signalkette ist Bestandteil des DAS ADS8598h von Texas Instruments. Links findet sich die Schutzbeschaltung mit Schmelzsicherungen und Metall-Oxid Varistoren als Überspannungsschutz. Die Eingangsgrößen werden gegen das Schutzleiterpotential gemessen. Die Neutralleiterspannung wird zusätzlich erfasst.	122
Abb. 6.14:	Blockschaltbild des Modulträgers.	125
Abb. 6.15:	Blockschaltbild der digitalen Phasenregelschleife zur Erzeugung des Abtasttaktes aus dem GPS-PPS-Signal.	128
Abb. 6.16:	Blockschaltbild des NCO. Die Ausgangsphase Φ ist hier auf den Bereich -1 bis 1 abgebildet und ist in der Implementierung passend diskretisiert. Dies wird durch die angegebenen Wortbreiten N symbolisiert. .	129
Abb. 6.17:	Zustandsdiagramm für die Synchronisation der Takterzeugung mit dem GPS-PPS-Signal.	130
Abb. 6.18:	Fluss der Zeitinformation im neuen Systemkonzept. Die Zuordnung von UTC-Zeitstempel und Abtastwert erfolgt blockweise und zweistufig.	132
Abb. 6.19:	Signalkette der Stromeingänge für Rogowskispulen.	134

Abb. 6.20: Spannung am Ausgang von Rogowskispulen bei Anregung mit einem Schaltlichtbogen in unmittelbarer Nähe. Zur Darstellung um ± 400 mV verschoben. Messungen mit Speicheroszilloskop (Eingangsimpedanz $1\text{ M}\Omega \parallel 10\text{ pF}$) zeigen das gleiche Ereignis. Sensitivität der Spulen: A&B: $22,5\text{ }\mu\text{V/A}$, C: $68\text{ }\mu\text{V/A}$	135
Abb. 6.21: Bode-Diagramm des experimentell ermittelten Impedanzfrequenzgangs für drei verschiedene Rogowskispulen	137
Abb. 6.22: Messaufbau zur Überprüfung des Spulenmodells durch Sprunganregung.	139
Abb. 6.23: Vergleich der Sprungantworten von Spulenmodell und Messung für die unterschiedlichen Spulentypen A und C. Datenerhebung entsprechend des Messaufbaus nach Abbildung 6.22.	140
Abb. 6.24: Detail des Phasengangs eines Tiefpassfilters 1. Ordnung zur Rekonstruktion der Stromsignalform bei Verwendung einer Rogowskispule. Die vertikale Linie zeigt 50 Hz, die waagerechte den Grenzfehler von $0,1^\circ$	142
Abb. 6.25: Signalkette der Signalkonditionierung der Stromeingänge für Rogowskispulen.	142
Abb. 6.26: Amplitudenfrequenzgang (a) und Phasenfrequenzgang (b) des LF-Integrators in zeitkontinuierlicher Darstellung und nach bilinearer Transformation in den z -Bereich sowie die Unterschiede zwischen den Darstellungen.	145
Abb. 6.27: Schaltung des analogen Teils der Signalkonditionierung. Der Ausgang speist das Data Aquisition System eines analogen Eingangsmoduls.	145
Abb. 6.28: Vergleich der Frequenzgänge mit und ohne Belastung der Rogowskispulen durch den Eingangstiefpass des AFE. Amplitude normiert auf Wert bei 50 Hz.	147
Abb. 6.29: Frequenzgang des Gesamtsystems zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spule Typ C	148
Abb. 6.30: Detail des Frequenzgangs für das Gesamtsystem zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spulentyp C	149
Abb. 6.31: Rauschersatzschaltung des Eingangsmoduls. Dargestellte Widerstände und Verstärker sind rauschfrei (graue Symbole) – ihr Rauschen ist durch Rauschquellen repräsentiert. Die Rauschäquivalente der $OV_{\{ \cdot \}, R\ddot{a}}$ haben die angegebenen Verstärkungen.	150

Abb. 6.32: Rauschspektrum des Gesamtsystems, des AFE und der Verstärkerstufe bei Verwendung von Rogowskispulen vom Typ C. Auf der rechten Achse: Integriertes Gesamtrauschen. Die Größen sind auf den Systemausgang mit einem Messbereich mit einem Spitzenwert von 100 A skaliert. Bestimmung mit der Welch-Methode: Sequenzlänge 600 s, $f_s = 50$ kHz, Fenstergröße 2^{16} , Überlappung 2^{15} 153

Abb. 6.33: Versuchsaufbau zum vergleichenden Test der Empfindlichkeit auf benachbarte Schaltlichtbögen. 155

Abb. 6.34: Gemessene Systemantwort auf eine Anregung mit Schaltlichtbogen. Spulentyp A, skaliert auf den Messbereich von 100 A. Messung am AFE-Ausgang mit Speicheroszilloskop R&S RTM3000[105], Bandbreite 100 MHz. Für den Systemausgang findet das DAS Verwendung. 155

Abb. 6.35: Typische Spannungssignalform im Niederspannungsnetz und daraus durch Unterdrückung der Grundschwingung isolierte hochfrequente Signalanteile. 157

Abb. 6.36: Schaltung des einstufigen passiven Doppel-T-Filters. 158

Abb. 6.37: Amplitudenfrequenzgänge des Doppel-T-Kerbfilters bei Worst-Case-Variation der Bauteilparameter. 159

Abb. 6.38: Schaltung des einstufigen passiven Doppel-T-Filters. 160

Abb. 6.39: Schema und Signalfluss für die Selbstkalibrierung des Frequenzgangs des Kerbfilters. 161

Abb. A.1: Tank-Analogie zum Verhalten des Stromnetzes bei Unausgeglichenheit von Erzeugung und Verbrauch. Die Primärregelung verhindert ein Leer- oder Überlaufen durch Anpassung des Zulaufs proportional zur Frequenz. Modifiziert nach [113] 170

Abb. A.2: Die *großen* synchronen Netzregionen in Europa und Nord-Amerika nach behördlichen Veröffentlichungen. Kleinere, eigenständige synchrone Netze (insbesondere Inseln) sind nicht getrennt hervorgehoben. 171

Abb. A.3: Messpunkte der Kampagnen zur Erfassung von Frequenzzeitreihen. Die Rauten zeigen die Orte einer synchronisierten Kampagne, bei der die Daten zeitgleich und im gleichen Verbundnetz erfasst wurden. . . 173

Abb. A.4: Die Frequenzzeitreihen für verschiedene Regionen zeigen große charakteristische Unterschiede. Es werden stündliche Ausschnitte der Differenz von gemessener Frequenz und nomineller Frequenz ($f - f_0$) dargestellt. Zur besseren Sichtbarkeit sind die Nulllinien gegeneinander verschoben. Aus [143]. 173

Abb. A.5: Histogramme (a-c) und Autokorrelationen (d-f) der Frequenztrajektorien. Die synchronen Regionen weisen jeweils charakteristische Merkmale auf. (a-c) Insbesondere die Inseln zeigen große Abweichungen von einer Gaußverteilung. Auch der Bereich der Streuung variiert stark. (d-f) Typische Zeitkonstanten des Netzverhaltens werden sichtbar (Peaks), die auf gezielte Systemanregungen schließen lassen. Auch zeigt sich ein unterschiedlich schnelles Abklingen der Autokorrelationsfunktionen.[143]	175
Abb. A.6: Die Rauschamplitude ϵ der Frequenz fällt mit der Größe N der versorgten Population nach $1/\sqrt{N}$. Die Population dient als Hilfsgröße zur Abschätzung der Gesamterzeugung/Gesamtlast der Netzregion, da diese Informationen nur schwer verfügbar sind. Der graue Bereich zeigt die Standardabweichung (σ -Umgebung) der dargestellten Näherung an. [143]	177
Abb. B.1: Frequenzgang des Gesamtsystems zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spule Typ A	183
Abb. B.2: Detail des Frequenzgang des Gesamtsystems zur Strommessung mit Rogowskispulen. Spule Typ A	183
Abb. B.3: Schaltbild der Funktionsblöcke des SoC-Moduls TE0726 „ZynqBerry“ der Firma Trenz Elektronik, bestückt mit einem Xilinx Zynq XC7Z010-1CLG225C SoC. Quelle [148].	184
Abb. B.4: Übersichtsbild der Funktionsblöcke des Xilinx Zynq7000 SoC. Oben: Der PS-Teil mit ARM-Kernen für die Ausführung von Anwenderprogrammen, bezeichnet als APU. Unten: Der PL-Teil. Quelle [149]. . . .	185
Abb. B.5: Blockschaltbild des Acquisition Systems ADS8598h von Texas Instruments. AAF, PGA, ADC-Treiber und ADC sind bereits integriert. Quelle [109]	186

Tabellenverzeichnis

Tab. 2.1: Leitungsparameter typischer Nieder- und Mittelspannungsleitungen . . .	13
Tab. 3.1: Leitungsparameter für die simulative Untersuchung. Freileitung mit Leitungsseil nach DIN 48201 und mittlerem Leiterabstand von 0,5 m . . .	40
Tab. 3.2: Geräte zur synchronisierten Spannungsmessung	43
Tab. 3.3: Amplituden und Winkelfehler div. Stromsensoren, jeweils bei Nennstrom.	45
Tab. 4.1: Leitungsimpedanz des ersten Leitungsabschnitts, in typischen Netzen, s. Abschnitt 2.1	53
Tab. 4.2: Simulationsparameter für Vergleich der Rauschsensitivität nach [64]. Es werden drei Lastfälle (A,B,C) untersucht.	61
Tab. 4.3: Simulationsergebnisse zur Rauschsensitivität für den Vergleich mit [64]. Relative Fehler ϵ in Prozent des Nominalwertes.	62
Tab. 4.4: Erwarteter Fehler bei entsprechender Gleichung (4.15) für Szenario A und B mit $K_{P_0} = K_{Q_0} = 1,4$, $N = 1000$ und $f_A = 1/280$ ms. Angegeben sind normierte Größen.	67
Tab. 5.1: Vergleichender Überblick der häufig angewendeten Strommessprinzi- pien im Energiebereich.	80
Tab. 6.1: Entwicklungsverlauf des Electrical Data Recorder	101
Tab. 6.2: Vergleich der bekannten Erfassungssysteme hinsichtlich ausgewählter Anforderungen	116
Tab. 6.3: Zusätzliche Datensignale der DAS-Kommunikation	124
Tab. 6.4: Geschätzte Spulenparameter und errechneter Parallelwiderstand zur Terminierung für kritische Dämpfung.	138
Tab. 6.5: Komponenten und Werte der gewählten Dimensionierung des AFE. . .	146
Tab. 6.6: Komponenten des Rauschens der gewählten Dimensionierung des AFE bei 300 K.	151

Tab. 6.7: Komponenten des Rauschens der ersten Stufe in der gewählten Dimensionierung des AFE bei 300 K. Bei Frequenzabhängigkeit ist jeweils das Maximum (für $\omega = 0$) angegeben. 152

Tab. A.1: Messpunkte und Zuordnung zu synchronen Netzregionen 174

Referenzen

- [1] DEUTSCHER BUNDESTAG: Gesetz über die friedliche Verwendung der Kernenergie und den Schutz gegen ihre Gefahren (Atomgesetz). 2021. URL: <https://www.gesetze-im-internet.de/atg/BJNR008140959.html#BJNR008140959BJNG000100326> (besucht am 29. 11. 2022).
- [2] DEUTSCHER BUNDESTAG: Gesetz zur Reduzierung und zur Beendigung der Kohleverstromung und zur Änderung weiterer Gesetze (Kohleausstiegsgesetz). 2022. URL: https://www.bgbl.de/xaver/bgbl/start.xav?start=//%5B@attr_id=%27bgbl120s1818.pdf%27%5D#_bgbl_%2F%2F*%5B%40attr_id%3D%27bgbl120s1818.pdf%27%5D_1669713885650 (besucht am 29. 11. 2022).
- [3] ARBEITSGRUPPE ERNEUERBARE-ENERGIEN-STATISTIK, (Hrsg.): Zeitreihen zur Entwicklung der erneuerbaren Energien in Deutschland. 2022. URL: <https://www.erneuerbare-energien.de/EE/Redaktion/DE/Downloads/zeitreihen-zur-entwicklung-der-erneuerbaren-energien-in-deutschland-1990-2021.pdf> (besucht am 29. 11. 2022).
- [4] UMWELTBUNDESAMT: Kraftwerksleistung in Deutschland: Installierte Kraftwerksleistung im Jahr 2021 in Deutschland. 2022. URL: https://www.umweltbundesamt.de/sites/default/files/medien/372/bilder/dateien/kraftwerksleistung_2021.pdf.
- [5] P. SIMON und W. WARMUTH: Photovoltaics Report. Fraunhofer Institute for Solar Energy Systems (Hrsg.). 2022. URL: <https://www.ise.fraunhofer.de/content/dam/ise/de/documents/publications/studies/Photovoltaics-Report.pdf> (besucht am 29. 11. 2022).
- [6] KRAFTFAHRTBUNDESAMT, (Hrsg.): Fahrzeugzulassungen (FZ): Bestand an Kraftfahrzeugen nach Umwelt-Merkmalen. 2022. URL: https://www.kba.de/SharedDocs/Downloads/DE/Statistik/Fahrzeuge/FZ13/fz13_2022.pdf (besucht am 29. 11. 2022).

- [7] BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V. (BDEW)), (Hrsg.): Meinungsbild E-Mobilität: Meinungsbild der Bevölkerung zur Elektromobilität. Berlin, 2019.
- [8] STATISTISCHES BUNDESAMT, (Hrsg.): Pressemitteilung Nr. 226: Mehr als die Hälfte der im Jahr 2021 gebauten Wohngebäude heizen mit Wärmepumpen. 2022. URL: https://www.destatis.de/DE/Presse/Pressemitteilungen/2022/06/PD22_226_31121.html (besucht am 30. 11. 2022).
- [9] M. ARNOLD: *Planungsgrundsätze für Niederspannungsnetze unter Berücksichtigung regelbarer Ortsnetztransformatoren*. 1. Auflage. Bd. 5. Forschungsberichte des Lehrstuhls für Energiesysteme und Energiemanagement. Aachen: Shaker, 2019.
- [10] J. PRIEBE, N. WEHBRING, H. CHANG, A. MOSER, H. K. ÇAKMAK, U. G. KUEHNAPFEL und V. HAGENMEYER: Exploiting Unused Capacity in the Grid. In: *2019 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia)*. IEEE, 2019, S. 451–456. DOI: [10.1109/ISGT-Asia.2019.8880909](https://doi.org/10.1109/ISGT-Asia.2019.8880909).
- [11] H. K. ÇAKMAK und V. HAGENMEYER: Using Open Data for Modeling and Simulation of the All Electrical Society in eSiMOV. In: *2022 Open Source Modelling and Simulation of Energy Systems (OSMSES)*. IEEE, 2022, S. 1–6. DOI: [10.1109/OSMSES54027.2022.9769145](https://doi.org/10.1109/OSMSES54027.2022.9769145).
- [12] SMART GRIDS-PLATTFORM BADEN-WÜRTTEMBERG E.V., (Hrsg.): Smart Grids-Roadmap Baden-Württemberg 2.0. Stuttgart, 2022. URL: www.smartgrids-bw.net/roadmap (besucht am 02. 04. 2023).
- [13] A. J. SCHWAB: *Elektroenergiesysteme: Smarte Stromversorgung im Zeitalter der Energiewende*. 7. Auflage 2021. Berlin: Springer-Verlag, 2022.
- [14] B. KROPOSKI, R. LASSETER, T. ISE, S. MOROZUMI, S. PAPANATHANASSIOU und N. HATZIARGYRIOU: Making microgrids work. *IEEE Power and Energy Magazine* **6**(3) (2008), S. 40–53. DOI: [10.1109/MPE.2008.918718](https://doi.org/10.1109/MPE.2008.918718).
- [15] F. MILANO: *Advances in Power System Modelling, Control and Stability Analysis*. Institution of Engineering and Technology, 2022. DOI: [10.1049/PBP0217E](https://doi.org/10.1049/PBP0217E).
- [16] J. CHEN, R. ZHU, M. LIU, G. DE CARNE, M. LISERRE, F. MILANO und T. O'DONNELL: Smart Transformer for the Provision of Coordinated Voltage and Frequency Support in the Grid. In: *IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway, NJ: IEEE, 2018, S. 5574–5579. DOI: [10.1109/IECON.2018.8595407](https://doi.org/10.1109/IECON.2018.8595407).
- [17] G. L. KUSIC und D. L. GARRISON: Measurement of transmission line parameters from SCADA data. In: *2004 IEEE PES Power Systems Conference and Exposition*. 2004, S. 344–349. DOI: [10.1109/PSCE.2004.1397479](https://doi.org/10.1109/PSCE.2004.1397479).

- [18] R. MATICA, V. KIRINCIC, S. SKOK und A. MARUSIC: Transmission line impedance estimation based on PMU measurements. In: *IEEE EuroCon 2013*. 2013, S. 1438–1444. DOI: [10.1109/EUROCON.2013.6625167](https://doi.org/10.1109/EUROCON.2013.6625167).
- [19] A. VON MEIER, E. STEWART, A. McEACHERN, M. ANDERSEN und L. MEHRMANESH: Precision Micro-Synchrophasors for Distribution Systems: A Summary of Applications. *IEEE Transactions on Smart Grid* **8**(6) (2017), S. 2926–2936. DOI: [10.1109/TSG.2017.2720543](https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2720543).
- [20] G. KERBER: *Aufnahmefähigkeit von Niederspannungsverteilstnetzen für die Einspeisung aus Photovoltaikkleinanlagen: Zugl.: München, Techn. Univ., Diss., 2011*. Uelvesbüll: Der Andere Verl., 2011.
- [21] G. KERBER und R. WITZMANN: Statistische Analyse von NS-Verteilnetzen und Modellierung von Referenznetzen. *EW - Magazin für die Energiewirtschaft* (2008), S. 22–26.
- [22] M. ZOCHER: *Schaltungstechnik mit konzentrierten Elementen*. 1. Aufl. Bd. 1. Beiträge aus der Informationstechnik. Dresden: Vogt, 2011.
- [23] D. OEDING und B. R. OSWALD: *Elektrische Kraftwerke und Netze*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2016. DOI: [10.1007/978-3-662-52703-0](https://doi.org/10.1007/978-3-662-52703-0).
- [24] SÜDKABEL GMBH: Einadrige VPE-isolierte Kabel für Mittelspannungsnetze. 2021. URL: https://www.suedkabel.de/wp-content/uploads/2021/03/S%C3%9CDKABEL_Einadrige_VPE-isolierte_Mittelspannungskabel_2021.pdf (besucht am 12. 07. 2022).
- [25] BDK-GMBH: Katalog Freileitungsseile. Drahtzieh- und Kunststoffaufbereitungs GmbH (Hrsg.). Berlin, 2015. URL: <https://bdk-gmbh.de/wp-content/uploads/2018/10/download-katalog-freileitungsseile.pdf> (besucht am 12. 07. 2022).
- [26] V. CRASTAN: *Elektrische Energieversorgung 1*. Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2015. DOI: [10.1007/978-3-662-45985-0](https://doi.org/10.1007/978-3-662-45985-0).
- [27] J. GEIS-SCHROER: *Modellierung von Niederspannungskabeln zur Untersuchung unsymmetrischer Stromflüsse*. Masterarbeit. Karlsruhe: Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [28] K. STEINBRICH: *Untersuchungen zum frequenzabhängigen Übertragungsverhalten von Energiekabeln*. Dissertation. Universität Duisburg-Essen, 2005.
- [29] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS und IEEE-SA STANDARDS BOARD: IEEE Standard for Synchrophasor Data Transfer for Power Systems. New York, 2011.

- [30] IEC INTERNATIONALE ELEKTROTECHNISCHE KOMMISSION: Messwandler - Teil 1: Allgemeine Anforderungen. 01. 10. 2007.
- [31] INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS und IEEE-SA STANDARDS BOARD: International Standard: Measuring relays and protection equipment – Part 118-1: Synchrophasor for power systems – Measurements. New York, 2018.
- [32] W. MATHIS und A. REIBIGER: *Küpfmüller Theoretische Elektrotechnik*. Berlin, Heidelberg: Springer-Verlag, 2017. DOI: [10.1007/978-3-662-54837-0](https://doi.org/10.1007/978-3-662-54837-0).
- [33] W. ROGOWSKI und W. STEINHAUS: Die Messung der magnetischen Spannung. *Archiv für Elektrotechnik* **1**(4) (1912), S. 141–150. DOI: [10.1007/BF01656479](https://doi.org/10.1007/BF01656479).
- [34] D. A. WARD und J. T. LA EXON: Using Rogowski coils for transient current measurements. *Engineering Science and Education Journal* **2**(3) (1993), S. 105. DOI: [10.1049/esej:19930034](https://doi.org/10.1049/esej:19930034).
- [35] J. D. RAMBOZ: Machinable Rogowski coil, design, and calibration. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **45**(2) (1996), S. 511–515. DOI: [10.1109/19.492777](https://doi.org/10.1109/19.492777).
- [36] A. LISOWIEC, A. NOWAKOWSKI und P. WLAZŁO: New Quality of Current Measurement in Power Switchgear with the Use of PCB Sensors. *Acta Energetica* (23) (2015), S. 59–63. DOI: [10.12736/issn.2300-3022.2015206](https://doi.org/10.12736/issn.2300-3022.2015206).
- [37] M. MARRACCI, B. TELLINI, C. ZAPPACOSTA und G. ROBLES: Critical Parameters for Mutual Inductance Between Rogowski Coil and Primary Conductor. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **60**(2) (2011), S. 625–632. DOI: [10.1109/TIM.2010.2051591](https://doi.org/10.1109/TIM.2010.2051591).
- [38] FLUKE CORPORATION, (Hrsg.): I430-Flexi-TF-II 6000A AC Current Probe: Instructions. 2011. URL: https://dam-assets.fluke.com/s3fs-public/i430flexisger0300.pdf?TTh8VbXrJq0s0w9Z.mm1qCExBnv4Uw_5 (besucht am 15. 03. 2022).
- [39] LEM SA, (Hrsg.): Split Core Rogowski Coil: ART Series Datasheet. 2018. URL: https://www.lem.com/sites/default/files/products_datasheets/art-b22-dxxxxx_series.pdf (besucht am 15. 12. 2022).
- [40] J. A. BRANDÃO FARIA und R. ARANEO: A rigorous matrix procedure for calculating the line constants and wave parameters of uniform MTLs using SMT/PMU. *International Transactions on Electrical Energy Systems* **27**(10) (2017). DOI: [10.1002/etep.2377](https://doi.org/10.1002/etep.2377).
- [41] K. TUTTELBERG und J. KILTER: Uncertainty propagation in PMU-based transmission line monitoring. *IET Generation, Transmission & Distribution* **12**(3) (2018), S. 745–755. DOI: [10.1049/iet-gtd.2017.0244](https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2017.0244).

-
- [42] M. ASPROU, E. KYRIAKIDES und M. M. ALBU: Uncertainty Bounds of Transmission Line Parameters Estimated from Synchronized Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **68**(8) (2019), S. 2808–2818. DOI: [10.1109/TIM.2018.2867966](https://doi.org/10.1109/TIM.2018.2867966).
- [43] A. G. PRIYANKA, A. MONTI und F. PONCI: A Data-driven Technique for Network Line Parameter Estimation Using Gaussian Processes. In: *2023 IEEE Power & Energy Society General Meeting (PESGM)*. IEEE, 2023, S. 1–5. DOI: [10.1109/PESGM52003.2023.10252495](https://doi.org/10.1109/PESGM52003.2023.10252495).
- [44] POWERSIDE, (Hrsg.): microPMU & LV: Datasheet. 2021.
- [45] IEEE: IEEE Standard for Synchrophasor Measurements for Power Systems. Piscataway, NJ, USA. DOI: [10.1109/IEEESTD.2011.6111219](https://doi.org/10.1109/IEEESTD.2011.6111219).
- [46] ZES ZIMMER ELECTRONIC SYSTEMS GMBH, (Hrsg.): Sensors & Accessories for LMG Family: User Manual. 2023. URL: https://www.zes.com/de/content/download/689/6677/file/Sensors_LMG600.pdf (besucht am 17.04.2023).
- [47] IEC INTERNATIONALE ELEKTROTECHNISCHE KOMMISSION: Messwandler - Teil 2: Zusätzliche Anforderungen für Stromwandler. 2012.
- [48] HIOKI EUROPE GMBH, (Hrsg.): CT6862 AC/DC CURRENT SENSOR: Instruction Manual. 2018. URL: <https://www.hioki.com/euro-en/download/30177> (besucht am 13.11.2023).
- [49] DANISENSE A/S, (Hrsg.): DS200ID: Datasheet. 2022. URL: <https://danisense.com/wp-content/uploads/DS200ID.pdf> (besucht am 13.11.2023).
- [50] P. A. PEGORARO, P. CASTELLO, C. MUSCAS, K. BRADY und A. VON MEIER: Handling Instrument Transformers and PMU Errors for the Estimation of Line Parameters in Distribution Grids. In: *AMPS 2017 - IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems, Proceedings*. 2017. DOI: [10.1109/AMPS.2017.8078339](https://doi.org/10.1109/AMPS.2017.8078339).
- [51] R. PUDDU, K. BRADY, C. MUSCAS, P. A. PEGORARO und A. VON MEIER: PMU-Based Technique for the Estimation of Line Parameters in Three-Phase Electric Distribution Grids. In: *AMPS 2018*. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2018, S. 1–5. DOI: [10.1109/AMPS.2018.8494886](https://doi.org/10.1109/AMPS.2018.8494886).
- [52] P. A. PEGORARO, K. BRADY, P. CASTELLO, C. MUSCAS und A. VON MEIER: Line Impedance Estimation Based on Synchrophasor Measurements for Power Distribution Systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **68**(4) (2019), S. 1002–1013. DOI: [10.1109/TIM.2018.2861058](https://doi.org/10.1109/TIM.2018.2861058).

- [53] P. A. PEGORARO, K. BRADY, P. CASTELLO, C. MUSCAS und A. VON MEIER: Compensation of Systematic Measurement Errors in a PMU-Based Monitoring System for Electric Distribution Grids. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **68**(10) (2019), S. 3871–3882. DOI: [10.1109/TIM.2019.2908703](https://doi.org/10.1109/TIM.2019.2908703).
- [54] A. G. PHADKE und J. S. THORP: *Synchronized Phasor Measurements and Their Applications*. 2nd ed. 2017. Power Electronics and Power Systems. Cham und s.l.: Springer International Publishing, 2017. DOI: [10.1007/978-3-319-50584-8](https://doi.org/10.1007/978-3-319-50584-8). URL: <http://dx.doi.org/10.1007/978-3-319-50584-8>.
- [55] Z. WU, L. T. ZORA und A. G. PHADKE: Simultaneous transmission line parameter and PMU measurement calibration. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. Bd. 2015-September. 2015. DOI: [10.1109/PESGM.2015.7286115](https://doi.org/10.1109/PESGM.2015.7286115).
- [56] M. KLAES, J. ZWARTSCHOLTEN, A. NARAYAN, S. LEHNHOFF und C. REHTANZ: Impact of ICT Latency, Data Loss and Data Corruption on Active Distribution Network Control. *IEEE Access* **11** (2023), S. 14693–14701. DOI: [10.1109/ACCESS.2023.3243255](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3243255).
- [57] N. HOSSEINZADEH, A. AZIZ, A. MAHMUD, A. GARGOOM und M. RABBANI: Voltage Stability of Power Systems with Renewable-Energy Inverter-Based Generators: A Review. *Electronics* **10**(2) (2021), S. 115. DOI: [10.3390/electronics10020115](https://doi.org/10.3390/electronics10020115).
- [58] W. W. PRICE, K. A. WIRGAU, A. MURDOCH, J. V. MITSCHKE, E. VAAHEDI und M. EL-KADY: Load modeling for power flow and transient stability computer studies. *IEEE Transactions on Power Systems* **3**(1) (1988), S. 180–187. DOI: [10.1109/59.43196](https://doi.org/10.1109/59.43196).
- [59] P. ARISTIDOU, G. VALVERDE und T. VAN CUTSEM: Contribution of Distribution Network Control to Voltage Stability: A Case Study. *IEEE Transactions on Smart Grid* **8**(1) (2017), S. 106–116. DOI: [10.1109/TSG.2015.2474815](https://doi.org/10.1109/TSG.2015.2474815).
- [60] Z. WANG und J. WANG: Review on Implementation and Assessment of Conservation Voltage Reduction. *IEEE Transactions on Power Systems* **29**(3) (2014), S. 1306–1315. DOI: [10.1109/TPWRS.2013.2288518](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2013.2288518).
- [61] D. HAN, J. MA, R.-m. HE und Z.-y. DONG: A Real Application of Measurement-Based Load Modeling in Large-Scale Power Grids and its Validation. *IEEE Transactions on Power Systems* **24**(4) (2009), S. 1756–1764. DOI: [10.1109/TPWRS.2009.2030298](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2009.2030298).
- [62] G. DE CARNE, S. BRUNO, M. LISERRE und M. LA SCALA: Distributed Online Load Sensitivity Identification by Smart Transformer and Industrial Metering. *IEEE Transactions on Industry Applications* **55**(6) (2019), S. 7328–7337. DOI: [10.1109/TIA.2019.2918053](https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2918053).

- [63] A. ARIF, Z. WANG, J. WANG, B. MATHER, H. BASHUALDO und D. ZHAO: Load Modeling—A Review. *IEEE Transactions on Smart Grid* **9**(6) (2018), S. 5986–5999. DOI: [10.1109/TSG.2017.2700436](https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2700436).
- [64] G. DE CARNE, M. LISERRE und C. VOURNAS: On-Line Load Sensitivity Identification in LV Distribution Grids. *IEEE Transactions on Power Systems* **32**(2) (2017), S. 1570–1571. DOI: [10.1109/TPWRS.2016.2581979](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2016.2581979).
- [65] G. DE CARNE, G. BUTICCHI, M. LISERRE und C. VOURNAS: Load Control Using Sensitivity Identification by Means of Smart Transformer. *IEEE Transactions on Smart Grid* **9**(4) (2018), S. 2606–2615. DOI: [10.1109/TSG.2016.2614846](https://doi.org/10.1109/TSG.2016.2614846).
- [66] TNEI SERVICES LTD: Rate of change of frequency (RoCoF): Review of TSO and generator submissions. Final report. 2013. URL: <https://gaeilge.cru.ie/wp-content/uploads/2013/07/cer13143-a-ppa-tnei-rocof-final-report.pdf>.
- [67] J. O’SULLIVAN, A. ROGERS, D. FLYNN, P. SMITH, A. MULLANE und M. O’MALLEY: Studying the Maximum Instantaneous Non-Synchronous Generation in an Island System—Frequency Stability Challenges in Ireland. *IEEE Transactions on Power Systems* **29**(6) (2014), S. 2943–2951. DOI: [10.1109/TPWRS.2014.2316974](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2014.2316974).
- [68] P. ROMANO: DFT-based Synchrophasor Estimation Algorithms and their Integration in Advanced Phasor Measurement Units for the Real-time Monitoring of Active Distribution Networks. 2016. DOI: [10.5075/epfl-thesis-6906](https://doi.org/10.5075/epfl-thesis-6906).
- [69] HIOKI E.E. CORPORATION: AC/DC CURRENT PROBE CT6841A, CT6843A, CT6844A, CT6845A, CT6846A. Nagano, Japan, 2022. URL: <https://www.hioki.com/euro-en/download/38619> (besucht am 19.07.2023).
- [70] M. CHIAMPI, G. CROTTI und A. MORANDO: Evaluation of Flexible Rogowski Coil Performances in Power Frequency Applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **60**(3) (2011), S. 854–862. DOI: [10.1109/TIM.2010.2060223](https://doi.org/10.1109/TIM.2010.2060223).
- [71] S. PAULUS, J.-B. KAMMERER, J. PASCAL, C. BONA und L. HEBRARD: Continuous calibration of Rogowski coil current transducer. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* **89**(1) (2016), S. 77–88. DOI: [10.1007/s10470-016-0764-7](https://doi.org/10.1007/s10470-016-0764-7).
- [72] J. BRANDÃO FARIA, V. MALÓ MACHADO und M. GUERREIRO NEVES: Analysis of the mutual inductance in current transformers taking primary conductors eccentricity into account. *IEEE Transactions on Magnetics* **47**(6 PART 2) (2011), S. 1719–1725. DOI: [10.1109/TMAG.2011.2114670](https://doi.org/10.1109/TMAG.2011.2114670).

- [73] A. McEachern: Micro-synchrophasors for distribution grids: instrumentation lessons learned (so far!) 2016. URL: https://www.naspi.org/sites/default/files/2016-10/psl_mceachern_micro_synchrophasor_distribution_grid_20160323.pdf.
- [74] H. MAASS, H. K. ÇAKMAK, W. SUESS, A. QUINTE, W. JAKOB, K. U. STUCKY und U. G. KUEHNAPFEL: Introducing the Electrical Data Recorder as a new capturing device for power grid analysis. In: *2012 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems, AMPS 2012 Proceedings*. 2012, S. 143–148. DOI: [10.1109/AMPS.2012.6343992](https://doi.org/10.1109/AMPS.2012.6343992).
- [75] H. MAASS, H. K. ÇAKMAK, W. SUESS, A. QUINTE, W. JAKOB, E. MULLER, K. BOEHM, K. U. STUCKY und U. G. KUEHNAPFEL: Introducing a new voltage time series approach for electrical power grid analysis. In: *2012 IEEE International Energy Conference and Exhibition (ENERGYCON)*. IEEE, 2012, S. 890–895. DOI: [10.1109/EnergyCon.2012.6348277](https://doi.org/10.1109/EnergyCon.2012.6348277).
- [76] H. MAASS, H. K. ÇAKMAK, W. SUESS, A. QUINTE, W. JAKOB, K. U. STUCKY und U. G. KUEHNAPFEL: First evaluation results using the new electrical data recorder for power grid analysis. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **62**(9) (2013), S. 2384–2390. DOI: [10.1109/TIM.2013.2270923](https://doi.org/10.1109/TIM.2013.2270923).
- [77] H. MAASS, H. K. ÇAKMAK, F. BACH und U. G. KUEHNAPFEL: One year high rate low voltage recording - Devices, methods and results. In: *2013 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS)*. IEEE, 2013, S. 68–72. DOI: [10.1109/AMPS.2013.6656228](https://doi.org/10.1109/AMPS.2013.6656228).
- [78] F. BACH, H. K. ÇAKMAK, H. MAASS und U. G. KUEHNAPFEL: Power grid time series data analysis with pig on a Hadoop cluster compared to multi core systems. In: *Proceedings of the 2013 21st Euromicro International Conference on Parallel, Distributed, and Network-Based Processing, PDP 2013*. 2013, S. 208–212. DOI: [10.1109/PDP.2013.37](https://doi.org/10.1109/PDP.2013.37).
- [79] H. MAASS, H. K. ÇAKMAK, F. BACH und U. G. KUEHNAPFEL: Preparing the electrical data recorder for comparative power network measurements. In: *ENERGYCON 2014 - IEEE International Energy Conference*. 2014, S. 759–765. DOI: [10.1109/ENERGYCON.2014.6850511](https://doi.org/10.1109/ENERGYCON.2014.6850511).
- [80] H. MAASS, H. K. ÇAKMAK, F. BACH, R. MIKUT, A. HARRABI, W. SUESS, W. JAKOB, K. U. STUCKY, U. G. KUEHNAPFEL und V. HAGENMEYER: Data processing of high-rate low-voltage distribution grid recordings for smart grid monitoring and analysis. *Eurasip Journal on Advances in Signal Processing* **2015**(1) (2015), S. 1–21. DOI: [10.1186/s13634-015-0203-4](https://doi.org/10.1186/s13634-015-0203-4).

- [81] R. JUMAR, H. MAASS, B. SCHÄFER, L. R. GORJÃO und V. HAGENMEYER: Power grid frequency data base. 2020. URL: <https://osf.io/by5hu/> (besucht am 21. 03. 2022).
- [82] C. G. C. CARDUCCI, M. PAU, C. CAZAL, F. PONCI und A. MONTI: SMU Open-Source Platform for Synchronized Measurements. *Sensors (Switzerland)* **22**(14) (2022). DOI: [10.3390/s22145074](https://doi.org/10.3390/s22145074).
- [83] D. DELLA GIUSTINA, M. PAU, P. A. PEGORARO, F. PONCI und S. SULIS: Electrical distribution system state estimation: measurement issues and challenges. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine* **17**(6) (2014), S. 36–42. DOI: [10.1109/MIM.2014.6968929](https://doi.org/10.1109/MIM.2014.6968929).
- [84] G. BETTA, L. FERRIGNO und M. LARACCA: Cost-Effective FPGA instrument for harmonic and interharmonic monitoring. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **62**(8) (2013), S. 2161–2170. DOI: [10.1109/TIM.2013.2264862](https://doi.org/10.1109/TIM.2013.2264862).
- [85] L. R. SILVA, E. B. KAPISCH, C. H. MARTINS, L. M. FILHO, A. S. CERQUEIRA, C. A. DUQUE und P. F. RIBEIRO: Gapless Power-Quality Disturbance Recorder. *IEEE Transactions on Power Delivery* **32**(2) (2017), S. 862–871. DOI: [10.1109/TPWRD.2016.2557280](https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2557280).
- [86] E. VICIANA, A. ALCAYDE, F. MONTOYA, R. BAÑOS, F. ARRABAL-CAMPOS, A. ZAPATA-SIERRA und F. MANZANO-AGUGLIARO: OpenZmeter: An Efficient Low-Cost Energy Smart Meter and Power Quality Analyzer. *Sustainability* **10**(11) (2018), S. 4038. DOI: [10.3390/su10114038](https://doi.org/10.3390/su10114038).
- [87] G. AURILIO, D. GALLO, C. LANDI, M. LUISO und G. GRADITI: A low cost smart meter network for a smart utility. In: *Conference Record - IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*. 2014, S. 380–385. DOI: [10.1109/I2MTC.2014.6860772](https://doi.org/10.1109/I2MTC.2014.6860772).
- [88] D. M. LAVERTY, D. J. MORROW, A. MCKINLEY und M. CREGAN: OpenPMU: Open source platform for Synchrophasor applications and research. In: *2011 IEEE Power and Energy Society General Meeting*. IEEE, 2011, S. 1–6. DOI: [10.1109/PES.2011.6039607](https://doi.org/10.1109/PES.2011.6039607).
- [89] D. M. LAVERTY, R. J. BEST, P. BROGAN, I. AL KHATIB, L. VANFRETTI und D. J. MORROW: The OpenPMU Platform for Open-Source Phasor Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **62**(4) (2013), S. 701–709. DOI: [10.1109/TIM.2013.2240920](https://doi.org/10.1109/TIM.2013.2240920).
- [90] D. M. LAVERTY, J. HASTINGS und X. ZHAO: An open source analogue to digital converter for power system measurements with time synchronisation. In: *I2MTC 2017 - 2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference, Proceedings*. 2017, S. 1–5. DOI: [10.1109/I2MTC.2017.7969784](https://doi.org/10.1109/I2MTC.2017.7969784).

- [91] D. M. LAVERTY, J. HASTINGS, D. J. MORROW, R. KHAN, K. McLAUGHLIN und S. SEZER: A modular phasor measurement unit design featuring open data exchange methods. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. 2018, S. 1–5. DOI: [10.1109/PESGM.2017.8273986](https://doi.org/10.1109/PESGM.2017.8273986).
- [92] X. ZHAO, D. M. LAVERTY, A. McKERNAN, D. J. MORROW, K. McLAUGHLIN und S. SEZER: GPS-Disciplined Analog-to-Digital Converter for Phasor Measurement Applications. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **66**(9) (2017), S. 2349–2357. DOI: [10.1109/TIM.2017.2700158](https://doi.org/10.1109/TIM.2017.2700158).
- [93] E. WILLIAMSON, L. VANFRETTI, P. M. ADHIKARI, J. W. DZIUBA und D. LAVERTY: FluxPMU - A Maker's Guide of a DIY Synchronized Phasor Measurement Unit. In: *2021 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT)*. IEEE, 2021, S. 1–5. DOI: [10.1109/ISGT49243.2021.9372272](https://doi.org/10.1109/ISGT49243.2021.9372272).
- [94] D. M. LAVERTY, L. VANFRETTI, I. AL KHATIB, V. K. APPLGREEN, R. J. BEST und D. J. MORROW: The OpenPMU Project: Challenges and perspectives. In: *IEEE Power and Energy Society General Meeting*. 2013, S. 1–5. DOI: [10.1109/PESMG.2013.6672390](https://doi.org/10.1109/PESMG.2013.6672390).
- [95] A. ANGIONI, G. LIPARI, M. PAU, F. PONCI und A. MONTI: *A Low Cost PMU to Monitor Distribution Grids*. Aachen: Universitätsbibliothek der RWTH Aachen, 2017. DOI: [10.18154/RWTH-2017-09158](https://doi.org/10.18154/RWTH-2017-09158).
- [96] A. J. CULLISS: A 3rd Generation Frequency Disturbance Recorder: A Secure, Low Cost Synchophasor Measurement Device. PhD diss. University of Tennessee (Hrsg.). 2015.
- [97] POWER IT LAB: FNET/GridEye. 2014. URL: <http://powerit.utk.edu/fnet.html> (besucht am 13. 11. 2023).
- [98] P. ROMANO, M. PAOLONE, T. CHAU, B. JEPPESEN und E. AHMED: A high-performance, low-cost PMU prototype for distribution networks based on FPGA. In: *2017 IEEE Manchester PowerTech*. IEEE, 2017, S. 1–6. DOI: [10.1109/PTC.2017.7981025](https://doi.org/10.1109/PTC.2017.7981025).
- [99] G. CROTTI und D. GIORDANO: Characterised measuring system for PQ measurements on the MV grid. In: *19th IMEKO TC4 Symposium - Measurements of Electrical Quantities 2013 and 17th International Workshop on ADC and DAC Modelling and Testing*. 2013, S. 569–574.
- [100] A. SILVERSTEIN, S. ACHANTA, M. DANIELSON, P. EVANS, T. JONES, H. KIRKHAM, Y.-S. LI-BABOUD, R. ORNDORFF, K. THOMAS, G. TREVINO, F. TUFFNER und M. WEISS: Time Synchronization in the Electric Power System. NASPI Time Synchronization Task Force (Hrsg.). 2017. URL: https://www.naspi.org/sites/default/files/reference_documents/tstf_electric_power_system_report_pnnl_26331_march_2017_0.pdf (besucht am 24. 10. 2022).

- [101] A. DERVISKADIC, G. FRIGO und M. PAOLONE: Impact of Time Dissemination Technologies on Synchrophasor Estimation Accuracy. In: *2019 International Conference on Smart Grid Synchronized Measurements and Analytics, SGSMA 2019*. 2019, S. 1–8. DOI: [10.1109/SGSMA.2019.8784496](https://doi.org/10.1109/SGSMA.2019.8784496).
- [102] A. VON MEIER, MERWIN L BROWN, REZA ARGHANDEH und EMMA M STEWART: Synchrophasor Monitoring for Distribution Systems: Technical Foundations and Applications. NASPI Distribution Task Team (Hrsg.). 2018. DOI: [10.13140/RG.2.2.35267.04649](https://doi.org/10.13140/RG.2.2.35267.04649).
- [103] Z. PIAO und H. LIU: Time Delay Estimation and Compensation Method of Synchronous Signal Generator for PMU Test and Calibration. In: *2022 4th Asia Energy and Electrical Engineering Symposium (AEEES)*. IEEE, 2022, S. 690–694. DOI: [10.1109/AEEES54426.2022.9759739](https://doi.org/10.1109/AEEES54426.2022.9759739).
- [104] Y. WANG, J. LI, Y. HU, R. AN, Z. CAI und R. HE: Analysis on the Transfer Characteristics of Rogowski-coil Current Transformer and Its Influence on Protective Relaying. *Energy and Power Engineering* **05**(04) (2013), S. 1324–1329. DOI: [10.4236/epe.2013.54B251](https://doi.org/10.4236/epe.2013.54B251).
- [105] ROHDE & SCHWARZ, (Hrsg.): R&S RTM3000 Oscilloscope: Data Sheet. 2020. URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/RTM3000_dat_en_5214-9144-32_v0700.pdf (besucht am 13.11.2023).
- [106] F. PUENTE LEÓN und H. JÄKEL: *Signale und Systeme*. De Gruyter, 2015. DOI: [10.1515/9783110403862](https://doi.org/10.1515/9783110403862).
- [107] TEXAS INSTRUMENTS INC., (Hrsg.): OPAx189 Precision, Lowest-Noise, 36-V, Zero-Drift, 14-MHz, MUX-Friendly, Rail-to-Rail Output Operational Amplifiers. 2021. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/sbos830i/sbos830i.pdf> (besucht am 12.10.2023).
- [108] H. T. FRIIS: A Note on a Simple Transmission Formula. *Proceedings of the IRE* **34**(5) (1946), S. 254–256. DOI: [10.1109/JRPROC.1946.234568](https://doi.org/10.1109/JRPROC.1946.234568).
- [109] TEXAS INSTRUMENTS INCORPORATED, (Hrsg.): ADS8598H 18-Bit, 500-kSPS, 8-Channel, Simultaneous-Sampling ADC With Bipolar Inputs on a Single Supply: Datasheet. 2017. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads8598h.pdf> (besucht am 03.04.2023).
- [110] DIN EN 50160:2020-11, Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen; Deutsche Fassung EN_50160:2010_+ Cor.:2010_+ A1:2015_+ A2:2019_+ A3:2019. Berlin, 2020. DOI: [10.31030/3187943](https://doi.org/10.31030/3187943).
- [111] Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) – Teil 4-30: Prüf- und Messverfahren – Verfahren zur Messung der Spannungsqualität (IEC 61000-4-30:2015);

- [112] J. MACHOWSKI, J. W. BIALEK und J. R. BUMBY: *Power system dynamics: Stability and control*. 2. ed., reprinted with corr. Chichester: Wiley, 2012.
- [113] J. H. ETO, J. UNDRILL, P. MACKIN, R. DASCHMANS, B. WILLIAMS, B. HANEY, R. HUNT, J. ELLIS, H. ILLIAN, C. MARTINEZ, M. O'MALLEY, K. COUGHLIN und K. H. LACOMMARE: Use of Frequency Response Metrics to Assess the Planning and Operating Requirements for Reliable Integration of Variable Renewable Generation. Department of Energy, Office of Scientific and Technical Information (Hrsg.). 2010. DOI: [10.2172/1003830](https://doi.org/10.2172/1003830).
- [114] ENTSO-E: Network Code on Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators (RfG). European Network of Transmission System Operators for Electricity (Hrsg.). 2013. URL: <https://www.entsoe.eu/major-projects/network-code-development/requirements-for-generators/> (besucht am 21.03.2022).
- [115] T. WEISSBACH und E. WELFONDER: High Frequency Deviations within the European Power System - Origins and Proposals for Improvement. *VGB PowerTech* (6) (2009), S. 26–34.
- [116] ENTSO-E: Power Facts Europe. 2019. URL: https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/Publications/ENTSO-E%20general%20publications/191113_Powerfacts.pdf (besucht am 30.03.2022).
- [117] WESTERN ELECTRICITY COORDINATING COUNCIL, (Hrsg.): State of the Interconnection Digest: Summer 2018. 2018. URL: [https://www.wecc.org/Reliability/State%20of%20the%20Interconnection%20Digest%20\(Summer%202018\).pdf](https://www.wecc.org/Reliability/State%20of%20the%20Interconnection%20Digest%20(Summer%202018).pdf) (besucht am 30.03.2022).
- [118] M. ADEEN, G. M. JONSDOTTIR und F. MILANO: Statistical Correlation between Wind Penetration and Grid Frequency Variations in the Irish Network. In: *Conference proceedings, 2019 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2019 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*. [Piscataway, New Jersey]: IEEE, 2019, S. 1–6. DOI: [10.1109/EEEIC.2019.8783475](https://doi.org/10.1109/EEEIC.2019.8783475).
- [119] R. DOHERTY, A. MULLANE, G. NOLAN, D. J. BURKE, A. BRYSON und M. O'MALLEY: An Assessment of the Impact of Wind Generation on System Frequency Control. *IEEE Transactions on Power Systems* 25(1) (2010), S. 452–460. DOI: [10.1109/TPWRS.2009.2030348](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2009.2030348).
- [120] W. UIJLINGS: RoCoF: An independent analysis on the ability of Generators to ride through Rate of Change of Frequency values up to 2 Hz/s. London, UK, 2013. URL: <https://www.eirgridnortheastprojects.ie/site->

- [files/library/EirGrid/DNV-KEMA_Report_RoCoF_20130208final_.pdf](#) (besucht am 20. 03. 2022).
- [121] TNEI SERVICES LTD: Rate of Change of Frequency (ROCOF): Review of TSO and Generator Submissions. Final Report. 2013. URL: <https://gaeilge.cru.ie/wp-content/uploads/2013/07/cer13143-a-ppa-tnei-rocof-final-report.pdf>.
- [122] P. WALL: DS3 System Services Protocol - Regulated Arrangements: DS3 System Services Implementation Project. EirGrid plc (Hrsg.). 2019. URL: <https://www.eirgridgroup.com/site-files/library/EirGrid/DS3-System-Services-Protocol-Regulated-Arrangements-v2.0.pdf> (besucht am 13. 11. 2023).
- [123] X. FANG, S. MISRA, G. XUE und D. YANG: Smart Grid — The New and Improved Power Grid: A Survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials* **14**(4) (2012), S. 944–980. DOI: [10.1109/SURV.2011.101911.00087](https://doi.org/10.1109/SURV.2011.101911.00087).
- [124] B. SCHÄFER, M. MATTHIAE, M. TIMME und D. WITTHAUT: Corrigendum: Decentral smart grid control (2015 New J. Phys.17 015002). *New Journal of Physics* **17**(5) (2015), S. 059502. DOI: [10.1088/1367-2630/17/5/059502](https://doi.org/10.1088/1367-2630/17/5/059502).
- [125] B. SCHÄFER, M. MATTHIAE, X. ZHANG, M. ROHDEN, M. TIMME und D. WITTHAUT: Escape routes, weak links, and desynchronization in fluctuation-driven networks. *Physical review. E* **95**(6-1) (2017), S. 060203. DOI: [10.1103/PhysRevE.95.060203](https://doi.org/10.1103/PhysRevE.95.060203).
- [126] X. ZHANG, S. HALLERBERG, M. MATTHIAE, D. WITTHAUT und M. TIMME: Fluctuation-induced distributed resonances in oscillatory networks. *Science advances* **5**(7) (2019), eaav1027. DOI: [10.1126/sciadv.aav1027](https://doi.org/10.1126/sciadv.aav1027).
- [127] J. HINDES, P. JACQUOD und I. B. SCHWARTZ: Network desynchronization by non-Gaussian fluctuations. *Physical review. E* **100**(5-1) (2019), S. 052314. DOI: [10.1103/PhysRevE.100.052314](https://doi.org/10.1103/PhysRevE.100.052314).
- [128] H. HAEHNE, K. SCHMIETENDORF, S. TAMRAKAR, J. PEINKE und S. KETTEMANN: Propagation of wind-power-induced fluctuations in power grids. *Physical review. E* **99**(5-1) (2019), S. 050301. DOI: [10.1103/PhysRevE.99.050301](https://doi.org/10.1103/PhysRevE.99.050301).
- [129] Y. YANG, T. NISHIKAWA und A. E. MOTTER: Small vulnerable sets determine large network cascades in power grids. *Science (New York, N.Y.)* **358**(6365) (2017). DOI: [10.1126/science.aan3184](https://doi.org/10.1126/science.aan3184).
- [130] I. SIMONSEN, L. BUZNA, K. PETERS, S. BORNHOLDT und D. HELBING: Transient dynamics increasing network vulnerability to cascading failures. *Physical review letters* **100**(21) (2008), S. 218701. DOI: [10.1103/PhysRevLett.100.218701](https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.100.218701).
- [131] B. SCHÄFER und G. C. YALCIN: Dynamical modeling of cascading failures in the Turkish power grid. *Chaos* **29**(9) (2019), S. 093134. DOI: [10.1063/1.5110974](https://doi.org/10.1063/1.5110974).

- [132] T. NESTI, A. ZOCCA und B. ZWART: Emergent Failures and Cascades in Power Grids: A Statistical Physics Perspective. *Physical review letters* **120**(25) (2018), S. 258301. DOI: [10.1103/PhysRevLett.120.258301](https://doi.org/10.1103/PhysRevLett.120.258301).
- [133] L. VANFRETTI, S. BENGSSON, V. S. PERIC und J. O. GJERDE: Spectral estimation of low-frequency oscillations in the Nordic grid using ambient synchrophasor data under the presence of forced oscillations. In: *2013 IEEE Grenoble Conference PowerTech, POWERTECH 2013*. 2013, S. 1–6. DOI: [10.1109/PTC.2013.6652190](https://doi.org/10.1109/PTC.2013.6652190).
- [134] K. TUTTELBERG, J. KILTER, D. WILSON und K. UHLEN: Estimation of Power System Inertia From Ambient Wide Area Measurements. *IEEE Transactions on Power Systems* **33**(6) (2018), S. 7249–7257. DOI: [10.1109/TPWRS.2018.2843381](https://doi.org/10.1109/TPWRS.2018.2843381).
- [135] J. CHAI, Y. LIU, J. GUO, L. WU, D. ZHOU, W. YAO, Y. LIU, T. KING, J. R. GRACIA und M. PATEL: Wide-area measurement data analytics using FNET/GridEye: A review. In: *2016 Power Systems Computation Conference (PSCC)*. IEEE, 2016, S. 1–6. DOI: [10.1109/PSCC.2016.7540946](https://doi.org/10.1109/PSCC.2016.7540946).
- [136] S. PFENNINGER: Energy scientists must show their workings. *Nature* **542**(7642) (2017), S. 393. DOI: [10.1038/542393a](https://doi.org/10.1038/542393a).
- [137] NATIONAL GRID ESO: Historic frequency data. 2019. URL: <https://www.nationalgrideso.com/balancing-services/frequency-response-services/historic-frequency-data> (besucht am 21.03.2022).
- [138] M. KUIVANIEMI: Frequency - historical data - Dataset - Fingridin avoin data. 2020. URL: <https://data.fingrid.fi/en/dataset/frequency-historical-data> (besucht am 21.03.2022).
- [139] TRANSNETBW GMBH: Regelenergie Bedarf + Abruf. 2019. URL: <https://www.transnetbw.de/de/strommarkt/systemdienstleistungen/regelenergie-bedarf-und-abruf> (besucht am 21.03.2022).
- [140] RÉSEAU DE TRANSPORT D'ÉLECTRICITÉ: Network frequency. 2017. URL: https://clients.rte-france.com/lang/an/visiteurs/vie/vie_frequence.jsp (besucht am 13.11.2023).
- [141] MAGNAGEN GMBH: Frequenz Wide Area Monitoring des UCTE Stromnetzes | Gridradar. 2020. URL: <https://gridradar.net/> (besucht am 21.03.2021).
- [142] T. GOBMAIER: Online-Messung der Netzfrequenz. Dr. Gobmaier GmbH (Hrsg.). 2022. URL: <https://www.netzfrequenzmessung.de/> (besucht am 21.03.2022).
- [143] L. RYDIN GORJÃO, R. JUMAR, H. MAASS, V. HAGENMEYER, G. C. YALCIN, J. KRUSE, M. TIMME, C. BECK, D. WITTHAUT und B. SCHÄFER: Open database analysis of scaling and spatio-temporal properties of power grid frequencies. *Nature Communications* **11**(1) (2020), S. 1–11. DOI: [10.1038/s41467-020-19732-7](https://doi.org/10.1038/s41467-020-19732-7). (Besucht am 13.11.2023).

-
- [144] B. SCHÄFER, C. BECK, K. AIHARA, D. WITTHAUT und M. TIMME: Non-Gaussian power grid frequency fluctuations characterized by Lévy-stable laws and superstatistics. *Nature Energy* 3(2) (2018), S. 119–126. DOI: [10.1038/s41560-017-0058-z](https://doi.org/10.1038/s41560-017-0058-z).
- [145] M. WEIXELBRAUN, H. RENNER, R. SCHMARANZ und M. MARKETZ: Dynamic simulation of a 110-KV-network during grid restoration and in islanded operation. In: *IET Conference Publications*. IET, 2009, S. 408. DOI: [10.1049/cp.2009.0740](https://doi.org/10.1049/cp.2009.0740).
- [146] L. R. GORJAO, M. ANVARI, H. KANTZ, C. BECK, D. WITTHAUT, M. TIMME und B. SCHÄFER: Data-Driven Model of the Power-Grid Frequency Dynamics. *IEEE Access* 8 (2020), S. 43082–43097. DOI: [10.1109/ACCESS.2020.2967834](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2967834).
- [147] L. GORJÃO und F. MEIRINHOS: kramersmoyal: Kramers–Moyal coefficients for stochastic processes. *Journal of Open Source Software* 4(44) (2019), S. 1693. DOI: [10.21105/joss.01693](https://doi.org/10.21105/joss.01693).
- [148] TRENZ ELEKTRONIK GMBH, (Hrsg.): TE0726 TRM: Technical Reference Manual. 2017. URL: https://shop.trenz-electronic.de/trenzdownloads/Trenz_Electronic/Modules_and_Module_Carriers/special/TE0726/REV03/Documents/TRM-TE0726-03.pdf (besucht am 13. 11. 2023).
- [149] ADVANCED MICRO DEVICES, INC., (Hrsg.): Zynq-7000 SoC: Technical Reference Manual. 30. Juni 2023. URL: <https://docs.amd.com/r/en-US/ug585-zynq-7000-SoC-TRM/Zynq-7000-SoC-Technical-Reference-Manual> (besucht am 07. 01. 2025).

Eigene Publikationen

- [150] R. JUMAR, H. MAASS, U. KUHNAPFEL und V. HAGENMEYER: Synchronized continuous high-rate time-series recording in distribution grids for accurate evaluation. In: *2019 International Conference on Smart Grid Synchronized Measurements and Analytics, SG SMA 2019*. 2019. DOI: [10.1109/SGSMA.2019.8784664](https://doi.org/10.1109/SGSMA.2019.8784664).
- [151] L. RYDIN GORJÃO, R. JUMAR, H. MAASS, V. HAGENMEYER, G. C. YALCIN, J. KRUSE, M. TIMME, C. BECK, D. WITTHAUT und B. SCHÄFER: Open database analysis of scaling and spatio-temporal properties of power grid frequencies. *Nature Communications* **11**(1) (2020), S. 1–11. DOI: [10.1038/s41467-020-19732-7](https://doi.org/10.1038/s41467-020-19732-7).
- [152] E. FORSTNER, R. JUMAR, O. D. TANRIKULU, H. MAAS, U. G. KUEHNAPFEL und V. HAGENMEYER: Experimental Evaluation and Systematic-Error Reduction of Frequency Estimation Using the Zero-Crossing Technique for Dynamic Power Grids. In: *2022 International Conference on Smart Grid Synchronized Measurements and Analytics (SGSMA)*. IEEE, 2022, S. 1–6. DOI: [10.1109/SGSMA51733.2022.9806021](https://doi.org/10.1109/SGSMA51733.2022.9806021).
- [153] R. JUMAR, H. MAASS, B. SCHÄFER, L. R. GORJÃO und V. HAGENMEYER: Database of Power Grid Frequency Measurements. 2020. DOI: [10.48550/arXiv.2006.01771](https://doi.org/10.48550/arXiv.2006.01771).
- [154] D. SAUER, R. JUMAR, R. LUTZ, T. SCHLACHTER, C. SCHMITT und V. HAGENMEYER: Towards Smart Buildings: A Versatile Acquisition Setup for Indoor Climate Data. In: *Smart grids: key enablers of a green power system*. Piscataway, NJ: IEEE, 2020, S. 1196–1200. DOI: [10.1109/ISGT-Europe47291.2020.9248925](https://doi.org/10.1109/ISGT-Europe47291.2020.9248925).
- [155] R. JUMAR, H. MAASS und V. HAGENMEYER: Comparison of lossless compression schemes for high rate electrical grid time series for smart grid monitoring and analysis. *Computers and Electrical Engineering* **71** (2018), S. 465–476. DOI: [10.1016/j.compeleceng.2018.07.008](https://doi.org/10.1016/j.compeleceng.2018.07.008).
- [156] R. JUMAR, A. ERDMANN, MAASS HEIKO, U. KUHNAPFEL und V. HAGENMEYER: Open source 3-phase function generator for smart grid experiments and monitoring device testing. In: *2019 2nd International Colloquium on Smart Grid Metrology*,

SMAGRIMET 2019 - Proceedings. 2019. DOI: [10 . 23919 / SMAGRIMET . 2019 . 8720387](https://doi.org/10.23919/SMAGRIMET.2019.8720387).

- [157] T. L. ONSAKER, H. S. NYGÅRD, D. GOMILA, P. COLET, R. MIKUT, R. JUMAR, H. MAASS, U. KÜHNAPFEL, V. HAGENMEYER und B. SCHÄFER: Predicting the power grid frequency of European islands. *Journal of Physics: Complexity* **4**(1) (2023), S. 015012. DOI: [10.1088/2632-072X/acbd7f](https://doi.org/10.1088/2632-072X/acbd7f).

Betreute Abschlussarbeiten

- [158] L. ENGLER: *Impact of Time Resolution on the Analysis of High-Frequency Energy Data*. (unveröffentlicht). Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [159] A. ERDMANN: *Entwurf und Realisierung eines frei programmierbaren dreiphasigen Testsignalgenerators zur Simulation von Versorgungsnetzphänomenen*. (unveröffentlicht). Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2018.
- [160] K. KASPROWSKY: *System-on-Chip basierte Plattform zur synchronen Datenerfassung und Signaleinprägung zur Parameterschätzung in Stromnetzen*. (unveröffentlicht). Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [161] P. GUPA: *Development of an analysis strategy: Location sensitivity of power grid frequency estimation*. (unveröffentlicht). Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020.
- [162] S. CHERUKURI: *GPS disciplined sampling clock generation and precision clock hold over design for synchronized power grid measurement systems*. (unveröffentlicht). Masterarbeit. Technische Universität Chemnitz, 2021.

