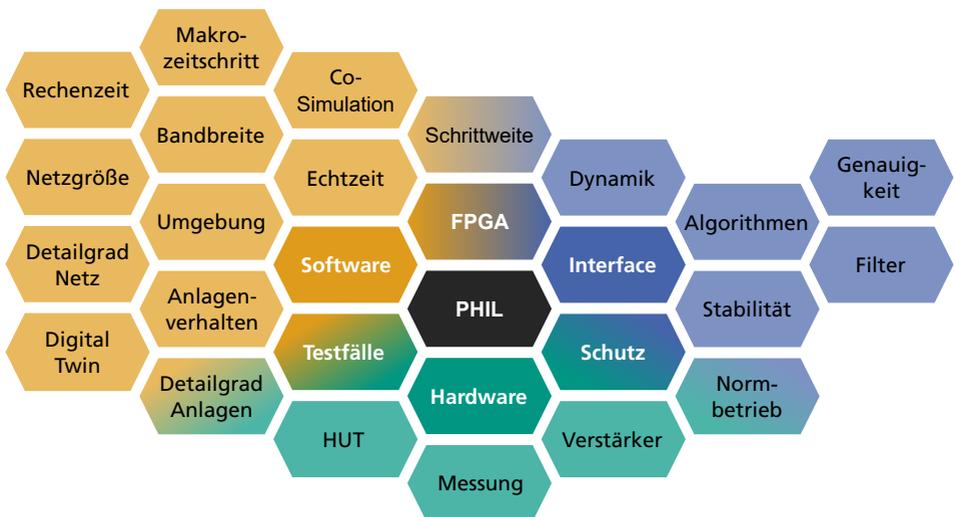




Sebastian Hubschneider



Power-Hardware-in-the-Loop-Systeme als Evaluationsumgebung für Betriebsmittel und Netze der Niederspannung



Power-Hardware-in-the-Loop-Systeme als Evaluationsumgebung
für Betriebsmittel und Netze der Niederspannung

Power-Hardware-in-the-Loop-Systeme als Evaluationsumgebung für Betriebsmittel und Netze der Niederspannung

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

DISSERTATION

von

Sebastian Simon Hubschneider, M.Sc.
geb. in Karlsruhe, Deutschland

Tag der mündlichen Prüfung:	30.06.2022
Hauptreferent:	Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried
Korreferent:	Prof. Dr.-Ing. Mathias Noe



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>

Vorwort

Die vorliegende Dissertation zu Power-Hardware-in-the-Loop-Systemen als Evaluationsumgebung für Betriebsmittel und Netze der Niederspannung entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am *Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH)* des *Karlsruher Instituts für Technologie (KIT)*.

Mein großer Dank gilt Herrn *Prof. Dr.-Ing. Thomas Leibfried*, der mir als Doktorvater und Institutsleiter mit vielen Anregungen, stetiger fachlicher Diskussionsbereitschaft und wissenschaftlicher Anleitung die Durchführung dieser Arbeit ermöglicht und entscheidend zu deren Gelingen beigetragen hat.

Herrn *Prof. Dr.-Ing. Mathias Noe* danke ich vielmals für sein anhaltendes Interesse an meinem Forschungsthema und die freundliche Übernahme des Korreferats. Mein Dank gilt auch den Herren *Prof. Dr.-Ing. John Jelonnek*, *Prof. Dr.-Ing. Eric Sax* und *Prof. Dr.-Ing. Laurent Schmalen* für ihr Interesse an meiner Dissertation und ihre Mitwirkung an der mündlichen Prüfung.

Weiterhin möchte ich mich herzlich bei allen ehemaligen und derzeitigen Mitarbeitern des IEH für die gute und offene Arbeitsatmosphäre bedanken, durch die auch viele freundschaftliche Verbindungen entstanden sind. Die Vielzahl an fachlichen und außerfachlichen Diskussionen, oft auch bis spät in die Nacht, haben einen wertvollen Beitrag zu dieser Arbeit und für mich persönlich geleistet. Insbesondere seien hier die Herren und Damen *Dr.-Ing. Michael Suriyah*, *Dr.-Ing. Lukas Held*, *Dr.-Ing. Martin Zimmerlin*, *Wolf Schulze*, *Carolin Hirsching*, *Sina Steinle*, *Johanna Geis-Schroer* und *Frederik Gielnik* genannt, mit denen ich mich über Theorie und Praxis meines Themas intensiv austauschen konnte. Herrn *Dr.-Ing. Rainer Badent* und Herrn *Dr.-Ing. Bernd Hoferer* danke ich für die fortwährende Unterstützung beim Aufbau meines Versuchsstandes und für viele lehrreiche Stunden in der Hochspannungshalle.

Für ihre wissenschaftliche und fachliche Expertise sowie ihr Interesse an meiner Arbeit bedanke ich mich bei den Herren *Dr.-Ing. Sebastian Kochanek*, *Dr.-Ing. Ingo Mauser*, *Dr.-Ing. Birger Becker*, *Dr.-Ing. Kevin Förderer*, *Prof. Dr.-Ing. Giovanni de Carne*, *Prof. Dr. Hartmut Schmeck* und *Prof. Dr.-Ing. Gerhard Weißmüller*.

Auch allen anderen Wegbegleitern am KIT und am FZI Forschungszentrum Informatik sowie meinen Studenten und Hilfwissenschaftlern möchte ich für die gute Zusammenarbeit danken. Hierbei seien insbesondere die Herren *Jan Bocklisch*, *Luis Piepka* und *Peter Wolf* erwähnt.

Den Mitarbeitern des Elektroservicelabors, der mechanischen Werkstatt und des Mess- und Prüfgerätelabors danke ich für die stets kompetente und entgegenkommende technische Unterstützung. Bei Frau *Isabell Riedmüller* und Frau *Anja Nelles* möchte ich mich für die umfangreiche Unterstützung bei allen organisatorischen und außerfachlichen Belangen bedanken.

Von Herzen danken möchte ich meinen Eltern und der ganzen Familie, dass sie mir mein Studium ermöglicht, mich stets unterstützt und bestärkt sowie mich während der Promotionszeit mit großer Geduld beraten haben. Meiner Mutter *Cornelia* danke ich zudem für das umfangreiche Lektorat dieser Arbeit.

Ein besonderer Dank aber gilt meiner Ehefrau *Julia*, die mit mir durch die Höhen und Tiefen der Promotionszeit gegangen ist. Ohne ihre großartige und fortwährende Unterstützung sowie ihr Verständnis wäre diese Arbeit nicht möglich gewesen.

Karlsruhe, im November 2022

Sebastian Hubschneider

Inhalt

Abbildungen	vii
Tabellen	xi
Abkürzungen	xiii
1 Einleitung	1
1.1 Verteilnetze im Wandel	1
1.1.1 Herausforderungen durch moderne Netzteilnehmer	4
1.1.2 Bereitstellung von Systemdienstleistungen	4
1.2 Zielsetzung und methodisches Vorgehen	5
1.2.1 Forschungsgegenstand und Beiträge	5
1.2.2 Gliederung der Arbeit	8
2 Niederspannungsnetze in Deutschland	9
2.1 Technische Ausgestaltung und Anforderungen	9
2.1.1 Wichtige Normen und Regularien	10
2.1.2 Typischer Netzaufbau	12
2.1.3 Anforderungen an die Spannungsqualität	14
2.2 Verbraucheranlagen im NS-Netz	19
2.2.1 Anschlussregulierung von Lasten nach VDE-AR-N 4100	19
2.2.2 Verhalten von Erzeugungsanlagen nach VDE-AR-N 4105	20
2.3 Zustandserfassung von Niederspannungsnetzen	23
2.3.1 Beobachtbarkeit des Netzzustandes	23
2.3.2 Herausforderungen durch Verbraucheranlagen	24
2.3.3 Spannungsqualität realer Niederspannungsnetze	25
2.3.4 Auswirkungen von Unsymmetrie und Oberschwingungen	31
3 Power Hardware-in-the-Loop als Methode	33
3.1 Begriffsdefinition und Differenzierung	35
3.1.1 Software-in-the-Loop	37
3.1.2 Controller Hardware-in-the-Loop	38

3.1.3	Power Hardware-in-the-Loop	39
3.1.4	Vergleichende Gegenüberstellung der in-the-Loop-Methoden	41
3.2	Systemübersicht und Forschungsfelder	42
3.2.1	Bestandteile und Interdependenzen	43
3.2.2	Kontrarietät der Anforderungen	44
3.2.3	Pragmatismus: Klassifizierung von Testfällen	45
3.3	Echtzeitsimulation von Niederspannungsnetzen	48
3.3.1	Echtzeitsimulatoren: EMT-Simulationsumgebung	49
3.3.2	Numerische Oszillationen	50
3.3.3	Minimierung der Simulationsschrittweite	53
3.3.4	Co-Simulation: Nutzung verschiedener Schrittweiten	57
3.4	Hardwareinterface, Algorithmen und Stabilität	61
3.4.1	Rückkopplungsalgorithmen und deren Grenzen	62
3.4.2	Leistungselektronik und Messwandler	72
3.4.3	Systeminhärente Totzeiten und Übertragungsverhalten	74
4	Realitätsnahe Echtzeitmodellierung von NS-Netzen	77
4.1	Echtzeitsimulationsumgebung HYPERSIM	78
4.2	Variable Frequenzen und allgemeine Funktionsblöcke	79
4.2.1	Realisierung zeitvariabler Frequenzen	79
4.2.2	Realisierung einer frequenzvariablen Fourieranalyse	81
4.2.3	Realisierung digitaler Filter	84
4.3	Systemgrenzen Niederspannung und Anforderungen	87
4.4	Modellierung vorgelagerter Netzebenen	90
4.4.1	Netzspannung: unsymmetrische, harmonische Quelle	90
4.4.2	Frequenzverhalten: Primär- und Sekundärregelung	91
4.5	Modellierung des Ortsnetztransformators	96
4.6	Modellierung unsymmetrischer Niederspannungsnetze	98
4.6.1	Klassisches Leitungsmodell und getroffene Annahmen	99
4.6.2	Einphasige Modellierung elektrisch kurzer Kabel	101
4.6.3	Detailliertes 4-Leiter Kabelmodell mit Erdrückleitung	102
4.7	Modellierung von Lasten und Erzeugern	117
4.7.1	Allgemeine Anlagen	118
4.7.2	Anlagenregelung nach VDE-AR-N 4105	119
4.7.3	Harmonische Simulation realer Komponenten	119
5	PHIL-Umgebung zum Anschluss realer Anlagen	133
5.1	Technische Ausgestaltung des Versuchsstandes	134
5.1.1	Komponenten und Großanlagen	135
5.1.2	Anlagenverbund: Kleinsignale und elektrische Kopplung	141
5.2	ITM-basiertes Interface zum Betrieb realer Anlagen	143
5.2.1	Spannungsausgabe	144
5.2.2	Stromrückführung	145

5.2.3 Zustandsüberwachung und Schutzabschaltung	149
5.3 Softwareschnittstellen zur asynchronen Kommunikation	152
6 Betrieb und Grenzen der PHIL-Umgebung	155
6.1 Experimenteller PHIL-Betrieb des ESHL	155
6.1.1 Stabilität, Betriebsgrenzen und Realitätsnähe	156
6.1.2 Systemdienstleistungserbringung und Netzauslastung	159
6.2 Gestaltung einer asynchronen Co-Simulationsumgebung	165
6.2.1 Gesamtsystem und Kommunikationsabläufe	166
6.2.2 Herausforderungen und Möglichkeiten	169
7 Zusammenfassung und offene Fragen	171
Literatur	177
Veröffentlichungen, Bücher und technische Dokumente	177
Gesetze, Verordnungen, Richtlinien und Standards	189
Eigene Veröffentlichungen und geladene Vorträge	192
Betreute studentische Abschlussarbeiten	193
Anhang A Mathematische Grundlagen	195
A.1 Symmetrische Komponenten	195
A.2 Knotenpotentialanalyse	196
A.3 Fourierreihenentwicklung	196
A.4 Berechnung von Skin- und Proximity-Effekt	198
A.5 Berechnung von Transformatorparametern	199
Anhang B Herleitung des klassischen Leitungsmodells	201
B.1 Erdrückleitung nach Carson	203
B.2 Kron-Reduktion: Erdung des Neutralleiters	203
Anhang C Modellimplementierung und Modellparameter	205
C.1 Implementierung einer frequenzabhängigen Zeit	205
C.2 Echtzeitfähige frequenzvariable Fourierreihenzerlegung	205
C.3 FIR-Filter mit sinusförmigem Verlauf	207
C.4 ENTSO-E Regelmodell	208
C.5 Dreiphasige MS/NS-Transformatoren	210
C.6 Leitungsmodellierung	211
C.7 Allgemeine Verbraucher und Erzeugungsanlagen	217
C.8 Gekoppeltes Norton-Äquivalent	219
C.9 Simulationsaufbau im Softwarepaket HYPERSIM	222
Anhang D PHIL-Umgebung am IEH	225
D.1 Fotografien der PHIL-Umgebung	225
D.2 Anlagen und Komponenten	227
D.3 Bodediagramme der realisierten FCF	231

Abbildungen

1.1	Erzeugte Jahresarbeit nach Spannungsebene	2
1.2	Erzeugte Jahresarbeit durch dezentrale EA in MS- und NS-Netzen	3
2.1	Übersicht über gängige Netzstrukturen in Deutschland	12
2.2	TN-C-S System deutscher Niederspannungsnetze	14
2.3	Struktur der Qualitätsbereiche	15
2.4	Beispielhafte anteilige Aufteilung des Spannungsbandes	16
2.5	Wirkleistungsanpassung von Erzeugungsanlagen und Speichern . .	21
2.6	Kennlinien zur Blindleistungsbereitstellung von EA und Speichern	22
2.7	Fault-Ride-Through-Grenzkurve von EA und Speichern	23
2.8	Am Transformator nicht messbare Netzüberlastungen	24
2.9	Spannungen und Ströme an Übergabestelle in ländlicher Gegend .	26
2.10	Messungen der Strangströme an ONS D in ländlicher Gegend . . .	28
2.11	Harmonische Anteile der Ströme von ONS D, Strang 4	29
2.12	Messung von PEN- und Sternpunktströmen einer ländlichen ONS .	30
3.1	Allgemeines Ablaufschema von in-the-Loop-Systemen	34
3.2	Konzeption PHIL von Ayasun et al.	34
3.3	Schematischer Ablauf der Methode Software-in-the-Loop	37
3.4	Schematischer Ablauf der Methode Controller Hardware-in-the-Loop	38
3.5	Schematischer Ablauf der Methode Power Hardware-in-the-Loop .	40
3.6	Einordnung der verschiedenen in-the-Loop-Ansätze	41
3.7	Systemübersicht und Forschungsfelder Power Hardware-in-the-Loop	42
3.8	Magisches Dreieck PHIL, Darstellung des notwendigen Kompromisses	45
3.9	Betrieb einer als quasi-ideale Stromquelle abgebildeten Last	50
3.10	Echtzeitsimulation des ESB nach Abb. 3.9 in HYPERSIM	52
3.11	Klassifikation von Simulationen nach Anzahl der Modelle und Solver	58
3.12	Ablauf asynchroner Co-Simulationen verschiedener Schrittweiten .	59
3.13	Referenzsystem zum Einsatz von Interfacealgorithmen	63
3.14	Prinzipschaltbild der Ideal Transformer Method	63
3.15	Blockschaltbild der Ideal Transformer Method ohne Totzeiten . . .	64

3.16	Nyquist-Diagramme der ITM bei verschiedenen Lastimpedanzen	65
3.17	Nyquist-Diagramme der spannungsgeführten ITM mit FCF	66
3.18	Prinzipaltbild der Partial Circuit Duplication	67
3.19	Prinzipaltbild der Damping Impedance Method	68
3.20	Reales Blockaltbild der ITM mit Totzeiten	75
4.1	Simulative Implementierung zeitvariabler Frequenzen	80
4.2	Zeitdiskrete Abtastung einer Sinusschwingung, schematisch	83
4.3	FIR-Filter der Ordnung M in Normalform 1	85
4.4	IIR-Filter der Ordnung N mit $M = N$ in Normalform 1	86
4.5	Übersicht Netzebenen und Abstraktionsgrenze	87
4.6	Übersicht über die Modellierung des Systems Niederspannung	89
4.7	Modelltechnische Realisierung des Bilanzknotens	90
4.8	Allgemeines Strukturbild der Frequenzregelung elektrischer Netze	93
4.9	Ersatzaltbild des verwendeten Transformatormodells	98
4.10	Einphasiges π -Ersatzaltbild elektrisch kurzer Leitungen	101
4.11	4-Leiter π -Ersatzaltbild mit Erdungsimpedanzen	102
4.12	Schnittbild eines 4-Leiter Sektorenkabels	103
4.13	Aufbau des realen NS-Stranges A-2	110
4.14	Sensitivität des 4-Leiter Kabelmodells mit Erdrückleitung	111
4.15	Validierung des 4-Leiter Kabelmodells anhand realer Messdaten	114
4.16	Implementierung des 4-Leiter Kabelmodells mit RC-Gliedern	116
4.17	Realisierung der Anlagenregelung nach VDE-AR-N 4105	120
4.18	Repräsentation des Norton-Äquivalents	122
4.19	Echtzeitfähige Implementierung des CNE	125
4.20	Messaufbau zur Erfassung von harmonischem Betriebsverhalten	126
4.21	Amplituden der CNE-Modellparameter eines Radialventilators	127
4.22	Ausgangsströme von CNE-Modell und realem Radialventilator	128
4.23	Performanz des CNE-Modells bei begrenzter Bandbreite	130
5.1	Technischer Aufbau des PHIL-Versuchsstandes am IEH	134
5.2	Strukturbild des implementierten Interface	145
5.3	Detektion von Toleranzbandverletzungen	150
5.4	Strukturbild der Detektion schneller Spannungsänderungen	151
5.5	Strukturbild der Detektion oszillierender Spannungen	152
6.1	Netzmodell für exemplarische Testfälle	156
6.2	Aufschwingender PHIL-Betrieb bei $\Delta t = 50 \mu\text{s}$	158
6.3	Realer und gefilterter Stromverlauf bei Ausschalten der Last	159
6.4	PHIL-Betrieb des ESHL und simulierter EA, Überfrequenz, Fall 1	161
6.5	PHIL-Betrieb des ESHL und simulierter EA, Überfrequenz, Fall 2	163
6.6	Schematischer Aufbau der Co-Simulationsumgebung	166
6.7	Zeitliche Abläufe der Co-Simulationsumgebung	168

B.1	5-Leiter Freileitungssystem mit fünftem Leiter für Erdrückleitung .	201
C.1	Implementierung einer sägezahnförmigen frequenzabhängigen Zeit	205
C.2	Echtzeitfähige Realisierung der frequenzvariablen DFT	206
C.3	Sprungantwort eines FIR-Filters mit sinusförmigem Verlauf	207
C.4	Implementierung der ENTSO-E Frequenzregelung	209
C.5	Modellierung des Frequenzverlaufs am 4. November 2006	210
C.6	Verschaltung der implementierten Transformatormodelle	210
C.7	Gemessene und berechnete Widerstandsbeläge, NAYY-J	213
C.8	Temperaturabhängigkeit der Widerstandsbeläge, NAYY-J	213
C.9	Gemessene und berechnete Selbstinduktivitätsbeläge, NAYY-J . . .	214
C.10	Gemessene und berechnete Koppelinduktivitätsbeläge, NAYY-J . .	214
C.11	Auswirkungen der Dämpfungsglieder im Leitungsmodell	216
C.12	Einphasiges Modell zur Einspeisung allgemeiner Lastströme	217
C.13	Phasenwinkel der CNE-Modellparameter eines Radialventilators . .	219
C.14	CNE-Modell: Performanz bei versch. Spannungsgrenzen	220
C.15	CNE-Modell: Performanz bei versch. Admittanzgrenzwerten	220
C.16	CNE-Modellströme und realer SMA/BYD-Speicher im Vergleich . .	221
C.17	Amplituden der CNE-Modellparameter des SMA/BYD-Speichers .	221
C.18	Phasenwinkel der CNE-Modellparameter des SMA/BYD-Speichers	222
C.19	Exemplarischer Simulationsaufbau in HYPERSIM	223
D.1	Arbeitsplätze Steuerung der PHIL-Umgebung	225
D.2	PHIL-Umgebung am IEH	226
D.3	Ausgewählte Detaillösungen der PHIL-Umgebung am IEH	226
D.4	Schaltpaneel zum zeitlich definierten Einschalten von Verbrauchern	227
D.5	Übertragungsverhalten des dynamischen Tiefpassfilters	231
D.6	Übertragungsverhalten des uDFT-Bandpassfilters	232
D.7	Übertragungsverhalten des gDFT-Bandpassfilters	232

Tabellen

1.1	Zukünftige Verbraucher und Leistung nach Netzentwicklungsplan	3
2.1	Bezeichnung der Auslegungssysteme zur Erdung	13
2.2	Definition der Grenzwerte der Netzfrequenz	15
2.3	Definition der Grenzwerte der zulässigen Spannungsänderungen	16
2.4	Grenzwerte für Spannungsharmonische bis zur 25. Ordnung	18
2.5	Erdreich- und PEN-Leiterströmen verschiedener Stränge und ONS	29
2.6	Erdreich-, PEN-Leiter- und Sternpunktströmen verschiedener ONS	31
2.7	Auswirkungen von Unsymmetrie und Oberschwingungen	32
3.1	Gegenüberstellung der Methoden SIL, CHIL und PHIL	42
3.2	PHIL-Anwendungsfälle und deren Mindestanforderungen	46
3.3	An den Testfall angepasste Anforderungen an das Anlagenverhalten	57
3.4	Interfacealgorithmen im Vergleich	71
3.5	Vergleich der Performanz von Verstärkertypen	73
4.1	Bemessungsscheinleistung und Einsatz von Transformatoren	97
4.2	Skintiefe, Skin-Effekt und Proximity-Effekt nach Querschnitt	104
5.1	FCF-Methoden im relativen Vergleich	148
C.1	Parameterübersicht des Modells der ENTSO-E Frequenzregelung	208
C.2	Leerlauf- und Kurzschlussverlustklassen von Transformatoren	211
C.3	Kenngrößen typischer Ortsnetztransformatoren	211
C.4	Exemplarische Richtwerte für Leitungsparameter	212
C.5	Berechnete AC-Modellparameter des 4-Leiter Kabelmodells	212
C.6	Maximalwerte für Leiterwiderstandsbeläge nach Querschnitt	212
C.7	Gemessene und berechnete Kapazitätsbeläge, NAYY-J	215
C.8	Belastung des Netzstranges während Sensitivitätsbetrachtung	215
C.9	Zusammenfassung der Regelkonzepte nach VDE-AR-N 4105	218
D.1	Software und Protokolle für den Echtzeitsimulator OP5030/OP5607	227

D.2	Kommunikationsbausteine des Echtzeitsimulators OP5030/OP5607	228
D.3	Konfiguration und technische Daten der Verstärkersysteme	228
D.4	Auflistung der als Einzelanlagen verwendeten Verbraucher	229
D.5	Haushaltsgeräte des Energy Smart Home Labs	229
D.6	Elektrisch relevante Anlagen des Energy Smart Home Labs	230
D.7	Kennzahlen des Pearson Current Monitor Model 110	231

Abkürzungen

μ BHKW	Mikro-Blockheizkraftwerk
μ C	Mikrocontroller
A/D	Analog-Digital
AC	Wechselstrom, engl. alternating current
ACE	Regelzonenfehler, engl. area control error
AFCF	Adaptives Feedback Current Filter
AIFB	Institut für Angewandte Informatik und Formale Beschreibungsverfahren
API	Softwareschnittstelle, engl. application programming interface
AR	Anwendungsregel
ASG	Asynchrongenerator
BYD	BYD Company Limited
CHIL	Controller Hardware-in-the-Loop
CL	Closed-Loop
CNE	Gekoppeltes Norton-Äquivalent, engl. coupled Norton equivalent
CPU	Prozessor, engl. central processing unit
D/A	Digital-Analog
DC	Gleichspannung, engl. direct current
DEA	Dezentrale Erzeugungsanlagen
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
DIM	Damping Impedance Method
DIN	Deutsches Institut für Normung
DK	Dampfkammer
DNE	Entkoppeltes Norton-Äquivalent, engl. decoupled Norton equivalent
E-Kfz	Elektrofahrzeug
EA	Erzeugungsanlage
EE	Erneuerbare Energien
EEG	Erneuerbare-Energien-Gesetz
EK	Erdkabel
EMS	Energiemanagementsystem
EMT	Elektromagnetische Vorgänge, engl. electromagnetic transients
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit

EN	Europäische Norm
ENTSO-E	European Network of Transmission System Operators for Electricity
ESB	Ersatzschaltbild
ESHL	Energy Smart Home Lab
FCF	Filterung im Rückpfad des Stromes, engl. feedback current filter
FIR	Filter mit endlicher Impulsantwort, engl. finite impulse response
FITM	Filtered Ideal Transformer Method (ITM mit FCF)
FL	Freileitung
FPGA	Engl. field programmable gate array
FRT	Fault Ride Through
FZI	Forschungszentrum Informatik
gDFT	Ungerade und gerade Harmonische berücksichtigende Diskrete Fourier-Transformation
GMD	Mittlerer geometrischer Abstand, engl. geometric mean distance
GMR	Mittlerer geometrischer Radius, engl. geometric mean radius
GUI	Benutzeroberfläche, engl. graphical user interface
HD	Hochdruckturbine
HGÜ	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung
HoLL	FZI House of Living Labs
HS	Hochspannung
HUT	Hardware under Test, dt. Testobjekt
HöS	Höchstspannung
I/O	Ein- und Ausgang, engl. input/output
IA	Rückkopplungsalgorithmus, engl. interface algorithm
IEC	Internationale elektrotechnische Kommission
IEH	Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik
IIR	Filter mit unendlicher Impulsantwort, engl. infinite impulse response
IITM	Stromgeführte Ideal Transformer Method
ISO	Internationale Organisation für Normung
ITM	Ideal Transformer Method
JSON	JavaScript Object Notation
KIT	Karlsruher Institut für Technologie
LA	Linearverstärker, engl. linear amplifier
LI	Blitzstoß, engl. lightning impulse
MDIM	Modified Damping Impedance Method
MMC	Engl. modular multilevel converter
MS	Mittelspannung
NAV	Niederspannungsanschlussverordnung
NPFC	Regelleistungscharakteristik, engl. network power frequency characteristic
NPFC _P	Regelleistungscharakteristik der Primärregelung, engl. network power frequency characteristic of primary control
NS	Niederspannung

OL	Open-Loop
ONS	Ortsnetzstation
ONT	Ortsnetztransformator
OSH	Organic Smart Home
OV	Detektion oszillierender Spannungen, engl. oscillating voltage detection
PA	Leistungsverstärker, engl. power amplifier
PCC	Point of Common Coupling
PCD	Partial Circuit Duplication
PHIL	Power Hardware-in-the-Loop
PLL	Phasenregelschleife, engl. phase-locked loop
PV	Photovoltaik
PVC	Polyvinylchlorid
PWM	Pulsweitenmodulation
RPC	Externer Aufruf von Funktionen, engl. remote procedure call
RTS	Echtzeitsimulation, engl. real-time simulation
SA	Schaltverstärker, engl. switching amplifier
SCG	Selbstregelleffekt der Erzeugungsanlagen, engl. surplus-control of generation
SG	Synchrongenerator
SI	Schaltimpuls, engl. switching pulse
SIL	Software-in-the-Loop
SMA	SMA Solar Technology AG
SNR	Signal-Rausch-Verhältnis, engl. signal-to-noise ratio
SRL	Selbstregelleffekt der Lasten, engl. self-regulation of load
SysStabV	Systemstabilitätsverordnung
TAB	Technische Anschlussbedingungen
TAR	Technische Anschlussregeln
TB	Detektion von Toleranzbandverletzungen, engl. tolerance band detection
TFA	Time-variant First-order Approximation
THD	Gesamtoberschwingungsgehalt, engl. total harmonic distortion
TLM	Transmission Line Model
TP	Tiefpass
UCTE	Union for the Co-ordination of Transmission of Electricity
uDFT	Ungerade Harmonische berücksichtigende Diskrete Fourier-Transformation
UITM	Spannungsgeführte Ideal Transformer Method
ÜNB	Übertragungsnetzbetreiber
VD	Detektion großer Spannungsänderungen, engl. voltage delta detection
VDE	Verband der Elektrotechnik, Elektronik und Informationstechnik
VPS	Abbildung des umgebenden Energiesystems, engl. virtual power system
VUF	Spannungsunsymmetrie, engl. voltage unbalance factor
WAMP	Web Application Messaging Protocol
ZÜ	Zwischenüberhitzer

Kapitel 1

Einleitung

Die Stromerzeugungslandschaft in Deutschland hat sich nicht zuletzt durch den am 6. Juni 2011 vom deutschen Bundeskabinett beschlossenen Ausstieg aus der Kernenergie verändert – und ändert sich noch immer. Der Wandel von einer zentralen Erzeugung vornehmlich durch atomare und fossile Großkraftwerke hin zu einer dezentralen, regenerativen Erzeugungsstruktur wird maßgeblich durch Fördermaßnahmen wie dem am 1. April 2000 in Kraft getretenen Erneuerbare-Energien-Gesetz (EEG) [138] getrieben.

Die Energiewende bringt nicht nur energiepolitische und gesellschaftliche Änderungen mit sich, sie stellt die Stromnetze in Deutschland als Teil des kontinentaleuropäischen Verbundnetzes vor neue technische Herausforderungen. Diese umfassen die grundsätzliche Deckung des Energiebedarfs der Verbraucher, den überregionalen Transport der Energie sowie die Gleichzeitigkeit von Erzeugung und Verbrauch und damit die Steuerung des Verbundnetzes sowie dessen Stabilität.

1.1 Verteilnetze im Wandel

In der Vergangenheit haben Verteilnetze bei der Betriebsführung elektrischer Energienetze eine eher untergeordnete Rolle gespielt. Ausgelegt für einen unidirektionalen Leistungsfluss dienten sie vornehmlich der Energieverteilung an Industrie und Haushalte. Dabei wurden die Lasten in der Regel als passiv angenommen, mit einem festen Leistungsfaktor $\cos \varphi$ zwischen 0,9 . . . 0,95.

Dass diese historischen Annahmen nicht mehr allgemein gültig sind, zeigt sich bei der Betrachtung von Abb. 1.1. Dargestellt ist die erzeugte Bruttojahresarbeit von auf erneuerbaren Energien (EE) basierenden Erzeugungsanlagen (EA) in Deutschland, aufgeschlüsselt nach Spannungsebene. Nach den hier zugrunde liegenden Daten der Bundesnetzagentur [24] wurden bereits im Jahr 2019 25 % der

elektrischen Arbeit in Verteilnetzen eingespeist. Werden ein weiterer Ausbau der auf EE basierenden Erzeugungsanlagen entsprechend dem Netzentwicklungsplan Strom 2035 [1] und ferner eine gleichbleibende Verteilung auf die jeweiligen Spannungsebenen angenommen, so steigt der Anteil der in Verteilnetzen eingespeisten elektrischen Arbeit auf bis zu 33 %.

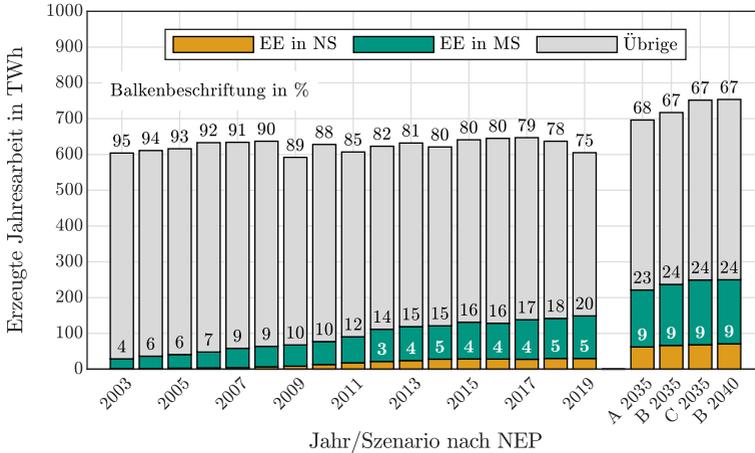


Abb. 1.1: Erzeugte Jahresarbeit in Deutschland nach Spannungsebene auf Grundlage der Daten zur erzeugten Jahresarbeit von EA mit Zahlungsanspruch nach dem EEG, Datenbasis aus [1, 11, 13, 24]¹

Die Entwicklung der in Mittel- und Niederspannungsnetze (MS- und NS-Netze) eingespeisten Jahresarbeit, aufgeschlüsselt nach Energieträgern mit maßgeblichem Anteil, ist in Abb. 1.2 dargestellt. Dabei wird neben der allgemeinen Zunahme der in Verteilnetzen erzeugten Jahresarbeit insbesondere die steigende Relevanz von Photovoltaik-Anlagen (PV-Anlagen) in Niederspannungsnetzen ersichtlich.

Infolge gezielter Förderung durch die Bundesregierung ist mit einer zunehmenden Elektrifizierung des Transportsektors [137, 143] sowie mit dem Zubau von Wärmepumpen und anderen Power-to-Heat-Anlagen [14, 139] zu rechnen. Auch dieser Entwicklung wird im Netzentwicklungsplan Strom 2035 [1] Rechnung

¹Bei der Aufsummierung der Einzelwerte in % ergeben sich Rundungsabweichungen.
 Jahre 2003 bis 2011: Für die Zuordnung der Bruttojahresarbeit zu den Spannungsebenen wurde für unvollständig vorhandene Datensätze eine dem Jahr 2014 entsprechende Verteilung zugrunde gelegt.
 Szenarien A 2035, B 2035, C 2035 und B 2040: Die Bruttojahresarbeit wurde anhand der durchschnittlichen Volllaststunden der Jahre 2012 bis 2019 ermittelt. Die Zuordnung der Jahresarbeit zu den Spannungsebenen entspricht der Verteilung des Jahres 2019

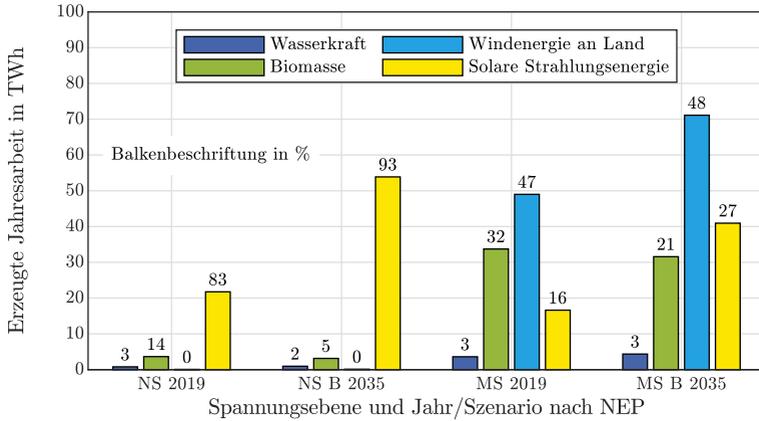


Abb. 1.2: Anteil der maßgeblich beteiligten dezentralen EA an der in MS- und NS-Netzen eingespeisten Jahresarbeit [1, 11, 13, 24]²

getragen; neben dem Anstieg der Erzeugungsleistung ist in den Verteilnetzen eine deutliche Zunahme des Bedarfs an elektrischer Energie zu erwarten (siehe Tab. 1.1). Dabei ist insbesondere hinsichtlich der Leistungsflüsse in den Verteilnetzen zu berücksichtigen, dass die Einspeisung durch PV-Anlagen weder saisonal noch im Tagesverlauf zwingend mit dem erhöhten Energiebezug durch Wärmepumpen und Elektromobilität übereinstimmt.

Tab. 1.1: Zukünftige Verbraucher in Mio.* und Leistung in GW[†], nach [1]

	Referenz	A 2035	B 2035	C 2035	B 2040
Wärmepumpen*	1,0 (2019)	3,0	5,0	7,0	6,5
Elektromobilität*	0,2 (2019)	9,1	12,1	15,1	14,1
Power-to-Heat[†]	0,8 (2018)	4,0	6,0	8,0	7,0

²Bei der Aufsummierung der Einzelwerte in % ergeben sich Rundungsabweichungen. Die Anteile durch die EE Gas, Geothermie und Windenergie auf See sind nicht dargestellt, jedoch in der prozentualen Berechnung berücksichtigt
 Szenario B 2035: Die Bruttojahresarbeit wurde anhand der durchschnittlichen Volllaststunden der Jahre 2012 bis 2019 ermittelt. Die Zuordnung der Jahresarbeit zu den Spannungsebenen entspricht der Verteilung des Jahres 2019

1.1.1 Herausforderungen durch moderne Netzteilnehmer

Der Wandel der Verteilnetze bringt nicht nur großskalige Auswirkungen im Hinblick auf Energie mit sich. Vielmehr hat die hohe Anzahl dezentraler Erzeugungsanlagen (DEA) und neuartiger Verbraucher verschiedene neue, insbesondere das Verteilnetz selbst betreffende Herausforderungen zur Folge:

- **Leistungsabruf** Die historisch gewachsenen Verteilnetze sind nicht auf die hohen Leistungsflüsse durch die Gleichzeitigkeit von PV-Anlagen und im Speziellen nicht auf eine mögliche Leistungsflussumkehr ausgelegt. In den Abendstunden spielt die Gleichzeitigkeit beim Laden von Elektrofahrzeugen eine entscheidende Rolle. Dies betrifft die thermischen Grenzen der Betriebsmittel, Schutzeinrichtungen sowie die Zustandserfassung des Netzes und kann bei fehlender Regelung zur Notwendigkeit des Netzausbaus führen.
- **Spannungsqualität nach DIN EN 50160** Hinsichtlich der Spannungsqualität nach DIN EN 50160 [144] können sowohl niederfrequente Erscheinungen, wie Spannungsschwankungen und Betriebsmittelüberlastungen, als auch durch harmonische Ströme verursachte hochfrequente Erscheinungen auftreten. Eine Übersicht über die Auswirkungen der Netzanbindung typischer DEA ist in [107] gegeben. Die von den Autoren für Erzeuger getroffenen Aussagen gelten ebenso für Verbraucher.
- **Resonanzerscheinungen** Bei dem Parallelbetrieb mehrerer umrichterbasierter Erzeuger und Verbraucher sind Wechselwirkungen zwischen den Anlagen möglich. Während bei der Auslegung anlagenseitiger Netzfilter definierte Netzbedingungen zugrunde gelegt werden, kann es durch mehrere Anlagen zu einer Verschiebung vorhandener Resonanzen und in der Folge zu auftretenden Oszillationen kommen. Dies kann bis hin zur Zerstörung der Systeme führen [107].
- **Schutz von Verteilnetzen** Eine zunehmende Beeinträchtigung von Schutz-einrichtungen der Verteilnetze ist nicht auszuschließen. Hier ist insbesondere der bei leistungselektronisch angeschlossenen DEA nicht inhärent bereitgestellte Kurzschlussstrom und damit ein verspätetes Auslösen des Schutzes relevant. Weiterhin muss der bei einer Vielzahl kleiner PV-Anlagen in Niederspannungsnetzen auftretende Blinding-Effekt beachtet werden, der zu einer Abschwächung des Fehlerstromes am Messort der Schutzeinrichtung führen kann [99].

1.1.2 Bereitstellung von Systemdienstleistungen

Im Rahmen ihrer elektrischen Grenzen können Umrichtersysteme gezielt zur Erbringung von Systemdienstleistungen genutzt werden. Die Anwendungsrichtlinie

VDE-AR-N 4105 [161] definiert technische Mindestanforderungen an Erzeugungsanlagen und Speicher, „[...] damit die Sicherheit und Zuverlässigkeit des Netzbetriebes [...] auch mit weiter wachsendem Anteil an dezentralen Erzeugungsanlagen erhalten bleibt [...]“. Über die festgelegten Anforderungen (siehe auch Abschnitt 2.2) hinaus ist nach momentaner Gesetzeslage kein weitergehender Regeleingriff erlaubt. In der Literatur werden jedoch die Norm ergänzende Ansätze zur gezielten Erbringung von Systemdienstleistungen vorgestellt, die simulativ oder im Rahmen von Pilotprojekten umgesetzt werden.

Die gängigsten Ansätze zur Systemdienstleistungserbringung umfassen dabei die Themen Fault Ride Through, Spannungsbandverletzung, Regelleistungsbereitstellung, Unsymmetrienausgleich, Spannungsglättung, Spitzenlastglättung und Inselnetzbildung. Neben der rein technischen Erfüllung existieren verschiedene – auch hybride – Konzepte hinsichtlich der Verantwortlichkeiten und dem Abruf der Systemdienstleistungen. Dabei wird grundsätzlich zwischen einer zentralen Regulierung oder Steuerung der Netzteilnehmer, wie beim Netzampelkonzept in [44], und einer dezentralen Anlagensteuerung unterschieden.

1.2 Zielsetzung und methodisches Vorgehen

Der in Abschnitt 1.1 beschriebene Wandel der Verteilnetze bringt neue Herausforderungen, aber auch neue Chancen mit sich. Um die Stabilität des Verbundnetzes sowohl überregional als auch auf lokaler Ebene weiterhin sicherstellen zu können, sind im Rahmen der Betriebsführung neue Regelungs- und Steuerungsstrategien notwendig. Insbesondere steht bei den an das Verteilnetz angeschlossenen elektrischen Anlagen ein sorgfältiges Systemdesign und damit die Ermöglichung eines störungsfreien Betriebs im Vordergrund. Hier setzt die vorliegende Arbeit an.

1.2.1 Forschungsgegenstand und Beiträge

Allgemeine Anforderungen sowie Grenzwerte für den Anschluss elektrischer Anlagen werden durch Behörden und Netzbetreiber reglementiert und sind bei der Anlagenentwicklung zu beachten. Während die Auslegung in der Regel auf der Basis von Simulationen und Erfahrungswerten erfolgt, bleibt bei der exakten Bestimmung des elektrischen Verhaltens unter Realbedingungen eine gewisse Unsicherheit. Insbesondere Interferenzen mit Netzbetriebsmitteln und parallel oder in der näheren Netzumgebung betriebenen Systemen sind dabei mittels klassischer Methoden schwer im Voraus abzusehen oder gar bezifferbar. Auch sind hinsichtlich der Vorgaben an Regelungsalgorithmen zur Systemdienstleistungsbereitstellung spätestens bei der Inbetriebnahme ausführliche Tests mit der realen Hardware durchzuführen.

Aufgabenstellung

Je früher in der Entwicklungsphase im Rahmen des *Rapid Prototyping* Systemtests durchgeführt werden, desto früher und kostengünstiger können Systemfehler identifiziert und Anpassungen vorgenommen werden. Power-Hardware-in-the-Loop-Systeme, kurz PHIL-Systeme, bieten hier vielversprechende Möglichkeiten zum Aufbau von Versuchsumgebungen zur sicheren, flexiblen und dynamischen Gestaltung von entsprechenden Tests. Dabei wird eine geeignet abgegrenzte Netzumgebung in einer echtzeitfähigen EMT-Software³ abgebildet. Dem Testobjekt wird die Spannung eines ausgewählten Netzknotens mithilfe eines Vierquadrantenstellers als physische Schnittstelle bereitgestellt und das sich einstellende Betriebsverhalten des Testobjektes in die Simulationsumgebung rückgeführt.

Gegenüber rein simulativen Umgebungen bieten PHIL-Systeme dabei den Vorteil, dass das Testobjekt in seinem Realverhalten und unter Berücksichtigung aller auftretenden physikalischen Effekte betrieben werden kann. So können Fehler infolge der Modellbildung vermieden werden. Aufgrund der Ausgangsspannung gängiger steuerbarer Vierquadrantensteller und der Verhältnismäßigkeit der Systemkosten eignen sich PHIL-Systeme in der breiteren Anwendung insbesondere für Anschlussspannungen bis 1000 V. Während höhere Spannungen zwar problemlos simulativ abgebildet werden können, ist der Betrieb realer Anlagen außerhalb des Niederspannungsbereiches mit erheblichem Mehraufwand und höheren Kosten verbunden. Eine Skalierung realer Hochspannungsanlagen auf kleinere Spannungsebenen wiederum steht dem Vorteil der realitätsgetreuen Abbildung entgegen.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit soll deshalb die Methode Power Hardware-in-the-Loop als allgemeiner Lösungsansatz zur Planung und Analyse zukünftiger Niederspannungsnetze sowie deren Betriebsmittel und daran angeschlossene elektrische Anlagen aufgearbeitet, realisiert und bewertet werden. Dies umfasst zunächst die allgemeine Beleuchtung des Themengebiets und die Modellierung elektrischer Niederspannungsnetze in echtzeitfähiger EMT-Software. Ferner nimmt der Aufbau eines realen Versuchsstandes eine zentrale Rolle ein, wozu auch die Implementierung von Rückkopplungsalgorithmen und Schutzsystemen sowie der Co-Simulationsbetrieb mit anderen Simulationsumgebungen gehören.

Ziele

Die sich aus der Aufgabenstellung ableitenden konkreten Zielsetzungen lassen sich wie folgt zusammenfassen:

³Engl. *electromagnetic transients*, steht hier für elektromagnetische Vorgänge und beschreibt im Zusammenhang mit Softwareumgebungen die hochaufgelöste Simulation elektrischer Energienetze basierend auf zeitabhängigen Momentanwerten und Differentialgleichungen zur Beschreibung physikalischer Zusammenhänge. Dies gilt insbesondere in Abgrenzung zu auf Phasoren basierenden Simulationen, bei denen elektrische Größen anhand stehender komplexer Raumzeiger berechnet werden

- **Evaluation der Einsatzmöglichkeiten und Grenzen der Methode Power Hardware-in-the-Loop** PHIL-Systeme sollen im Hinblick auf ihren Einsatz im Bereich der Systemevaluation von Energiesystemen untersucht und die Systemgrenzen hinsichtlich Simulationsszenarien, Bandbreite und zeitlicher Auflösung bewertet werden. Der Fokus liegt dabei auf der *Closed-Loop*-Rückkopplung des Verhaltens realer elektrischer Anlagen.
- **Aufbau und Parametrierung einer auf EMT-Software basierenden Umgebungssimulation zur Nachbildung von NS-Netzen** Die realitätsnahe Simulation von Niederspannungsnetzen und deren Betriebsmittel erfordert detaillierte Modelle der einzelnen Komponenten. Hierfür sollen neben einer unsymmetrischen Abbildung von Netzbetriebsmitteln auch die geeignet abstrahierten vorgelagerten Netzebenen sowie die Emulation realer in NS-Netzen betriebener Anlagen implementiert werden.
- **Realisierung eines PHIL-Versuchsstandes am Beispiel des KIT Energy Smart Home Labs** Basierend auf den grundlegenden Erkenntnissen soll am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik (IEH) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) ein realer PHIL-Versuchsstand aufgebaut werden. Mit diesem sollen der reale Versuchshaushalt *Energy Smart Home Lab* (ESHL) sowie weitere Verbraucher im Zusammenspiel mit der simulativen Abbildung unsymmetrischer Verteilnetze betrieben werden können. Das Ziel ist es, experimentelle Betrachtungen verschiedener Szenarien rund um das Verhalten realer Versuchsanlagen sowie die Erbringung von Systemdienstleistungen zu ermöglichen. Dies bedarf einer grundlegenden Systemgestaltung sowie der Implementierung geeigneter Schutz- und Rückkopplungsalgorithmen für einen stabilen und sicheren Betrieb der Umgebung.

Thematische Abgrenzungen

Nachfolgend seien vorab thematische Abgrenzungen gegenüber nahen Forschungsgebieten angeführt:

- **Entwicklung von Echtzeitsimulatoren** Eine funktionelle Optimierung von Echtzeitsimulatoren wird nicht angestrebt. Die detailliert durchgeführte Betrachtung von Echtzeitsimulatoren und die Analyse der bestehenden Anforderungen an die Ausgestaltung der Simulation dienen als Grundlage für den Aufbau von echtzeitfähigen Modellen.
- **Betrachtung von Schutz- und Steuergeräten** Im Zentrum der betrachteten Methode liegt der PHIL-Betrieb elektrischer Anlagen, woraus sich die Annahmen zur Stabilität und damit auch für die Ausgestaltung des Interface ableiten. Mit der Simulationsumgebung können auch Schutz- und Steuergeräte betrieben werden, es erfolgt jedoch keine Betrachtung damit zusammenhängender Aufgabenstellungen.

- **Digital Twins und Anlagenmodellierung** Bei der simulativen Abbildung elektrischer Anlagen ist das Verhalten der Anlagen an den Anschlussklemmen relevant; eine detaillierte Simulation der Leistungselektronik ist nicht Gegenstand der Arbeit. Weiterhin findet bei der Anlagenmodellierung der Themenkomplex elektromagnetische Verträglichkeit keine Berücksichtigung. Eine Erwähnung erfolgt lediglich hinsichtlich der Normung und ausgewählter Annahmen.
- **Betriebsführung des ESHL** Die Laborumgebung ESHL wird als intelligentes Testobjekt betrieben. Eine optimierte Betriebsführung des ESHL ist nicht Gegenstand der Untersuchungen.

1.2.2 Gliederung der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist in sieben Kapitel gegliedert. Im Anschluss an diese Einführung erfolgt zunächst eine Aufarbeitung der Thematik Niederspannungsnetze in Deutschland (Kapitel 2). Dabei werden sowohl normative Vorgaben für den technischen Aufbau, die Spannungsqualität und den Anschluss von elektrischen Anlagen als auch der Zustand realer Netzabschnitte beleuchtet. Die grundlegende Betrachtung der Methode PHIL erfolgt in Kapitel 3. Nach einer Abgrenzung gegenüber anderen in-the-Loop-Methoden werden der Stand der Technik, die Herausforderungen beim Aufbau von PHIL-Systemen und verschiedene Lösungsansätze vorgestellt. Deren Anwendbarkeit im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird unter Berücksichtigung des Aufbaus von NS-Netzen diskutiert.

Die für eine detaillierte simulative Abbildung von NS-Netzen notwendige Modellierung von Betriebsmitteln und Anlagen wird, aufbauend auf den zuvor in den Grundlagenkapiteln gewonnenen Erkenntnissen, in Kapitel 4 beschrieben. Ein besonderes Augenmerk liegt dabei auf der Echtzeitfähigkeit und der Realitätsnähe der Modelle. Im Anschluss erfolgt in Kapitel 5 die Beschreibung der am IEH aufgebauten PHIL-Umgebung und deren Komponenten. In dem Rahmen wird insbesondere das mit verschiedenen Schutz- und Filteralgorithmen implementierte Interface vorgestellt. Exemplarische Anwendungsfälle unter Verwendung der vorgestellten Umgebungssimulation sowie der PHIL-Umgebung sind in Kapitel 6 gegeben. Hier werden Möglichkeiten und Grenzen der realisierten Versuchsumgebung diskutiert. Die Arbeit schließt mit einer Zusammenfassung der wesentlichen Ergebnisse, die innerhalb dieser Dissertation erzielt wurden. Ferner werden verbleibende offene Fragestellungen und weitere Entwicklungsmöglichkeiten aufgeführt.

Mathematische Grundlagen, weiterführende Betrachtungen, Ergänzungen der Inhalte und Modellparameter sind in den Anhängen A bis D zu finden.

Kapitel 2

Niederspannungsnetze in Deutschland

Niederspannungsnetze sind als unterste der heute unterschiedenen vier Spannungsebenen für die Sekundärverteilung der Energie, also die Weiterleitung der Energie an die Endabnehmer, verantwortlich. Im Gegensatz zu den üblicherweise als Dreileitersystem ausgeführten Höchst-, Hoch- und Mittelspannungsebenen führen sie den Neutralleiter als Leiter mit einem Nullpotential mit [111].

In ihrer technischen Ausgestaltung weisen Niederspannungsnetze deutliche Unterschiede auf. Dies betrifft nicht nur die vereinbarte Nennspannung und die Nennfrequenz, sondern auch den grundlegenden Aufbau. Gängig sind hierbei das mitunter in den USA übliche Einphasen-Dreileiternetz sowie das Dreiphasensystem, wie es unter anderem in Europa und damit auch in Deutschland verwendet wird. Eine Normung findet durch die internationale Norm IEC 60038 [158] statt.

Aufgrund der Unterschiede bei der Ausgestaltung von NS-Netzen, die sich hinsichtlich der typischerweise verwendeten Verkabelung und der Netzstruktur selbst innerhalb Europas unterscheidet, wird in der vorliegenden Arbeit keine allgemeine Betrachtung durchgeführt. Der Fokus liegt auf dem in Deutschland üblichen Netzaufbau als 4-Leiter-Dreiphasensystem.

2.1 Technische Ausgestaltung und Anforderungen

Zunächst werden die normativen Vorgaben beleuchtet, die den Netzaufbau und den Betrieb von Anlagen¹ am Niederspannungsnetz regulieren. Im Anschluss erfolgt die Betrachtung des strukturellen Aufbaus und der technischen Ausgestaltung von NS-Netzen in Deutschland. Zuletzt werden die sich aus der Normung und dem Aufbau ergebenden Anforderungen an die Spannungsqualität zusammengefasst.

¹Der Begriff Anlagen umfasst in der vorliegenden Arbeit aktive und passive Verbraucher sowie Erzeugungsanlagen

2.1.1 Wichtige Normen und Regularien

Entgegen den marktwirtschaftlichen Aspekten der Energieversorgung, die durch internationale sowie nationale Gesetzgebung reguliert werden, unterliegen der Netzaufbau, der Anschluss elektrischer Anlagen sowie das Produkt elektrische Energie der internationalen und nationalen Normung. Die für Niederspannungsnetze und die daran angeschlossenen Anlagen wichtigsten Standards und Regularien sind im Folgenden aufgeführt und die jeweiligen die Niederspannung betreffenden Inhalte kurz beschrieben. Das Hauptaugenmerk liegt – in Abgrenzung zu Normungen der Betriebssicherheit der Anlagen selber – auf solchen Normen, die für den Nennbetrieb des Netzes und für die Sicherheit des Netzbetriebes relevante Rahmenbedingungen definieren. Grundsätzlich lässt sich dabei unterscheiden, ob die Norm die Energieversorgungsnetze, den Anschluss von Anlagen und deren Regelung oder die durch die Anlage hervorgerufenen Netzrückwirkungen betrifft.

Energieversorgungsnetze

- **DIN VDE 0100-100** Abgeleitet von internationalen Normen regelt die DIN VDE 0100-100 [154] das Errichten von Niederspannungsanlagen. Dies beinhaltet Vorgaben zu Leiteranordnungen in öffentlichen Stromversorgungsnetzen (siehe Abschnitt 2.1.2.2), zu verwendende Erdungssysteme und die Klärung von Verantwortlichkeiten beim Betrieb von Anlagen.
- **DIN VDE 0100-200** In Ergänzung zu DIN VDE 0100-100 definiert die DIN VDE 0100-200 [155] allgemeine Begriffe.
- **DIN EN 60038** Die von der internationalen Norm IEC 60038 [158] abgeleitete europäische Norm DIN EN 60038 [146] regelt Nennspannungen und Nennfrequenz der „Wechselstromübertragungs-, -verteilungs- und -verbrauchernetze“ in Europa und bildet damit einen technischen Rahmen für den Anschluss und die Auslegung elektrischer Betriebsmittel.
- **DIN EN 50160** Aufbauend auf DIN EN 60038 legt die DIN EN 50160 [144] „Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen“ und damit Mindestanforderungen an das Produkt elektrische Energie fest. Über die Nennwerte der Spannung hinausgehend werden insbesondere andauernde Phänomene für Frequenz und Spannung sowie plötzlich auftretende und erhebliche Spannungsereignisse klassifiziert und in ihrer Häufigkeit und Stärke reglementiert (siehe Abschnitt 2.1.3).

Anschluss von Anlagen

- **VDE-AR-N 4100** Die Anwendungsregel VDE-AR-N 4100 [160], auch TAR Niederspannung genannt, definiert technische Anschlussregeln für

Kundenanlagen im Niederspannungsnetz. Sie beinhaltet Vorgaben zu Netzzrückwirkungen und Anforderungen an die Anschlusssymmetrie. Weiterhin reglementiert die VDE-AR-N4100 den Anschluss von Ladeeinrichtungen für Elektroautos und Speicher im Ladebetrieb in Abhängigkeit der jeweiligen Anlage hinsichtlich ihrer Wirk- und Blindleistungssteuerung (siehe Abschnitt 2.2.1).

- **VDE-AR-N 4105** Die Anwendungsregel VDE-AR-N 4105 [161] ergänzt die TAR Niederspannung um Vorgaben zur Netzstützung durch dezentrale Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz. Sie enthält Kurven zur Wirk- und Blindleistungsregelung sowie Fahrpläne und Verhaltensweisen für Fehlerfälle (siehe Abschnitt 2.2.2).
- **Technische Anschlussbedingungen TAB 2019** Für den Anschluss von Anlagen an das Niederspannungsnetz werden durch die TAB 2019 [136] technische Anschlussbedingungen vorgegeben. Sie werden vom BDEW Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft e.V. veröffentlicht und bilden die Grundlage für die von Netzbetreibern herausgegebenen Anschlussbedingungen, meist unter Verweis auf VDE-AR-N 4100 und VDE-AR-N 4105.
- **Niederspannungsanschlussverordnung NAV 2006** Die NAV 2006 [140] gibt die Rahmenbedingungen für den Netzanschluss von Anlagen vor. Sie bildet die rechtliche Grundlage für die Vorgabe der TAB seitens des Energieversorgers und regelt grundsätzliche Vertragsstrukturen.

Netzzrückwirkungen von Anlagen

- **Technische Regeln zur Beurteilung von Netzzrückwirkungen** Die technischen Regeln ermöglichen eine einfache Beurteilung der Netzzrückwirkungen elektrischer Betriebsmittel, darunter Spannungsänderungen, Flicker, Spannungsunsymmetrien sowie Oberschwingungen, und führt Richtwerte für deren Einordnung an [142].
- **DIN EN 61000** Die Norm DIN EN 61000 reguliert die Thematik elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) und umfasst unter anderem Kennwerte zulässiger Störgrößen für und von Anlagen in öffentlichen NS-Netzen. Teil 2-2 [148] beschreibt in Anlehnung an DIN EN 50160 Verträglichkeitspegel für leitungsgeführte Störgrößen. Die Teile 3-2 [153], 3-3 [150], 3-11 [152] und 3-12 [149] beinhalten Grenzwerte für Oberschwingungsströme und Spannungsänderungen durch Geräte verschiedener Bemessungsströme. Grenzwerte für Oberschwingungen und Flicker von Erzeugungseinheiten werden künftig durch die Teile 3-16 und 3-17 vorgegeben. Teil 4-30 [151] definiert Prüf- und Messverfahren zur Bewertung der nach DIN EN 50160 vorgegebenen Spannungsqualität.

2.1.2 Typischer Netzaufbau

Der grundsätzliche topologische Aufbau von elektrischen Versorgungsnetzen wird durch die Netzstruktur beschrieben. Die Auslegungssysteme dagegen beschreiben die Erdung von Betriebsmitteln sowie Anlagen und damit auch die Anzahl der verwendeten Leiter.

2.1.2.1 Netzstruktur

Die Realisierung von Energienetzen erfolgt typischerweise in Form von Strahlennetzen, Ringnetzen oder Maschennetzen (siehe Abb. 2.1). Die für ein spezifisches Netz gewählte Struktur hängt stark von landschaftlichen Gegebenheiten, Lastdichte und bestehenden Anforderungen hinsichtlich der Versorgungssicherheit ab [111].

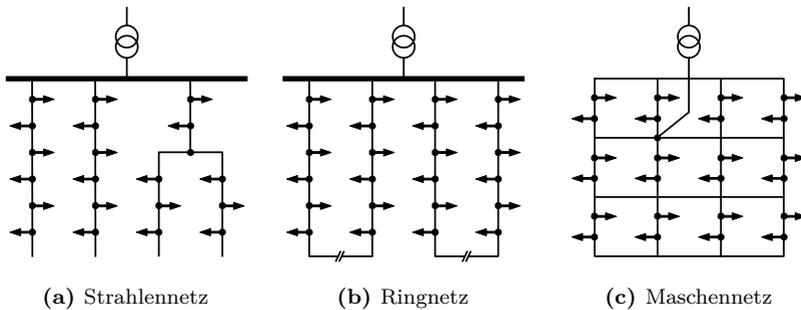


Abb. 2.1: Übersicht über gängige Netzstrukturen in Deutschland, nach [105, 111]

In öffentlichen Niederspannungsnetzen werden vorzugsweise Strahlennetze eingesetzt. Hierbei sind der notwendige Planungsaufwand sowie die Kosten aufgrund der in begrenztem Umfang notwendigen Primär- und Sekundärtechnik gering. Während die Strahlennetze auch bei der Fehlersuche wegen ihrer einfachen Struktur Vorteile aufweisen, sind im Falle eines Kurzschlusses allerdings alle Anschlüsse des jeweiligen Stranges betroffen. Die dadurch potentiell höheren Ausfallzeiten werden jedoch durch den allgemeinen Druck zur Kostenreduzierung gerade in ländlichen Gegenden zunehmend in Kauf genommen. Ein weiterer Nachteil sind hohe Spannungsabfälle bei langen Strängen sowie erhöhte Leitungsverluste.

Als Alternative zur Strahlentopologie werden gerade in dörflichen oder städtischen Netzgebieten mittels einer Trennstelle offen betriebene Ringnetze eingesetzt. Im Fehlerfall ermöglicht es diese Topologie, den Fehler selektiv freizuschalten und durch das Schließen der Trennstelle eine schnelle Wiederversorgung eines großen Teils der Netzteilnehmer zu ermöglichen, wodurch die Versorgungssicherheit höher

als bei Strahlennetzen ist. Bei permanent geschlossenen Ringen kann die Einhaltung des Spannungsbandes erleichtert werden.

Maschennetze finden im Bereich der Niederspannung nur bei sehr hohen Lastdichten oder besonderen Anforderungen an die Versorgungssicherheit Einsatz. Die hohen Kosten infolge des Planungsaufwandes und der aufwändigen Schutztechnik rechtfertigen die Vorteile nur selten, so dass Maschennetze eine untergeordnete Rolle spielen.

2.1.2.2 Auslegungssysteme

Die verschiedenen Auslegungssysteme zur Erdung von Niederspannungsnetzen unterscheiden sich in den Erdungsbedingungen der speisenden Quelle, den Erdungsbedingungen der Körper² der elektrischen Anlage und, wenn vorhanden, in der Anordnung des Neutralleiters und des Schutzleiters. Die Bezeichnung sowie die möglichen Auslegungen der in DIN VDE 0100-100 [154] beschriebenen Systeme werden in Tab. 2.1 erläutert.

Tab. 2.1: Bezeichnung der Auslegungssysteme zur Erdung, nach [154]

Erster Buchstabe: Beziehung des Stromversorgungssystems zur Erde	
T	Direkte Verbindung eines Punkts zur Erde
I	Alle aktiven Teile von Erde getrennt oder ein Punkt hochimpedant mit Erde verbunden
Zweiter Buchstabe: Beziehung der Körper der elektrischen Anlage zur Erde	
T	Direkte elektrische Verbindung der Körper zur Erde
N	Direkte elektrische Verbindung der Körper mit dem geerdeten Punkt des Stromversorgungssystems
Weitere Buchstaben: Anordnung des Neutralleiters und des Schutzleiters	
S	Neutralleiter- und Schutzleiterfunktion getrennt: PE, N
C	Neutralleiter- und Schutzleiterfunktion kombiniert: PEN

Niederspannungsnetze in Deutschland basieren fast ausschließlich auf dem TN-C-System (franz. *terre neutre combiné*) mit einem gemeinsamen PEN-Leiter. In den privaten Endkundenanlagen erfolgt dann eine Aufteilung des PEN-Leiters in getrennte PE- und N-Leiter und damit in eine Erdung nach TN-S-System (franz. *terre neutre séparé*). Diese für Niederspannungssysteme übliche Mischform wird als TN-C-S-System beschrieben und ist in Abb. 2.2 für einen an das öffentliche Versorgungsnetz angeschlossenen Haushalt skizziert.

²Körper (eines elektrischen Betriebsmittels): Leitfähiger Teil eines Betriebsmittels, der berührt werden kann und üblicherweise nicht unter Spannung steht

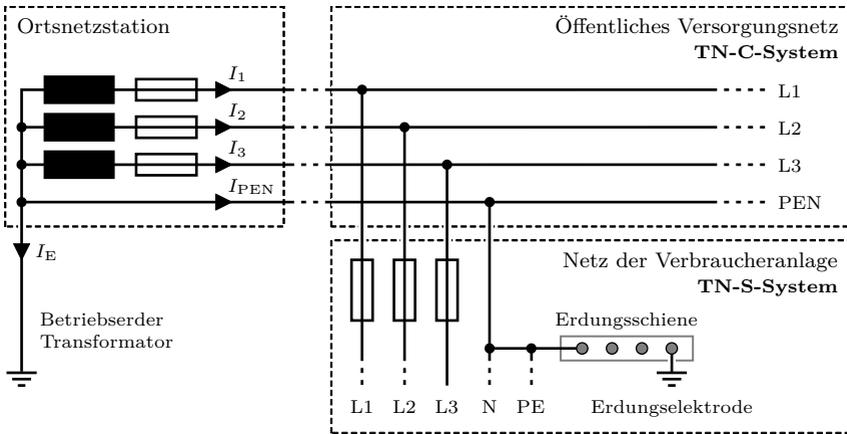


Abb. 2.2: TN-C-S System deutscher Niederspannungsnetze, nach [66, 111]

Aus der Ausgestaltung als TN-C-S-System ergibt sich der zuvor erwähnte typische Netzaufbau als 4-Leiter-Dreiphasensystem. Die spannungsführenden Leiter und damit die drei Phasen werden im Folgenden als L1, L2 und L3 bezeichnet, deren Spannungen und Ströme mit den Zahlen 1, 2 und 3 indiziert. Für die nicht spannungsführenden Leiter werden entsprechend dem TN-C-S-System und im Einklang mit DIN VDE 0100-200 [155] die Bezeichnungen PE (engl. *protective earth*) für einen separaten Schutzleiter (auch als Schutzerdungsleiter angesehen) zum Schutz gegen elektrischen Schlag, N für einen separaten Neutralleiter und PEN für einen gemeinsamen Schutz- und Neutralleiter verwendet.

2.1.3 Anforderungen an die Spannungsqualität

Abbildung 2.3 zeigt die Struktur der Qualitätsbereiche in der elektrischen Energieversorgung nach Crastan und Westermann [32]. Die Autoren nehmen eine allgemeine Einordnung vor und unterscheiden die Qualitätsbereiche grob nach Funktionsverfügbarkeit sowie Dienstleistungsqualität, wobei sich letztere in die Versorgungssicherheit und die Versorgungsqualität unterteilt. Neben den technischen und nicht technischen Qualitätsbegriffen sind die komplexen Abhängigkeiten zwischen den Bereichen angedeutet. Untersuchungen mittels der Methode Power Hardware-in-the-Loop umfassen vornehmlich die grau hinterlegten Bereiche. Dabei stehen insbesondere Wechselwirkungen zwischen funktioneller Verfügbarkeit und elektromagnetischer Verträglichkeit angeschlossener Anlagen auf der einen Seite sowie Versorgungszuverlässigkeit und Spannungsqualität des Netzes auf der anderen Seite im Vordergrund.

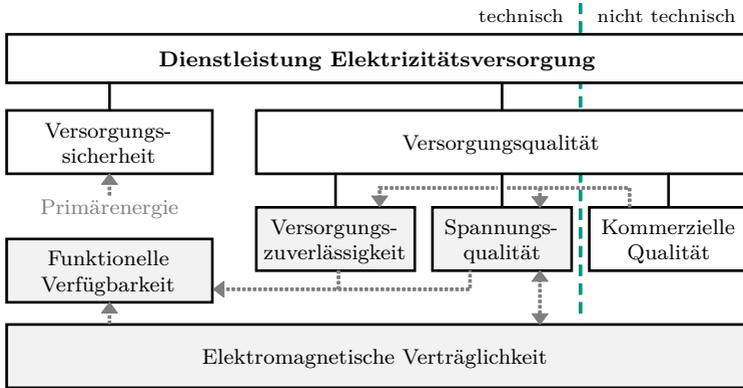


Abb. 2.3: Struktur der Qualitätsbereiche, nach [32]

Die als Spannungsqualität bezeichnete vereinbarte Qualität des Produktes elektrische Energie spielt bei Betrachtungen des Energiesystems eine elementare Rolle. Sie beschreibt die Kurvenform der Spannung und beinhaltet damit Merkmale wie die Frequenz, langsame Spannungsänderungen und höherfrequente Phänomene wie Oberschwingungen und Flicker. In deutschen Niederspannungsnetzen relevante normative Anforderungen werden vornehmlich in der in Abschnitt 2.1.1 angeführten Norm DIN EN 50160 [144] festgelegt. Die wichtigsten dieser „Merkmale der Niederspannung“ sind im Folgenden zusammengefasst. Zur messtechnischen Erfassung und Bewertung der Spannungsqualität sei auf [151] verwiesen.

2.1.3.1 Netzfrequenz

Die Beeinflussung der Netzfrequenz durch Anlagen einzelner Niederspannungsnetze ist meist vernachlässigbar, insbesondere in großen Verbundnetzen. Dennoch ist die Frequenz an der Übergabestelle ein elementarer Kennwert und wird in Abhängigkeit der Größe des Versorgungsnetzes entsprechend Tab. 2.2 definiert.

Tab. 2.2: Definition der Grenzwerte der Netzfrequenz [144]

Netze mit synchroner Verbindung zu einem Verbundnetz		
50 Hz \pm 1 %	(49,5 Hz bis 50,5 Hz)	während 99,5 % eines Jahres
50 Hz + 4 % / - 6 %	(47 Hz bis 52 Hz)	während 100 % der Zeit
Netze ohne synchrone Verbindung zu einem Verbundnetz (z. B. auf einigen Inseln)		
50 Hz \pm 2 %	(49 Hz bis 51 Hz)	während 95 % einer Woche
50 Hz \pm 15 %	(42,5 Hz bis 57,5 Hz)	während 100 % der Zeit

2.1.3.2 Spannungsänderungen

Im Gegensatz zu anderen Netzebenen weisen NS-Netze eine verhältnismäßig hohe Innenimpedanz auf. Neben den typischerweise verwendeten Niederspannungskabeln mit hohem ohmschen Anteil ($R/X \approx 2,5$) [62] sind auch Lasten aufgrund der Anschlussvorgaben [160, 161] als überwiegend ohmsch zu betrachten ($\cos \varphi = 0,9 \dots 0,95$). In der Folge ist in NS-Netzen mitunter ein signifikanter Spannungsabfall oder -anstieg festzustellen. Diese Spannungsänderungen variieren über den Tag mit dem Tageslastgang der Erzeuger und Verbraucher. Nach DIN EN 50160 sind für den Effektivwert der Spannung an der Übergabestelle Grenzwerte in Abhängigkeit der Nennspannung³ U_n entsprechend Tab. 2.3 vorgegeben.

Tab. 2.3: Definition der Grenzwerte der zulässigen Spannungsänderungen [144]

Unter normalen Betriebsbedingungen	
$90\% U_n \leq U \leq 110\% U_n$	95 % der 10-Minuten-Mittelwerte einer Woche
$85\% U_n \leq U \leq 110\% U_n$	Alle 10-Minuten-Mittelwerte
Netze ohne synchrone Verbindung zu einem Verbundnetz oder entlegene Kunden	
$85\% U_n \leq U \leq 110\% U_n$	Information der Netznutzer empfohlen

Der in der Niederspannung nutzbare Anteil des gegebenen Spannungsbandes von $\pm 10\% U_n$ und damit das maximale Spannungsdelta auf den Leitungen des NS-Netzes wird nach [161] mit $|\Delta U| = 3\%$ beziffert. Dies beruht auf den Annahmen einer starren Kopplung durch konventionelle Ortsnetztransformatoren (ONT), einer Berücksichtigung des Spannungsabfalls über die ONTs sowie eines Toleranzbandes für das MS-Netz und die Regelung des Hochspannungs-Mittelspannungs-Transformators (HS/MS-Trafo). Die genaue Aufteilung des Spannungsbandes wird durch den Netzbetreiber vorgenommen und ist beispielhaft in Abb. 2.4 dargestellt.

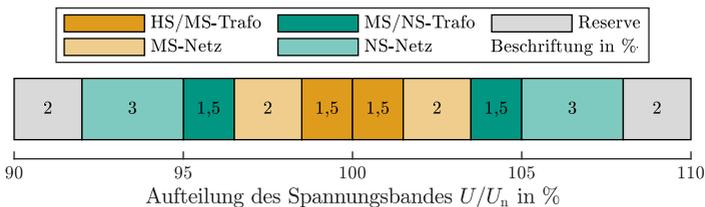


Abb. 2.4: Beispielhafte anteilige Aufteilung des Spannungsbandes, Datenbasis aus [161, 162, 127]

³Nenngrößen werden in der vorliegenden Arbeit mit dem Index n bezeichnet. Sie sind von dem Index N zu unterscheiden, der für den Neutralleiter verwendet wird

2.1.3.3 Spannungsunsymmetrie

Die Spannungsunsymmetrie, auch als Spannungsasymmetrie bezeichnet, beschreibt ungleiche Phasenspannungen an einem Anschlusspunkt. Sie ist die Folge unsymmetrischer Betriebsmittel sowie einer unsymmetrischen Belastung der Phasen und der daraus resultierenden ungleichen Spannungsabfälle entlang der Leitung.

Für die Beurteilung der Spannungsunsymmetrie wird entsprechend [144] das Verhältnis der Effektivwerte der Grundschiwingung der Gegensystemkomponente zur Grundschiwingung der Mitsystemkomponente herangezogen. Während einer Woche müssen 95 % der 10-Minuten-Mittelwerte innerhalb des Bereichs von 0 % bis 2 % liegen. In Sonderfällen werden Unsymmetrien von bis zu 3 % genannt.

Die Spannungsunsymmetrie (engl. *voltage unbalance factor*, VUF) ergibt sich zu

$$\text{VUF} = \frac{|\underline{U}_2|}{|\underline{U}_1|} \cdot 100\% = \frac{|\underline{U}_R + \underline{a}^2 \cdot \underline{U}_S + \underline{a} \cdot \underline{U}_T|}{|\underline{U}_R + \underline{a} \cdot \underline{U}_S + \underline{a}^2 \cdot \underline{U}_T|} \cdot 100\% , \quad (2.1)$$

wobei das Dreiphasen-Drehstromsystem durch seine symmetrischen Komponenten nach Anhang A, Abschnitt A.1 beschrieben wird.

2.1.3.4 Oberschwingungsspannung

Die für Übergabestellen in öffentlichen Niederspannungsnetzen definierten Grenzwerte für Oberschwingungsspannungen sind in Tab. 2.4 gegeben. Für jede Spannungsharmonische U_{eff}^h der Ordnung h , mit $h=2 \dots 25$, sind Werte in Abhängigkeit des Effektivwerts der Grundschiwingung U_{eff}^1 festgelegt, die von 95 % der 10-Minuten-Mittelwerte einer Woche nicht überschritten werden dürfen. Oberhalb der 25. Harmonischen sind „keine Werte angegeben, da sie gewöhnlich niedrig, allerdings [...] weitgehend unvorhersehbar sind“ [144].

Neben der Definition nach DIN EN 50160 [144] werden in der EMV-Norm DIN EN 61000-2-2 [148] Verträglichkeitspegel für Oberschwingungen aufgeführt, die für Harmonische bis zur 40. Ordnung angegeben sind. Diese liegen vereinzelt leicht unter den in Tab. 2.4 angegebenen Werten, sind hier jedoch als Bezugspegel für die Festlegung von Aussendungs- und Störfestigkeitsgrenzwerten bestimmt. In der Norm wird die Wahrscheinlichkeit des Vorkommens von Störpegeln, die größer als die Grenzwerte für den Verträglichkeitspegel sind, als gering bewertet.

Der Gesamtspannungsüberschwingungsgehalt THD_U , in den nach „üblicher Vereinbarung“ Harmonische bis zur 40. Ordnung Eingang finden und der sich zu

$$\text{THD}_U = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} \frac{U_{\text{eff}}^h{}^2}{U_{\text{eff}}^1{}^2}} \quad (2.2)$$

berechnet, darf 8 % der Grundschiwingung nicht überschreiten [144].

Tab. 2.4: Grenzwerte für Spannungsharmonische bis zur 25. Ordnung [144]

Ungerade Harmonische				Gerade Harmonische	
Keine Vielfache von 3		Vielfache von 3		Ordnung h	$U_{\text{eff}}^h/U_{\text{eff}}^1$
Ordnung h	$U_{\text{eff}}^h/U_{\text{eff}}^1$	Ordnung h	$U_{\text{eff}}^h/U_{\text{eff}}^1$		
5	6,0 %	3	5,0 %	2	2,0 %
7	5,0 %	9	1,5 %	4	1,0 %
11	3,5 %	15	1,0 %*	6...24	0,5 %
13	3,0 %	21	0,75 %*		
17	2,0 %				
19	1,5 %				
23	1,5 %				
25	1,5 %				

*Erhöhung gegenüber den Grenzwerten nach DIN EN 50160:2011-02 (zuvor: je 0,5 %)

2.1.3.5 Spannungsereignisse

Als Spannungsereignisse werden plötzlich auftretende, erhebliche Abweichungen von der Nennkurvenform – typischerweise infolge unvorhergesehener Ereignisse – betrachtet. In [144] erfolgt eine grobe, qualitative Klassifizierung, eine quantitative Einordnung wird dabei nicht vorgenommen:

- **Unterbrechungen der Versorgungsspannung** Als Unterbrechungen werden Ereignisse mit einer versorgenden Spannung von weniger als 5 % der Nennspannung auf allen Phasen bezeichnet. Unterschieden wird zwischen geplanten Unterbrechungen und zufälligen Unterbrechungen. Letztere treten mitunter durch das Auslösen von Schutztechnik auf und werden wiederum in Langzeitunterbrechungen (> 3 min) und Kurzzeitunterbrechungen (≤ 3 min) unterteilt.
- **Einbrüche und Überhöhungen der Versorgungsspannung** Die im Netz auftretenden Spannungseinbrüche und -überhöhungen werden in Abhängigkeit ihrer Zeitdauer und Restspannung klassifiziert. Die Einordnung beginnt ab einer Anfangseinbruchschwelle von 90 % und einer Anfangsschwelle von 110 % der Nennspannung, die Zeitdauer beträgt 10 ms bis 1 min.
- **Transiente Überspannungen** Kurzzeitige, meist stark gedämpfte, schwingende oder nicht schwingende Überspannungen mit einer Dauer von einigen Millisekunden oder weniger infolge von Blitzeinwirkungen, Schalthandlungen oder dem Auslösen von Sicherungen.

2.2 Verbraucheranlagen im NS-Netz

Bei der Betrachtung von Verbraucheranlagen sind insbesondere die bereits in Abschnitt 2.1.1 angeführten Anwendungsregeln VDE-AR-N 4100 und VDE-AR-N 4105 zu berücksichtigen, die unter anderem das Anlagenverhalten sowie die durch Anlagen entstehenden Rückwirkungen auf das Netz regulieren. Durch diese Anwendungsregeln sollen der ordnungsgemäße Zustand des Netzes und damit auch der aus elektrischer Sicht unbedenkliche Betrieb von Anlagen sichergestellt werden.

2.2.1 Anschlussregulierung von Lasten nach VDE-AR-N 4100

Für die Berechnung zulässiger Netzzrückwirkungen verweist die Anwendungsregel VDE-AR-N 4100 [160] weitestgehend auf die zugrunde liegende EMV-Norm DIN EN 61000. Die Angabe von Richtwerten erfolgt basierend auf den technischen Regeln zur Beurteilung von Netzzrückwirkungen [142]. Lediglich von diesen Dokumenten nicht erfasste Verbraucher mit einem Bemessungsstrom⁴ $I_r > 75 \text{ A}$ und explizit ausgenommene Geräte werden gezielt spezifiziert, es sind unter anderem Berechnungsvorschriften für maximale Stromharmonische gegeben.

Neben diesen regulatorischen Anforderungen definiert die Anwendungsregel VDE-AR-N 4100 auch folgende für die Modellierung von Anlagen relevante Eckpunkte [160]:

- **Symmetrie** Alle Anlagen an einer Übergabestelle mit einer Bemessungsscheinleistung $S_r > 4,6 \text{ kVA}$ müssen dreiphasig angeschlossen werden. Für Anlagen mit $S_r \leq 4,6 \text{ kVA}$ sind einphasige Anschlüsse zulässig. Beim Anschluss von mehreren Anlagen ist sicherzustellen, dass die beim Betrieb verursachte Unsymmetrie den Grenzwert von $4,6 \text{ kVA}$ nicht überschreitet. Bei Verletzung des Grenzwertes (1-Min-Leistungswert) muss innerhalb von 100 ms nachgeregelt werden. Drehstrom-Synchrongeneratoren (SG) und -Asynchrongeneratoren (ASG) sind von dieser Pflicht zur Nachregelung ausgenommen, wenn physikalisch bedingt durch unsymmetrische Netzspannungen eine Leistungsasymmetrie entsteht.
- **Speicher im Ladebetrieb** Die Wirkleistungsregelung muss nach VDE-AR-N 4105 (siehe Abschnitt 2.2.2) erfolgen. Oberhalb von $5 \% P_r$ ist der Leistungsfaktor zu $\cos \varphi = 0,95_{\text{ind}} \dots 1$ vorgegeben.
- **Ladeeinrichtungen E-Fahrzeuge im Ladebetrieb** Die Wirkleistung von Anlagen mit einer Bemessungsscheinleistung $S_r > 12 \text{ kVA}$ muss regelbar sein. Bei der Bemessungsleistung P_r ist ein Leistungsfaktor von $\cos \varphi = 0,95_{\text{ind}} \dots 1$ vorgegeben, bei $5 \% P_r \leq P < 100 \% P_r$ von $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind}} \dots 1$.

⁴Bemessungsgrößen werden in der vorliegenden Arbeit mit dem Index r , von engl. *rated* stammend, bezeichnet

2.2.2 Verhalten von Erzeugungsanlagen nach VDE-AR-N 4105

Frühere Zwischenfälle hinsichtlich der Systemstabilität (49,5-Hz-Problem [8], 50,2-Hz-Problem [9]) zeigen, dass der große Anteil der durch DEA eingespeisten Leistung eine intelligente Steuerung dieser Anlagen notwendig macht. Um die Implementierung von Steuerungen verpflichtend zu machen, ist im Juli 2012 die Systemstabilitätsverordnung (SysStabV [141]) in Kraft getreten. Sie verweist auf die für die jeweilige Spannungsebene gültigen Anwendungsrichtlinien und schreibt eine Einhaltung derselben vor.

Die aktuell gültige Fassung der VDE-AR-N 4105 von November 2018 [161] greift zum ersten Mal über eine gestaffelte Abschaltung hinausgehende Regelkonzepte zur Systemdienstleistungsbereitstellung von Erzeugungsanlagen und Speichern im Niederspannungsnetz auf. Es werden sowohl Vorgaben zur Wirkleistungsregelung als auch zur Blindleistungsbereitstellung und dem Verhalten im Fehlerfall gemacht. Die jeweils wirksame Vorgabe hängt vom Anlagentyp (SG, ASG, Umrichter für Speichersysteme, Umrichter für Erzeugungseinheiten) sowie von der Bemessungsscheinleistung ($\leq 4,6 \text{ kVA}$, $> 4,6 \text{ kVA}$) ab (siehe auch Anhang C, Tab. C.9). Ziel der Vorgaben zur Bereitstellung von Systemdienstleistungen ist die Stützung des Verbundnetzes sowie die Sicherung der lokalen Spannungsqualität.

Im Folgenden sind die grundsätzlichen Maßnahmen und Regelvorgaben zusammengefasst. Für eine ausführliche Definition von Zeitkonstanten, Einschwingzeiten, Entscheidungskriterien, Messwerterfassung und Ausnahmen infolge physikalischer Grenzen sei auf die Anwendungsrichtlinie VDE-AR-N 4105 verwiesen.

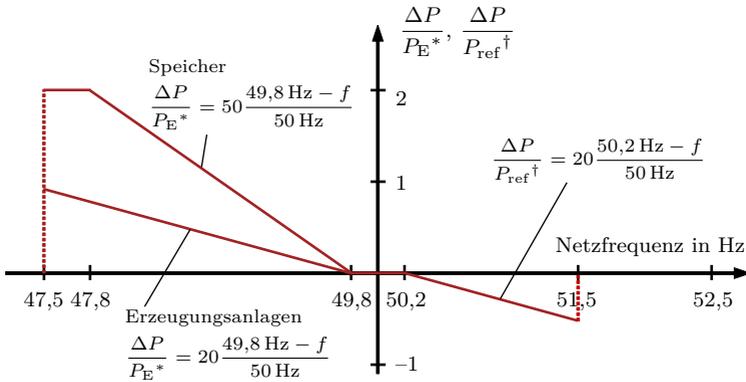
2.2.2.1 Wirkleistungsanpassung bei Über- und Unterfrequenz

Ab einer Frequenzabweichung von $\pm 200 \text{ mHz}$ um die Nennfrequenz werden Netzzustände als kritisch definiert. Außerhalb dieses Totbandes müssen EA und Speicher ihre momentan eingespeiste Wirkleistung entsprechend den Kennlinien in Abb. 2.5 anpassen. Die Frequenzgrenzwerte und Statiken sind abhängig vom Anlagentyp und entsprechend Anhang C, Tab. C.9 vorzugeben.

Bei einer Überfrequenz muss die eingespeiste Leistung reduziert werden, während bei einer Unterfrequenz eine Erhöhung der Einspeiseleistung vorgeschrieben wird, um das System zu stützen. Die Trennung vom Netz darf erst bei einer Frequenz $\geq 51,5 \text{ Hz}$ oder $\leq 47,5 \text{ Hz}$ erfolgen. Abweichungen infolge der Verfügbarkeit von Primärenergie sind von der Regelung ausgenommen.

2.2.2.2 Blindleistungsbereitstellung zur Spannungshaltung

An das Netz angeschlossene Anlagen müssen nach VDE-AR-N 4105, in Abhängigkeit des Anlagentyps, verschiedene Verfahren zur Blindleistungsbereitstellung



* P_E : Höchste Wirkleistung einer Anlage

† P_{ref} : entspricht P_E für SG und P_{momentan} für Andere

Abb. 2.5: Wirkleistungsanpassung von EA und Speichern mit Statiken $s_o = 5\%$ (Überfrequenz), $s_{u,EA} = 5\%$ und $s_{u,Speicher} = 2\%$ (Unterfrequenz) sowie Frequenzgrenzwerten $f_o = 50,2 \text{ Hz}$ und $f_u = 49,8 \text{ Hz}$, nach [161]

unterstützen. Die Wahl des aktiven Verfahrens erfolgt durch den Netzbetreiber, wobei nach Norm die $Q(U)$ -Kennlinie empfohlen wird:

- **Blindleistung-Spannungskennlinie $Q(U)$** In Abhängigkeit von der momentanen Klemmenspannung U wird der Anteil der eingespeisten Blindleistung entsprechend der Kennlinie in Abb. 2.6a angepasst. Q_{max} entspricht für Anlagen $\leq 4,6 \text{ kVA}$ einem $\cos \varphi = 0,95_{\text{ind}} \dots 1$ und für Anlagen $> 4,6 \text{ kVA}$ einem $\cos \varphi = 0,9_{\text{ind}} \dots 1$, jeweils bei Bemessungsleistung. Diese Vorgabe erfolgt nur für dreiphasige EA und Speicher.
- **Verschiebungsfaktor-/Wirkleistungskennlinie $\cos \varphi(P)$** Der Anteil der Blindleistung wird über einen wirkleistungsabhängigen $\cos \varphi$ entsprechend Abb. 2.6b festgelegt.
- **Verschiebungsfaktor $\cos \varphi$** Ein konstanter $\cos \varphi$ wird im Rahmen der Maximalwerte (siehe $Q(U)$ -Kennlinie) vom Netzbetreiber vorgegeben.

2.2.2.3 Fault Ride Through

Unter *Fault Ride Through* (FRT) wird das Durchfahren kurzzeitiger Unter- oder Überspannungen an den Anschlussklemmen elektrischer Anlagen verstanden, in der deutschen Normung als dynamische Netzstützung bezeichnet. Dabei dürfen sich die Anlagen nicht vom Netz trennen, um die Stabilität des Netzes durch eine

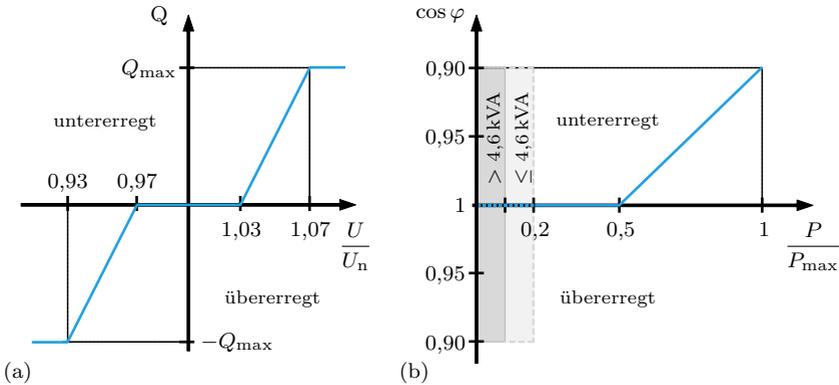


Abb. 2.6: Kennlinien zur Blindleistungsbereitstellung von EA und Speichern, nach [161]; (a) Blindleistungs-Spannungskennlinie $Q(U)$, (b) Verschiebungsfaktor-/Wirkleistungskennlinie $\cos \varphi(P)$

ungewollte Abschaltung nicht zu gefährden. Das Einspeisen elektrischer Leistung ist, wenn technisch möglich, zu vermeiden. Als Entscheidungskriterien gelten die Höhe sowie die Zeitdauer der Spannungsänderung. Die Ursache, meist Kurzschlüsse, Erdschlüsse oder Blitzeinschläge, ist nicht relevant [161].

Abbildung 2.7 zeigt die Fault-Ride-Through-Grenzkurven für den Spannungsverlauf an den Anschlussklemmen. Als Fehlereintritt sind das Unterschreiten einer Spannung von $85\% U_n$ sowie das Überschreiten von $115\% U_n$ definiert. Solange die Spannung im zeitlichen Verlauf den durch die dargestellten Kurven (grün, violett) aufgespannten Bereich nicht verlässt, dürfen sich die Anlagen nicht vom Netz trennen. Nach Fehlerende (Ablauf von 5 s ohne Verlassen des Bereiches oder Spannung im Bereich $85\% U_n \leq U \leq 110\% U_n$) muss die eingespeiste Leistung schnellstmöglich wieder hochgefahren werden.

Eine über die Vorgaben nach VDE-AR-N 4105 hinausgehende, gezielte Einspeisung von Leistung während eines Fehlers wird von den Autoren einer Studie der Technischen Universität Delft zur „Weiterentwicklung der Anforderungen an Erzeugungsanlagen: Verhalten im Fehlerfall“ [119] als vorteilhaft betrachtet. Je nach Generatortyp sollten Einbrüche auf $30\% - 60\%$ der Nennspannung durchfahren werden können, um eine ausreichende Systemstabilität zu gewährleisten. Sofern möglich, wird von den Autoren darüber hinaus das Einspeisen eines dreiphasigen Stromes empfohlen, wobei potentielle Auswirkungen auf das Schutzkonzept des Netzes beachtet werden müssen.

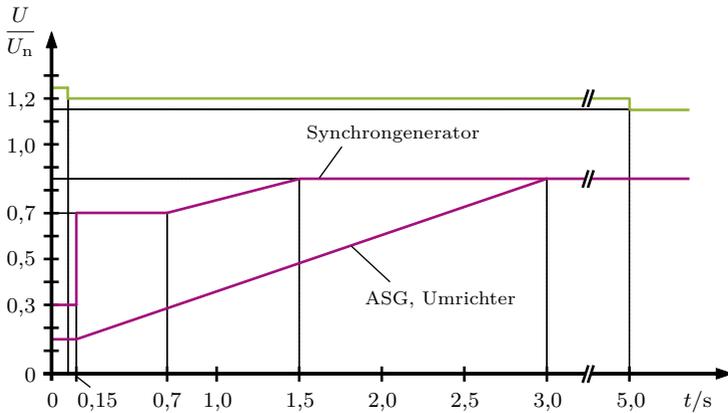


Abb. 2.7: Fault-Ride-Through-Grenzkurve von EA und Speichern, nach [161]

In Analogie zu den in der TAR Mittelspannung [162] eingeführten Begriffen wird zwischen folgenden FRT-Methoden zum Durchfahren von Fehlern mit bis zu 5 s Zeitdauer unterschieden [119]:

- **Eingeschränkte dynamische Netzstützung** Durchfahren des Fehlers entsprechend der in diesem Abschnitt beschriebenen dynamischen Netzstützung nach VDE-AR-N 4105, wenn technisch möglich ohne Einspeisung von Wirk- oder Blindleistung
- **Vollständige dynamische Netzstützung** Durchfahren des Fehlers mit gezielter Blindstromeinspeisung oder Blind- und Wirkstromeinspeisung; Stromhöhe in Abhängigkeit der Höhe des Spannungseinbruchs mit einer Statik von 2 bis 6

2.3 Zustandserfassung von Niederspannungsnetzen

Bedingt durch die historische Auslegung der Netze und den Wandel der Verbrauchs- und Erzeugungslandschaft (siehe Abschnitt 1.1) ist es von zunehmender Relevanz, den Zustand von Niederspannungsnetzen näher zu betrachten. Steigende Leistungen sowie technische Gegebenheiten der Verbraucheranlagen spielen für die Spannungsqualität eine entscheidende Rolle.

2.3.1 Beobachtbarkeit des Netzzustandes

Zum heutigen Zeitpunkt findet in Niederspannungsnetzen im Regelbetrieb – unter Vernachlässigung von Messsystemen, die im Zusammenhang mit Pilot- oder Realisie-

rungsprojekten ausgebracht sind – keine relevante Messung des Netzzustandes statt. Auch Ortsnetzstationen (ONS) sind nur selten mit der notwendigen Messtechnik ausgestattet, Messgeräte sind in der Regel nur in höheren Netzebenen installiert. Gründe hierfür sind die ursprüngliche Dimensionierung von NS-Netzen, wonach keine Steuerungseingriffe notwendig waren, sowie die verhältnismäßig teure und aufwändige Messwerterfassung [33].

Zwar sind durch die zunehmende Ausbringung von intelligenten Stromzählern (engl. *smart meter*) immer mehr digitale Messstellen im Netz vorhanden. Jedoch erfassen Smart Meter im Kern die bezogene Energie, eine Übertragung von Leistungsbezügen oder Spannungen in Echtzeit ist meist nicht vorgesehen [22, 23]. Analysen heutiger Niederspannungsnetze zeigen, dass es zunehmend häufiger zu Rückspeisungen kommt, was die Wahrscheinlichkeit des Auftretens von Spannungsband- und Überlastproblemen erhöht. Diese Zustände können, selbst wenn an der ONS Messsysteme installiert sind, bei Stromflüssen zwischen den Netzteilnehmern nicht immer erkannt werden (siehe Abb. 2.8). Weiter verstärkt werden solche Probleme mit der Spannungsqualität durch unsymmetrische Belastungen (siehe Abschnitt 2.3.2).

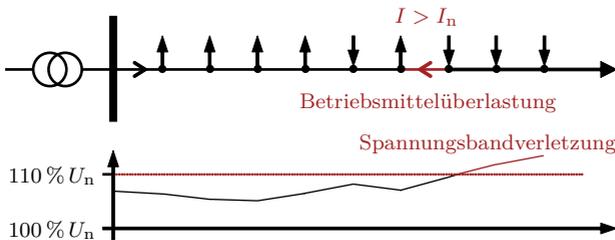


Abb. 2.8: Qualitative Darstellung am Transformator nicht messbarer Spannungsbandverletzung und Betriebsmittelüberlastung

Eine Besserung entsprechender Engpasssituationen ist aufgrund der zunehmenden Anzahl von PV-Anlagen, Wärmepumpen und Ladeeinrichtungen für Elektrofahrzeuge nicht zu erwarten (vgl. Abschnitt 1.1). Dem naheliegenden Ausbau der Niederspannungsnetze spricht die Anforderung entgegen, den Netzausbaubedarf auf „ein volkswirtschaftlich sinnvolles Maß“ zu begrenzen [21]. Es wird von einem zukünftig standardmäßigen Bedarf an Reduzierung von Einspeiseleistung ausgegangen [33].

2.3.2 Herausforderungen durch Verbraucheranlagen

Nach [161] beträgt die maximal zulässige Schiefllast für dezentrale Erzeuger 4,6 kW. Basierend auf Statistiken über die Anschlussleistung von PV-Anlagen und unter Verwendung dieses Grenzwertes kommen die Autoren von [129] zu dem Schluss, dass

70 % aller PV-Anlagen in Deutschland berechtigt sind, unsymmetrisch in das Netz einzuspeisen. Die Annahme einer symmetrischen Verteilung auf die drei Phasen ist dabei nicht gültig; Untersuchungen ländlicher Ortsnetze in Niederbayern zeigen, dass bis zu 93 % aller einphasigen Anlagen an Phase L1 angeschlossen sind [97]. Verstärkt wird die Unsymmetrie durch den meist einphasigen Ladevorgang von Elektrofahrzeugen [27].

Diese hohen unsymmetrischen Leistungsflüsse haben eine Diskrepanz zwischen Netzrealität und Netzplanung zur Folge. Insbesondere die Belastung von und der Spannungsabfall in Niederspannungsnetzen weichen deutlich von den Annahmen ab.

Hinsichtlich der Oberschwingungen besteht neben einer Vorverzerrung der Netzspannung durch höhere Spannungsebenen ein beträchtlicher Eintrag Harmonischer durch Komponenten des Niederspannungssystems. Darunter sind maßgeblich die Folgenden zu nennen [169]:

- **Transformatoren** Betrieb im Bereich der Sättigung des Eisenkerns
- **Elektrische Maschinen** Unsymmetrien in Stator, Rotor oder Wicklungen sowie magnetische Sättigung
- **Leistungselektronik** Schalthandlungen und nichtlineare Bauteile, vornehmlich ungerade Harmonische $h = p \cdot i \pm 1$, mit der Pulszahl der Brückenschaltung p und $i \in \mathbb{N}$ [73]

Äquivalent zur Berechnung des Gesamtspannungsüberschwingungsgehaltes (siehe Abschnitt 2.1.3.4) definiert sich der Gesamtstromüberschwingungsgehalt THD_I der fließenden Ströme entsprechend Gl. (2.2) zu

$$\text{THD}_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{40} \frac{I_{\text{eff}}^h{}^2}{I_{\text{eff}}^1{}^2}}. \quad (2.3)$$

Wird der Anteil von Stromüberschwingungen zu groß, so können – auch durch die in Abhängigkeit der Netzimpedanz entstehenden Spannungsharmonischen – ungewollte Wechselwirkungen zwischen Betriebsmitteln und mit dem Netz hervorgerufen werden. Eine Übersicht über typische THD_I von Haushaltsverbrauchern und Solarwechselrichtern, die in Niederspannungsnetzen eine maßgebliche Rolle spielen, ist in [3] gegeben.

2.3.3 Spannungsqualität realer Niederspannungsnetze

Zur Erfassung und Beurteilung der Spannungsqualität heutiger Niederspannungsnetze wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit verschiedene Messkampagnen durchgeführt. Nachfolgend werden exemplarisch ausgewählte Messergebnisse aus ländlichen Ortsnetzen in Süddeutschland dargelegt und kurz diskutiert.

2.3.3.1 Phasenbelastung und Symmetrie

Die allgemeine Belastung von Niederspannungsnetzen wurde über einen Zeitraum von 3 Wochen an verschiedenen Punkten im Netz zeitgleich durch *Power Quality* Messgeräte erfasst.⁵ Zeitlich synchronisiert wurden in sekundlicher Auflösung Spannung, Strom und harmonische Anteile gemessen.

Die erfassten Messdaten sind ausschnittsweise über einen Zeitraum von 6 Stunden in Abb. 2.9a gegeben. Dargestellt sind 1-Minuten-Mittelwerte der Phasenspannungen sowie die nach Abschnitt 2.1.3.3 berechnete Unsymmetrie an einer Übergabestelle eines Niederspannungsstranges. Die korrespondierenden Phasenströme sind in Abb. 2.9b im Erzeugerzählpeilsystem⁶ abgebildet.

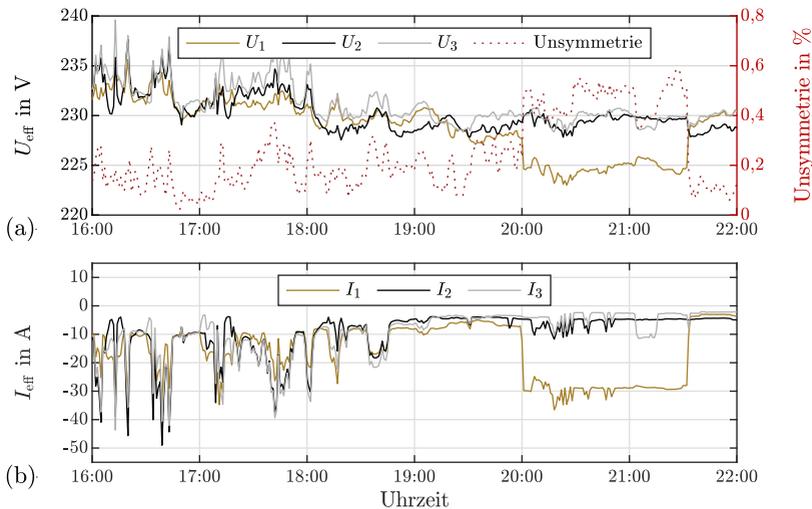


Abb. 2.9: Messung an Übergabestelle in ländlicher Gegend, 1-Minuten-Mittelwerte; (a) Phasenspannungen, (b) Phasenströme

Hinsichtlich der Spannungsqualität geht aus Abb. 2.9 Folgendes hervor:

- **Spannungsänderungen** Die maximalen Spannungsabweichungen von U_n liegen bei -3% sowie $+4,2\%$. Eine für lange Anschlussleitungen typische, starke qualitative Korrelation zwischen Strom- und Spannungspeaks ist erkennbar; um 21:34 Uhr wird ein maximaler Spannungshub von $1,9\%$

⁵Messmittel: PQ-Box 150/200/300, A. Eberle GmbH & Co. KG, Mobiler Netzanalysator nach DIN EN 61000-4-30 [2]

⁶Positive Ströme entsprechen einem Leistungsfluss in Richtung der vorgelagerten ONS

infolge des Schaltens eines einphasigen Verbrauchers mit einem Laststrom von ca. 24 A erreicht. Die tendenziell mit der Uhrzeit abnehmende quantitative Korrelation von Strom und Spannung sowie die generelle Spannungshöhe lassen eine zunehmende Last und/oder eine mit fortschreitender Uhrzeit abnehmende Einspeisung an benachbarten Anschlussknoten vermuten.

- **Spannungsunsymmetrie** Die Spannungsunsymmetrie beträgt im Betrachtungszeitraum zwischen 0,02 % und 0,59 %. Zwischen 20:00 Uhr und 21:34 Uhr findet ein verhältnismäßig starker einphasiger Leistungsbezug statt, die maximale Differenz zwischen zwei Phasenspannungen beträgt 6 V und korreliert entsprechend mit dem VUF. Generell ist eine starke Abhängigkeit der Spannung von den an der Übergabestelle bezogenen Strömen auffällig.

2.3.3.2 Stromaufteilung und Harmonische

Zur Bewertung des Zustandes realer Niederspannungsnetze wurden im Rahmen dieser Messkampagne ferner die zu- und abfließenden Ströme verschiedener ONS messtechnisch hochaufgelöst erfasst.⁷ Der Fokus lag dabei auf der Aufteilung der dem Nullsystem entsprechenden Rückströme zum Transformator als Folge des verwendeten TN-C-S-Erdungssystems (siehe auch Abschnitt 2.1.2.2). Dieses bedeutet eine Erdung des PEN-Leiters an Übergabestellen sowie eine niederohmige Erdung der ONS und ermöglicht damit dem PEN-Leiter parallele Strompfade durch das Erdreich. Die im Folgenden gezeigten Messergebnisse wurden im Rahmen von [178] veröffentlicht und diskutiert.

Leiterströme einzelner Niederspannungsstränge

Exemplarische Ergebnisse der Messungen an 6 Netzsträngen einer ONS sind in Abb. 2.10 dargestellt. Zur Bewertung der Stromverteilung wurden je Messung die drei Phasenströme i_1 , i_2 und i_3 sowie der Strom über den PEN-Leiter i_{PEN} zeitgleich erfasst (vgl. Abb. 2.2). Der sich einstellende, durch das Erdreich fließende Strom i_E wird in Ermangelung der direkten Messbarkeit zu

$$i_E = -(i_1 + i_2 + i_3 + i_{\text{PEN}}) \quad (2.4)$$

berechnet. Dabei wird angenommen, dass nur der jeweils betrachtete Strang belastet ist.⁸

Zum einen wird anhand der einzelnen Graphen ersichtlich, dass ein nennenswerter Anteil des Rückstromes auf das Erdreich entfällt und dieser Strompfad bei einer Modellierung nicht pauschal vernachlässigt werden kann. Auch ist erkennbar, dass nicht immer eine qualitative Korrelation zwischen Erdreich- und PEN-Leiterstrom

⁷Messmittel: MSO 58, Tektronix, Inc., Mixed-Signal-Oszilloskop, 8 Kanäle, 12 Bit [121]

⁸Der Strom i_E ist eine theoretische Größe und beinhaltet die Ströme aller existierenden Rückpfade, einschließlich der zu benachbarten Strängen fließenden Ausgleichsströme

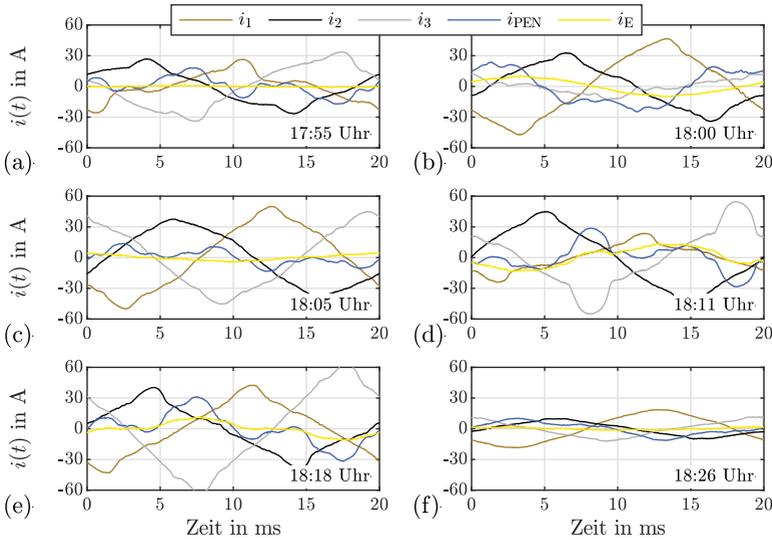


Abb. 2.10: Messungen der Strangströme an ONS D (Tab. 2.5) in ländlicher Gegend, 1-Minuten-Mittelwerte, nach [178]; (a) Strang 1, (b) Strang 2, (c) Strang 3, (d) Strang 4, (e) Strang 5, (f) Strang 6

besteht. Zum anderen zeigt der Vergleich der verschiedenen Stränge, dass das Verhältnis von i_E zu i_{PEN} nicht als konstant angenommen werden kann. Es ist vielmehr von der jeweiligen Struktur und (momentanen) Belastungssituation des Stranges abhängig.

Diese Aussagen bestätigen sich bei Betrachtung von Tab. 2.5. Sie fasst die in Abb. 2.10 gezeigten Ströme zusammen und stellt sie vergleichend mit weiteren Messergebnissen dar.

Aufgrund der geringen Anzahl durchgeführter Messungen sind verallgemeinernde Schlussfolgerungen nur bedingt belastbar. Auffällig ist jedoch, dass bei den in [178] angeführten Ergebnissen das durchschnittliche Verhältnis $I_E/I_{PEN} = 0,44$ für Stränge mit mehr als 10 Anschlüssen deutlich über dem von Strängen mit nur wenigen Anschlüssen liegt ($I_E/I_{PEN} = 0,23$). Weiterhin sind in Tab. 2.5 die Verhältnisse I_E^1/I_{PEN}^1 der jeweiligen Anteile der Grundschwingungen zueinander dargestellt. Die zum Teil deutlichen Abweichungen zum entsprechenden Gesamtverhältnis weisen darauf hin, dass verschiedene Verbraucher im Netz unterschiedlich gute Verbindungen zum Erdreich aufweisen (siehe auch Abschnitt 4.6.3.3).

Tab. 2.5: Vergleich von Erdreich- und PEN-Leiterströmen verschiedener Stränge und ONS, nach [178]

ONS	Strang (Nr.)	Kunden (Anz.)	I_{PEN}	I_E	$\frac{I_E}{I_{PEN}}$	$\frac{I_E^1}{I_{PEN}^1}$
			in A	in A		
A	1	22	23,3	5,43	0,23	0,24
	2	10	6,2	1,19	0,19	0,19
B	1	7	5,6	1,11	0,20	0,30
	1	8	8,7	0,54	0,06	0,07
	2	14	16,3	6,53	0,40	0,42
	3	14	6,8	2,49	0,37	0,52
	4	21	13,4	8,83	0,66	0,93
	5	19	15,5	6,18	0,40	0,46
E	1	13	9,5	2,93	0,31	0,35
	2	9	3,6	0,95	0,26	0,35
	3	8	15,8	1,90	0,12	0,12
	4	3	2,4	0,67	0,27	0,26
G	1	7	13,2	0,77	0,06	0,06
	2	3	5,7	0,54	0,10	0,10

In Abb. 2.11 sind exemplarisch die harmonischen Anteile der in Abb. 2.10d gezeigten Ströme aufgeschlüsselt. Generell sind deutlich ausgeprägte Oberschwingungsanteile, insbesondere im Bereich bis zur 15. Harmonischen, erkennbar. Ferner wird die vorherige Beobachtung bestätigt, dass keine konstante Übersetzung zwischen den jeweiligen harmonischen Anteilen von I_E und I_{PEN} besteht.

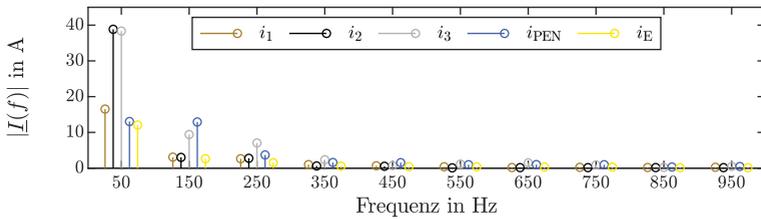


Abb. 2.11: Harmonische Anteile der Ströme von ONS D (Tab. 2.5), Strang 4

PEN-Ströme einer Ortsnetzstation

Im Kontrast zur vorherigen Betrachtung aller Leiterströme sind in Abb. 2.12 die Ströme aller Strang-PEN-Leiter einer ONS, $i_{\text{PEN},f1}$ bis $i_{\text{PEN},f6}$, sowie der Sternpunktstrom des MS/NS-Transformators $i_{Y,\text{trafo}}$ über eine Netzperiode aufgetragen. Auch hierbei kann der Erdreichstrom messtechnisch nicht eindeutig ermittelt werden und wird aus der Summe der leitungsgebundenen Rückströme $i_{\text{PEN},\Sigma}$ sowie $i_{Y,\text{trafo}}$ zu

$$i_{G,\Sigma} = i_{Y,\text{trafo}} - i_{\text{PEN},\Sigma} \quad (2.5)$$

berechnet. Die abgebildeten Kurven zeigen eine relevante Abweichung zwischen der Summe der PEN-Ströme und dem Sternpunktstrom, die jedoch deutlich kleiner als bei Betrachtung einzelner Stränge ausfällt.

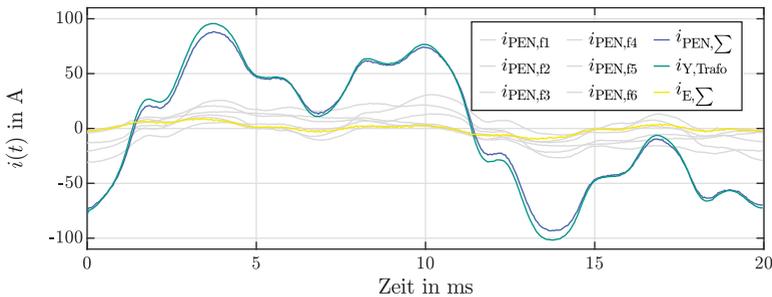


Abb. 2.12: Messung von PEN- und Sternpunktströmen einer ONS in ländlicher Gegend, nach [178]

Analog zur vorherigen Auflistung zeigt Tab. 2.6 eine Zusammenfassung entsprechender Messungen von PEN- und Sternpunktströmen an verschiedenen ONS.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass reale Niederspannungsnetze in Deutschland insbesondere in ländlichen Gegenden stark unsymmetrisch belastet sein können. Die daraus resultierenden Sternpunktströme an Transformatoren liegen zum Teil in gleichen Größenordnungen wie einzelne Phasenleiterströme des Transformators. Weiterhin hat sich gezeigt, dass die Rückströme nicht immer leitungsgebunden sind. In den untersuchten Netzsträngen fließt ein relevanter Anteil von bis zu 48 % über Erdungsanlagen und durch das Erdreich.

Zuletzt wird deutlich, dass das Verhältnis von Erdreich- zu Leitungsströmen bei Betrachtung der gesamten ONS deutlich geringer ausfällt, als bei der Betrachtung einzelner Stränge. Dies lässt auf Ausgleichsströme zwischen einzelnen Niederspannungssträngen schließen, die über das Erdreich fließen.

Tab. 2.6: Vergleich von Erdreich-, PEN-Leiter- und Sternpunktströmen verschiedener ONS, nach [178]

ONS	Stränge (Anz.)	Kunden (Anz.)	$I_{Y,Trafo}$ in A	$I_{PEN,\Sigma}$ in A	$I_{G,\Sigma}$ in A	$\frac{I_{G,\Sigma}}{I_{PEN,\Sigma}}$	$\frac{I_{G,\Sigma}^1}{I_{PEN,\Sigma}^1}$
B	10	111	34,62	34,41	1,62	0,05	0,04
C	6	12	27,41	26,17	1,39	0,05	0,06
D	6	84	57,00	54,01	4,28	0,08	0,07
E	6	48	52,52	51,50	1,05	0,02	0,02
F	8	19	37,32	37,20	0,47	0,01	0,00
G	2	10	8,39	8,10	0,46	0,06	0,05
H	2	9	5,80	5,10	1,09	0,21	0,20

2.3.4 Auswirkungen von Unsymmetrie und Oberschwingungen

Unsymmetrische und nicht ideale Einspeiser und Lasten beeinflussen die Spannungsqualität. Die Auswirkungen und potentiellen Folgen für Niederspannungssysteme, deren Betriebsmittel sowie daran angeschlossene Anlagen sind vielfältig. Eine kurze Zusammenfassung der ursächlich grob nach Symmetrie und Oberschwingungen unterteilbaren Herausforderungen ist in Tab. 2.7 gegeben. Für detaillierte Ausführungen sei auf die Literatur und einschlägige Untersuchungen wie [16, 64, 108] verwiesen.

Die durch abweichende Systemfrequenzen entstehenden Problemstellungen werden in der vorliegenden Arbeit nicht näher betrachtet. Niederspannungsnetze können zwar grundsätzlich einen Beitrag zur Frequenzstabilität leisten und die Netzfrequenz wirkt sich auf das Betriebsverhalten sowie die Steuerung der angeschlossenen Anlagen aus. Die Betriebsmittel und Anlagen der Niederspannung sind jedoch sowohl mechanisch als auch elektrisch vergleichsweise unempfindlich gegenüber Frequenzschwankungen, so dass eine Berücksichtigung für die Anlagensicherheit nicht weiter relevant ist.

Tab. 2.7: Zusammenfassung der Auswirkungen von Unsymmetrie und Oberschwingungen [16, 64, 108]

Unsymmetrien: Phasenströme	
Betriebsmittel- auslastung	Nicht optimale Auslastung von Transformatoren, Leitungen und Schutzgeräten aufgrund höherer Belastung einzelner Phasen
Verluste	Höhere Verluste gegenüber symmetrischen Strömen infolge der quadratischen Abhängigkeit vom Strom
Spannungs- unsymmetrie	Neutralleiter- und Erdreichströme verursachen eine Sternpunktverschiebung und damit ungünstigere Spannungsverhältnisse
Ausbreitung in andere Netzebenen	Typischerweise eingesetzte Dreiecks-Stern-Transformatoren übertragen Gegensystemströme auf höhere Spannungsebenen
Wechselwirkungen	Zusätzlich zum Eintrag von Unsymmetrien aus dem MS-Netz hervorgerufene Unsymmetrien an Transformator-Sammelschienen; (wechselseitige) Beeinflussung benachbarter NS-Stränge
Unsymmetrien: Phasenspannungen	
Spannungsband- verletzungen	Insbesondere durch Sternpunktverschiebungen unzulässig hohe Spannungswerte und folgende Überlastung von Anlagen und Betriebsmitteln
Netzauslastung	Spannungsband kann nicht mehr optimal (gleichverteilt) ausgenutzt werden, die maximal zulässige Netzlast sinkt signifikant

Oberschwingungen: Phasenströme	
Erhöhte Verluste	Wirksame Wirbelströme und Skineneffekt infolge der magnetischen Kopplung
Betriebsmittelbelastung	Beschleunigte Alterung durch höhere Verluste
Belastung PEN-Leiter	Triplen-Harmonische der Ordnung $h = 3 \cdot i$, wobei $i \in \mathbb{N}$, addieren sich auf dem PEN-Leiter
Spannungsabfall	Erhöhte Spannungsabfälle, insbesondere bei großen Netzimpedanzen und Triplen
Netzschutz	Fehlauslösungen oder Überhitzung
Oberschwingungen: Phasenspannungen	
Überspannungen	Zerstörung der Isolation durch kurzzeitige Spannungsspitzen
Kondensatoren	Gefahr der Zerstörung durch Überschreitung des Bemessungsstromes
Spannungsabflachung	Ausfall von Netzteilen
Oberwellendrehfelder	Entstehen von Pendelmomenten in elektrischen Maschinen
Netzidentifikation	Störung von Regelungen oder der Netzidentifikation von Anlagen
Fehlschaltungen	Fehlfunktionen durch gestörte Rundsteueranlagen
Netzschutz	Fehlauslösungen

Kapitel 3

Power Hardware-in-the-Loop als Methode

Die Methode *Power Hardware-in-the-Loop* (PHIL) basiert auf dem Ansatz, eine reale Komponente in einer simulativen Abbildung ihrer elektrischen Umgebung zu betreiben. Die Zielsetzung ist eine realitätsgetreue Abbildung des Anlagenbetriebs zur Durchführung risikoloser und wiederholbarer Tests an mitunter prototypischer Hardware.

Der zugrundeliegende Gedanke stammt vom allgemeineren *in-the-Loop*-Ansatz, bei dem eine beliebige Komponente in einer virtuellen Nachbildung der Umgebung dieser Komponente betrieben wird. Zum Erreichen einer realitätsgetreuen Interaktion besteht dabei der Anspruch, die natürliche Umgebung der Komponente hinsichtlich ihres Verhaltens hinreichend detailliert und schnell abzubilden. Die hierfür notwendige zeitliche Auflösung hängt von der Komponente und den Zeitkonstanten der zu betrachtenden Interaktionen ab. Weiterhin spielt die Echtzeitfähigkeit der virtuellen Nachbildung eine zentrale Rolle. So muss nach einer definierten Zeitspanne der aktuelle Zustand des virtuellen Systems an den bestehenden Schnittstellen (engl. *interface*) der Komponente zur Verfügung gestellt werden. Der sich bei der Komponente daraufhin einstellende Zustand wird vom virtuellen System erfasst und dient als neuer Eingangswert, so dass ein geschlossener Regelkreis entsteht (siehe Abb. 3.1).

Power Hardware-in-the-Loop als spezielle Ausprägung dieses Ansatzes ist noch vergleichsweise jung. Zwar gab es wissenschaftliche Veröffentlichungen zum Thema Echtzeitsimulation und deren Verbindung mit analogen Simulatoren bereits Mitte der 1990er Jahre, bspw. von Kuffel et al. [71]. Die ersten Veröffentlichungen jedoch, die sich mit dem Thema PHIL befassen und dieses so benennen, stammen von Ayasun et al. [6, 7] aus dem Jahr 2003. PHIL wird dabei als Methode für die Fehleranalyse von einem zu testenden realen elektrischen Gerät, einer

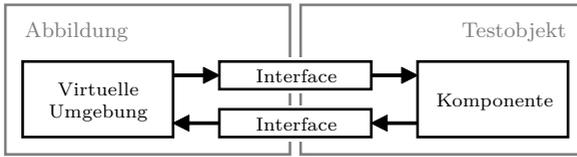


Abb. 3.1: Allgemeines Ablaufschema von in-the-Loop-Systemen

Hardware under Test (HUT), angeführt. Ziel ist es, das reale elektrische Gesamtsystem an einer geeigneten Stelle aufzuteilen. So sollen Teile des Gesamtsystems rein simulativ abgebildet werden können, ohne dass sich das Betriebsverhalten der realen HUT verändert. Der notwendige Aufwand zum Durchführen von Anlagentests unter definierten Betriebsbedingungen wird reduziert [7].

Das Konzept zur Aufteilung des Gesamtsystems in die HUT sowie eine Nachbildung des die HUT umgebenden Realsystems ist in Abb. 3.2a dargestellt. Die Nachbildung des Realsystems wiederum setzt sich aus einem Echtzeitsimulator zur virtuellen Abbildung des umgebenden Energiesystems (engl. *virtual power system*, VPS) und einem *Hardwareinterface* zusammen, das an seinen Anschlussklemmen den virtuellen Anschlusspunkt der HUT in Realität abbildet. Ein Block-Diagramm des verwendeten Aufbaus in [7] ist in Abb. 3.2b dargestellt.

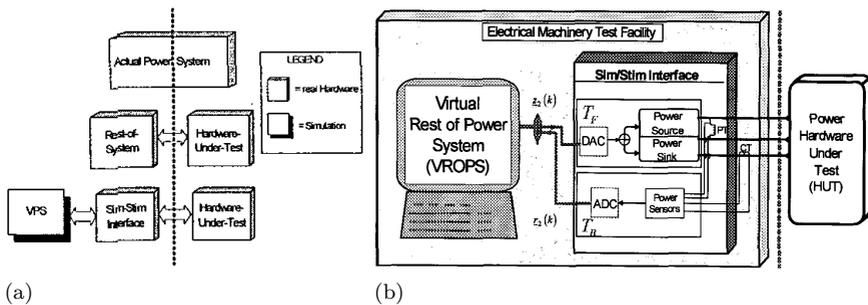


Abb. 3.2: Konzeption PHIL von Ayasun et al. [7]; (a) Konzept-Skizze, (b) Block-Diagramm

Die Vorteile der Methode Power Hardware-in-the-Loop, die sich von den in [57] beschriebenen Vorteilen des allgemeinen in-the-Loop-Ansatzes ableiten lassen, können wie folgt zusammengefasst werden:

- **Laborumgebung** Design und Tests des Testobjektes ohne die Notwendigkeit der realen Umgebung

- **Extreme Bedingungen** Abbildung extremer Bedingungen der natürlichen Umgebung, die in der Realumgebung nicht oder nur mit großem Aufwand realisierbar sind
- **(Teil-)Systemversagen** Tests mit teilweisen Systemausfällen, sowohl bei dem Testobjekt als auch in der Umgebung
- **Sicherheit** Durchfahren von extremen Situationen in einer kontrollierten Umgebung
- **Wiederholbarkeit** Wiederholbarkeit exakt gleicher Testszenarien und damit Reproduzierbarkeit von Ergebnissen
- **Flexibilität** Austauschbarkeit der virtuell abgebildeten Umgebung und damit große Flexibilität der Betriebsszenarien
- **Zeit- und Kostenersparnis** Ermöglichung frühzeitiger, entwicklungsbegleitender Tests im Rahmen des *Rapid Prototyping*

3.1 Begriffsdefinition und Differenzierung

Neben PHIL gibt es weitere Ausprägungen des in-the-Loop-Ansatzes, die sich hauptsächlich hinsichtlich des Zusammenspiels verschiedener Komponenten und Simulationen unterscheiden. Dabei sind die verwendeten Bezeichnungen nicht immer eindeutig belegt. Um eine Differenzierung der Methoden zu erleichtern, wird daher zunächst definiert, wie einige Begrifflichkeiten in der vorliegenden Arbeit Verwendung finden. Im Anschluss werden die gängigsten in-the-Loop-Ansätze Software-in-the-Loop, Controller Hardware-in-the-Loop und Power Hardware-in-the-Loop näher beleuchtet und eingeordnet.

- **Echtzeit, Echtzeitfähigkeit** Unter Echtzeit oder Echtzeitfähigkeit „versteht man den Betrieb eines Rechensystems [...] derart, dass die Verarbeitungsprozesse innerhalb einer vorgegebenen Zeitspanne verfügbar sind“ [159]. Die *harte* Echtzeit stellt die Anforderung, dass dies genau nach der vorgegebenen Zeitspanne der Fall ist. Der Begriff Echtzeit sagt dabei nichts über die Geschwindigkeit eines Prozesses aus.

Der Duden ergänzt diese aus der Informationstechnologie stammende Definition um die Bedeutung „simultan zur Realität ablaufende Zeit“ [34]. Auch hierbei hängt die notwendige Geschwindigkeit zur Erfüllung der Echtzeitbedingung von den Zeitkonstanten des betrachteten Systems ab.

- **Echtzeitsystem** Nach der im Zusammenhang mit in-the-Loop-Systemen gängigen Verwendung muss ein Echtzeitsystem die zuvor genannten Anforderungen an die Echtzeit erfüllen. Es dient „zur unmittelbaren Steuerung und

Abwicklung von Prozessen“ [30]. In der internationalen Norm ISO/IEC 2382 wird dies auch als Realzeitbetrieb bezeichnet [159]. Die zur Erfüllung notwendige Geschwindigkeit hängt von den Zeitkonstanten des betrachteten Systems ab und kann im Bereich von einigen Nanosekunden (Steuerung, Überwachung) bis zu mehreren Stunden (Klima) liegen.

- **Simulation** Die Simulation eines Systems beinhaltet die Modellierung der inneren Zustände dieses Systems mit dem Ziel einer möglichst detaillierten Abbildung der realen Vorgänge.
- **Emulation** Bei der Emulation eines Systems wird dessen von außen beobachtbares, funktionales Verhalten an einer definierten Schnittstelle nachgebildet. Die inneren Vorgänge müssen dabei – in klarer Abgrenzung zur Simulation – weder denen des emulierten Systems entsprechen noch diesen möglichst nahe kommen.
- **Echtzeitsimulation** Eine Echtzeitsimulation ist das Ausführen einer Simulation auf einem Echtzeitsystem, das eine definierte Umwelt steuert. Die Simulation läuft idealerweise quasi-kontinuierlich, also so schnell, dass ein zeitkontinuierlicher Eindruck entsteht und das diskrete Verhalten des Simulators die Umwelt nicht beeinflusst. Die Hauptschleife läuft nicht in Abhängigkeit eines Signalinputs, sondern ist permanent aktiv.
- **Simulationsschrittweite** Die Simulationsschrittweite, kurz Schrittweite oder engl. *timstep*, definiert die Zeitspanne, nach deren Ablauf alle Rechengänge einer Echtzeitsimulation abgeschlossen sein müssen und das aktuelle Ergebnis zur Verfügung gestellt wird. Sie beschreibt damit die getaktete Weitergabe von Sollwerten. Insbesondere ist dabei von dem durch potentiell schnellere Komponenten durchgeführten Oversampling zur Realisierung von Pulsweitenmodulationen oder digitaler Signalübertragung zu unterscheiden.
- **Dynamik** Die Dynamik beschreibt hier die Fähigkeit eines Echtzeitsimulators oder eines Modells, auf eine Änderung der Eingangsgröße zu reagieren. Insbesondere bei zeitlich sehr schnellen Vorgängen kann die scheinbare Zeitkontinuität nicht immer abgebildet werden, die Reaktionsgeschwindigkeit ist eingeschränkt. Beeinträchtigt wird die Dynamik sowohl von systemischen Totzeiten als auch durch Filter, Mittelungen und Regelungen zur Anbindung des Testobjektes.
- **Bandbreite** Der Begriff Bandbreite wird in der vorliegenden Arbeit für die von der Echtzeitsimulation maximal abbildbare Frequenz verwendet. Durch Modellauslegungen und Filter wird die Bandbreite eingeschränkt. Die theoretisch erreichbare maximale Bandbreite ist entsprechend dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem kleiner als der Kehrwert der doppelten Simulationsschrittweite.

- **Stabilität der Rückkopplung** Mit der Stabilität der Rückkopplung wird eine Einordnung der Kopplung zwischen Testobjekt und Umgebungsabbildung sowie deren Resilienz gegenüber potentiell aufschwingendem Verhalten vorgenommen.
- **Realitätsnähe** Die Realitätsnähe beschreibt, wie nahe das durch den in-the-Loop-Aufbau nachgebildete System dem realen System hinsichtlich seiner Dynamik, Bandbreite und Stabilität kommt. Ein optimaler in-the-Loop-Aufbau entspricht folglich den Anforderungen an eine Echtzeitsimulation, besitzt die gleiche Dynamik und deckt die gesamte Bandbreite der realen Umgebung ab.

3.1.1 Software-in-the-Loop

Die Methode *Software-in-the-Loop* (SIL) findet beim Betrieb und der Evaluation eines originalen Steuergerätes oder einer anderen Softwarekomponente in einer Abbildung der Softwareumgebung Anwendung (siehe Abb. 3.3). Aufgrund der oft asynchronen Kommunikationsprotokolle und der beliebig möglichen Verlangsamung von Software ist nicht zwingend eine Echtzeitsimulation erforderlich, um einen realitätsnahen Aufbau zu ermöglichen. Auch zeitliche Anforderungen sind weit gefasst und liegen im Bereich einiger Millisekunden bis zu mehreren Stunden. Aufwand und Kosten reiner Software-in-the-Loop-Testumgebungen sind relativ gering, jedoch ist die Abbildung kontinuierlicher Vorgänge nur mit durch die Modellbildung begrenzter Genauigkeit möglich.

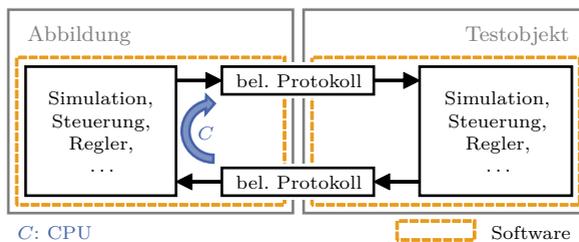


Abb. 3.3: Schematischer Ablauf der Methode Software-in-the-Loop, basierend auf [170]

Hinsichtlich typischer Anwendungsfelder gibt es ein breites Spektrum. Im Zusammenhang mit elektrischen Energienetzen sind mitunter die Auslegung von Reglern oder Steuergeräten sowie die Simulation leistungselektronischer Anlagen und deren Betrieb in einer simulierten Netzumgebung relevant.

3.1.2 Controller Hardware-in-the-Loop

Bei der Methode *Controller Hardware-in-the-Loop* (CHIL) wird ein als abgeschlossenes System in Hardware vorliegendes Testobjekt mit einem Echtzeitsimulator verbunden, der die Umgebung abbildet. Das Ziel ist ein möglichst realer Betrieb des Testobjektes zur Evaluation des Systemverhaltens. Die Kopplung der Systeme erfolgt über den Austausch analoger Steuer- oder Messsignale. Während beim Testobjekt dessen natürliche Schnittstellen genutzt werden, sind die Schnittstellen der abgebildeten Umgebung durch Digital-Analog- (D/A-) und Analog-Digital-Wandler (A/D-Wandler) des Echtzeitsimulators bereitgestellt. Diese dienen, üblicherweise über ein zwischengeschaltetes FPGA¹, als Ein- und Ausgabeschnittstellen des Simulators (siehe Abb. 3.4). Die Kommunikation kann sowohl mittels analoger Signale als auch mittels digitaler Signale stattfinden². Weiterhin können zur Signalanpassung zusätzliche Operationsverstärker oder andere Wandler Systeme genutzt werden. In CHIL-Umgebungen findet explizit kein Leistungsaustausch zwischen Umgebungsabbild und Testobjekt statt, die Wandler und Eingänge sind entsprechend hochohmig.

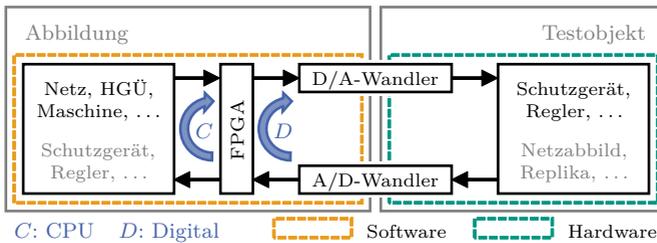


Abb. 3.4: Schematischer Ablauf der Methode Controller Hardware-in-the-Loop, basierend auf [170]

Die bei CHIL erreichbare Realitätsnähe ist abhängig von der Komplexität der abzubildenden Umgebung. So ist beispielsweise bei der rechenintensiven Abbildung des Zustandes elektrischer Energienetze die Simulation auf einem CPU³ notwendig (Abb. 3.4, Loop C), der mit der Verarbeitung der Messsignale den Kreislauf (engl. *feedback-loop*) schließt. Die Schrittweiten liegen dabei in der Größenordnung von einigen Mikrosekunden bis zu einigen Millisekunden, bezüglich der Dynamik sind Totzeiten infolge des FGAs zu berücksichtigen (siehe Abschnitt 3.4).

¹Engl. *field programmable gate array*, integrierter Schaltkreis in der Digitaltechnik zur Abbildung logischer Schaltungen

²Analoge Signale: Übertragung des Informationsgehalts über proportional veränderte Signalformen (Amplitude, Frequenz). Digitale Signale: Übertragung des Informationsgehalts über eine binäre Folge logischer Pegel

³Engl. *central processing unit*, Prozessor, zentrale Verarbeitungseinheit eines Computers

Hingegen können zur Abbildung einzelner Maschinen oder stark vereinfachter Netzstrukturen die Kapazitäten heutiger FPGAs ausreichend sein. Hier ist eine direkte, logische Implementierung der Umgebung in Form digitaler Schaltungen möglich, so dass Reaktionszeiten in der Größenordnung von mehreren 10 Nanosekunden erreicht werden können (Abb. 3.4, Loop *D*). Durch die Kommunikation zwischen CPU und FPGA entstehende Totzeiten sind hinfällig, die Dynamik kann jedoch durch Wandler (wenige Mikrosekunden) maßgeblich beschränkt werden.

Bei CHIL-Versuchsaufbauten ist trotz gleichem Signalaustausch in Form von Steuergrößen zwischen zwei Anwendungsfeldern zu unterscheiden. So können Steuerungen, Regler oder Schutzgeräte das Testobjekt sein, wobei es keine Rolle spielt, ob das Testobjekt ein Hardwaresystem wie in [113] oder eine Entwicklungsplattform zur Emulation des entsprechenden Verhaltens ist. Die Abbildung von Energienetzen, HGÜ⁴-Strecken oder Maschinen auf dem Echtzeitsimulator dient dann als Evaluationsumgebung (Abb. 3.4, schwarz).

Im Unterschied dazu kann der Echtzeitsimulator zur Entwicklung der Algorithmen von Steuerungen, Reglern oder Schutzgeräten verwendet werden. In diesem Fall wird auf der Hardwareseite die reale Leistungselektronik, eine auf Laborverhältnisse skalierte Replika oder eine Emulation derselben betrieben (Abb. 3.4, grau). So entwickeln unter anderem die Autoren von [79] eine flexible Plattform zur Ansteuerung von skalierten MMC⁵-Replika in einer realen Systemumgebung.

Die Ausgestaltungen verschiedener Systemkonfigurationen sind vielfältig, die beispielhaft beschriebenen Aufbauten können kombiniert und beliebig erweitert werden. Auch ist, wie in [109], die Verwendung einer CHIL-Umgebung in Verbindung mit einer Leistungseinheit anstelle des Testobjektes zur Emulation des Verhaltens eines beliebigen realen Gerätes möglich.

3.1.3 Power Hardware-in-the-Loop

In klarer Abgrenzung zur Methode CHIL findet bei der Kopplung zwischen realem Testobjekt und Umgebungsabbildung bei Power-Hardware-in-the-Loop-Systemen ein Leistungsaustausch statt. Zur Bereitstellung dieser Leistung wird als zusätzlicher Teil des Interface ein Leistungsverstärker verwendet, der die vom Echtzeitsimulator bereitgestellten Signale in die für den Betrieb des Testobjektes benötigte physikalische Größe (Spannung, Strom) überführt und diese an seinen Ausgangsklemmen, dem PCC⁶, bereitstellt. Das sich daraufhin einstellende elektrische Verhalten des Testobjektes wird messtechnisch erfasst und an den Echtzeitsimulator rückgeführt (siehe Abb. 3.5).

⁴Kurz für Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung

⁵Engl. *modular multilevel converter*, spezielle Topologie von Leistungselektronik, die mitunter für die Gleichstromübertragung genutzt wird

⁶Engl. *point of common coupling*, der Punkt, an dem zwei Systeme miteinander gekoppelt sind; im Realbetrieb von elektrischen Anlagen typischerweise die Anschlussklemmen

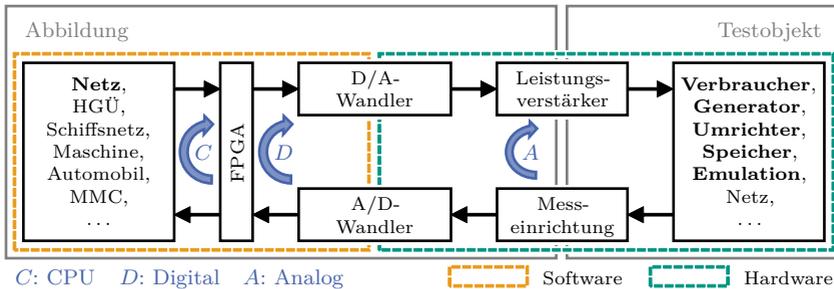


Abb. 3.5: Schematischer Ablauf der Methode Power Hardware-in-the-Loop mit Hervorhebung der in der vorliegenden Arbeit betrachteten Komponenten, basierend auf [170]

Als Leistungsverstärker werden in der Regel Vierquadrantensteller eingesetzt, die sowohl Leistung aufnehmen als auch abgeben können. Der Betrieb des Leistungsverstärkers als Strom- oder Spannungsquelle ist abhängig von den Anforderungen des Testobjektes (siehe Abschnitt 3.4.1). Die Wahl der Verstärkertopologie – Linearverstärker oder Schaltverstärker – ist abhängig von der benötigten Bandbreite, Dynamik und Leistung (siehe Abschnitt 3.4.2.1).

Neben der Implementierung der Umgebungsabbildung auf einer CPU (Abb. 3.5, Loop C) oder auf einem FPGA (Abb. 3.5, Loop D) ergibt sich bei PHIL-Umgebungen, in Abhängigkeit der verwendeten Leistungseinheit, zusätzlich die Möglichkeit, einfache Abbildungen direkt in der Steuerung des Verstärkers zu implementieren (Abb. 3.5, Loop A). RL-Glieder und ähnliche Bauteile können so quasi-kontinuierlich, ohne zusätzliche Totzeiten, berücksichtigt werden.

Anwendung findet die Methode PHIL beim (Test-)Betrieb elektrischer Betriebsmittel in ihrer typischen Netzumgebung. Durch den Echtzeitsimulator werden häufig elektrische Energieversorgungsnetze, ausgewählte Teilstrukturen wie HGÜ-Strecken oder Schiffsnetze abgebildet, aber auch die Emulation einzelner Maschinen, MMCs oder Teile des Leistungsstranges von Kraftfahrzeugen ist hier gängig. Dabei erreichbare Simulationsschrittweiten liegen im Bereich einiger 10 ns (FPGA-basiert) bis typischerweise 50 μ s (CPU-basiert). Die möglichen Testobjekte umfassen reale Verbraucher und Erzeuger, wobei auch der Betrieb in Verbindung mit einer zweiten Netznachbildung oder weiteren Maschinenemulationen praktikabel ist. Die Komplexität und Anzahl der am Leistungsinterface angeschlossenen Komponenten sind theoretisch lediglich durch die zur Verfügung stehende Leistung begrenzt, womit auch die gleichzeitige Interaktion zwischen verschiedenen Netzumgebungen und Komponenten(-emulationen) möglich ist.

Besondere Aufmerksamkeit muss bei PHIL-Umgebungen auf die Stabilität des Gesamtsystems gelegt werden. Reale elektrische Vorgänge laufen kontinuierlich und

instantan⁷ ab. Bei der Rückkopplung von Signalen und deren Erfassung in einem zeitdiskreten Echtzeitsystem kann die genannte Anforderung der Quasi-Kontinuität nicht mehr erfüllt werden. Dies kann systeminhärent zu (auf-)schwingendem Verhalten sowohl bei der Echtzeitsimulation von Energienetzen (siehe Abschnitt 3.3) als auch durch das Leistungsinterface (siehe Abschnitt 3.4) führen.

Große Simulationsschrittweiten und Totzeiten verstärken diese Stabilitätsproblematik. Aufgrund der nicht erfüllbaren Echtzeitbedingung ist ferner – je nach Systemauslegung, Leistungsverstärker, Simulationsschrittweite und Testobjekt – der Einsatz von Filtern oder anderen dämpfenden Methoden notwendig. Dies steht allerdings im Widerspruch zur Zielsetzung einer möglichst großen Realitätsnähe und stellt insbesondere große Ansprüche an die Ausgestaltung von Umgebungsbildungen.

3.1.4 Vergleichende Gegenüberstellung der in-the-Loop-Methoden

Wie bei Betrachtung der Methoden deutlich wird, erfolgt die begriffliche Differenzierung der verschiedenen in-the-Loop-Ansätze anhand der Art der Anschlussklemmen des Testobjektes und damit anhand der über das Interface zwischen Umgebungsnachbildung und Testobjekt ausgetauschten Größen. Eine Einordnung zwischen Simulation und dem Betrieb realer Anlagen ist in Abb. 3.6 gegeben.

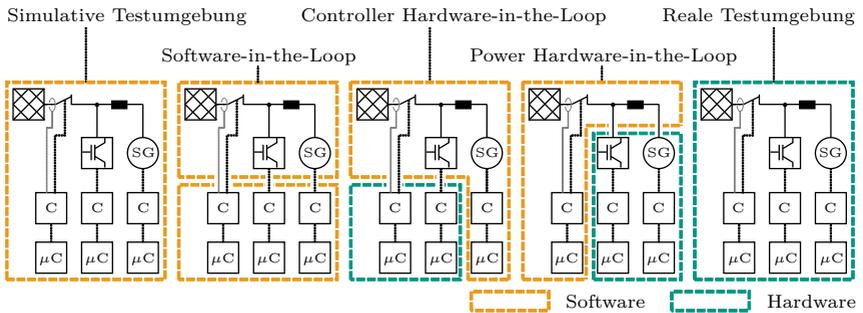


Abb. 3.6: Einordnung der verschiedenen in-the-Loop-Ansätze zwischen reiner Simulation und reinem Hardwarebetrieb, mit SG: Synchrongenerator, C: Controller, μC : Mikrocontroller, in Anlehnung an [123]

Die wesentlichen Unterschiede beim Aufbau von Testumgebungen und damit auch hinsichtlich der Komplexität der beim Systemdesign zu lösenden Problemstellungen sind in Tab. 3.1 zusammengefasst und gegenübergestellt.

⁷Unter Vernachlässigung von Signallaufzeiten auf elektrischen langen Leitungen, die beim Betrieb von PHIL-Umgebungen auf Hardwareseite eine untergeordnete Rolle spielen

Die in Abb. 3.7 gegebene farbliche Zuordnung der Themenstellungen stellt eine grobe Unterteilung entsprechend dem in Abb. 3.5 dargestellten Kreislauf der Methode PHIL dar. Zunächst wird im Folgenden eine Einordnung der jeweiligen Bestandteile und der bestehenden Interdependenzen gegeben. Im Anschluss werden die sich daraus ableitenden und teilweise konträren Anforderungen an eine PHIL-Umgebung zusammengefasst, bevor zuletzt eine auf dem Ansatz des Pragmatismus beruhende Klassifizierung von Testfällen vorgestellt wird.

3.2.1 Bestandteile und Interdependenzen

Es erfolgt eine Unterteilung der Bestandteile einer PHIL-Umgebung in die softwareseitige Abbildung der Netzumgebung, den technischen Anschluss der HUT sowie das Interface, d. h. die Kopplung von Software und Hardware. Dabei bestehen jeweils spezifische Anforderungen, über die hier zunächst ein Überblick gegeben wird. Eine detailliertere Betrachtung der einzelnen Forschungsfelder erfolgt in den entsprechenden Kapiteln und Abschnitten der vorliegenden Arbeit.

3.2.1.1 Software: Abbildung der Netzumgebung

Das Ziel der realitätsnahen Abbildung von Niederspannungsnetzen bedingt möglichst detaillierte Modelle der elektrischen Betriebsmittel, der Verbraucher- und Erzeugungsanlagen sowie des Netzaufbaus. Dazu gehört auch die realistische Simulation der Vorgänge sowohl in vorgelagerten Netzebenen als auch im betrachteten Netzabschnitt (siehe Kapitel 4).

Weiterhin sind für die Abbildung schneller Vorgänge eine hohe Bandbreite und Dynamik notwendig. Aufgrund der geforderten Echtzeit steht dies jedoch im Widerspruch zu den für umfangreiche Netzmodelle notwendigen Simulationsschrittweiten. Darüber hinaus bedingt die Echtzeitanforderung einen sorgfältigen Aufbau der simulierten Komponenten, um inhärent instabile Umgebungsabbildungen zu vermeiden. Ein möglicher Ansatz zur Minimierung der bestehenden widersprüchlichen Anforderungen ist die Realisierung einer PHIL-Co-Simulationsumgebung. Bei der Co-Simulation können zur Lösung komplexer Problemstellungen verschiedene Schrittweiten genutzt und eine Selektivität bei der Zuordnung von Dynamiken erreicht werden (siehe Abschnitt 3.3).

3.2.1.2 Hardware: Anschluss der Hardware unter Test

Für den PHIL-Betrieb einer HUT sind sowohl die Verstärkereinheit als auch die Erfassung des momentanen Betriebsverhaltens der HUT und dessen Rückkopplung von elementarer Bedeutung. Es werden besondere Anforderungen an die Bandbreite und Genauigkeit der eingesetzten Komponenten gestellt (siehe Abschnitt 3.4.2).

Bei der Anbindung des Testobjektes an die Verstärkereinheit ist es für einen realitätsnahen Betrieb entscheidend, dass keine in der natürlichen Umgebung nicht vorkommenden zusätzlichen Strecken implementiert werden. Aus Stabilitätsgründen notwendige analoge Filter oder Impedanzen können Bandbreite, Dynamik und stationäre Genauigkeit negativ beeinflussen und müssen bei der Bewertung der Realitätsnähe entsprechend berücksichtigt werden.

Neben realen Anlagen als Testobjekt ist beim Rapid Prototyping und bei der Reglerauslegung die Emulation des Verhaltens prototypischer Anlagen und deren Zusammenspiel mit der Netzumgebung von großer Bedeutung. Hier kann auch ein CHIL-Aufbau das Testobjekt einer PHIL-Umgebung darstellen.

3.2.1.3 Interface: Kopplung von Software und Hardware

Zur Kopplung von Simulationsumgebung und realen Komponenten ist softwareseitig ein Abgriff physikalischer Größen sowie eine Rückführung der Messsignale notwendig. Dies erfolgt an einem beliebigen Knotenpunkt der aufgebauten Simulationsumgebung, an dem die reale Hardware interagieren soll. Dieser virtuelle PCC stellt das Pendant zum realen PCC an den Anschlussklemmen der Verstärkereinheit dar.

Die Implementierung erfolgt mittels sogenannter Interfacealgorithmen (IA). Die Wahl des jeweiligen Algorithmus ist abhängig von vorhandener Systemkenntnis und Betriebsart der HUT, den zu untersuchenden Betriebsfällen sowie von der zu erreichenden Bandbreite und Dynamik. Zusätzlich spielt die Wahl der über den Leistungsverstärker gestellten Größe (Spannung oder Strom) eine entscheidende Rolle. Zur Vermeidung systeminhärenter Instabilitäten werden soft- oder hardwareseitig Filter eingesetzt, die allerdings die Realitätsnähe des PHIL-Betriebs beeinträchtigen. Eine nähere Diskussion des Interface erfolgt in Abschnitt 3.4.1.

3.2.2 Kontrarität der Anforderungen

Aus Abschnitt 3.2.1 werden konträre Forderungen an die Gestaltung eines PHIL-Systems ersichtlich, deren jeweilige Auswirkungen auf die Testumgebung berücksichtigt werden müssen:

- **Dynamik, Bandbreite** Eine hohe Dynamik sowie Bandbreite bringen Flexibilität hinsichtlich möglicher Testfälle und harmonischer Effekte.
- **Simulationsschrittweite** Große Simulationsschrittweiten bringen Flexibilität hinsichtlich der Ausgestaltung der Umgebungsabbildung.
- **Stabilität** Eine hohe Stabilität bringt Flexibilität hinsichtlich verschiedener Testobjekte und deren Betriebszuständen.

Dem Widerspruch Rechnung tragend muss beim Aufbau von PHIL-Umgebungen der Ansatz des Pragmatismus nach Stachowiak [116] gewählt werden, wonach Modelle lediglich ihre „Ersetzungsfunktion [...] für bestimmte [...] Subjekte, innerhalb bestimmter Zeitintervalle und unter Einschränkungen auf bestimmte [...] Operationen“ erfüllen müssen. Wie in Abb. 3.8 angedeutet, ist je nach Aufbau ein Kompromiss zu finden, der für eine gewisse Simulationsschrittweite mit definierter Dynamik und Bandbreite für die zu betrachtenden Fälle stabil ist. Für eine hohe Ergebnisqualität gilt: *So genau wie möglich, so langsam wie nötig.*

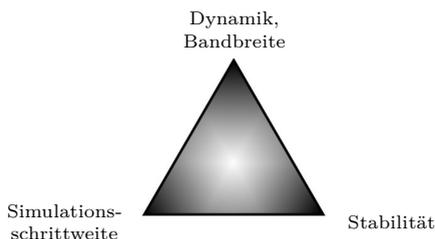


Abb. 3.8: Magisches Dreieck PHIL, Darstellung des notwendigen Kompromisses bei der Ausgestaltung von PHIL-Systemen

3.2.3 Pragmatismus: Klassifizierung von Testfällen

Unter Berücksichtigung des Pragmatismus nach Abschnitt 3.2.2 ist es beim Aufbau von PHIL-Umgebungen ein möglicher Ansatz, die notwendige Dynamik und Bandbreite in Abhängigkeit der abzudeckenden Testfälle zu definieren. So können für bestimmte Anwendungen der Aufwand bei der Modellbildung reduziert und die Stabilität erhöht werden. Es resultiert eine Testumgebung mit eingeschränkter Abbildungsgenauigkeit, in der jedoch eine Vielzahl verschiedener Anlagen betrieben werden kann. Die genaue Kenntnis der angeschlossenen HUT ist hier nicht notwendig, die HUT kann als *Black Box* gehandhabt werden. Für hochaufgelöste Testfälle hingegen kann dann eine Stabilisierung des Gesamtaufbaus für den spezifischen Fall notwendig sein.

Entsprechend den Vorschlägen in [170] gibt Tab. 3.2 einen Überblick über verschiedene PHIL-Anwendungsfälle rund um elektrische Energienetze und klassifiziert sie anhand ihrer zeitlichen und technischen Anforderungen. Eine detaillierte Diskussion der vorgeschlagenen Klassifizierung erfolgt in den nachfolgenden Abschnitten, wobei auch die Notwendigkeit eines geschlossenen Regelkreises von PHIL-Systemen beleuchtet wird. Die zeitliche Auflösung der betrachteten Systemdienstleistungen und Vorgänge werden angeführt und Anforderungen definiert.

Tab. 3.2: Überblick über verschiedene PHIL-Anwendungsfälle und deren Mindestanforderungen hinsichtlich Dynamik und Bandbreite sowie Rückkopplungsbedarf, nach [170]

	Open-Loop	Closed-Loop
Netz	Verbundnetze Stark, große Trägheit	Inselnetze Schwach, geringe Trägheit
Asynchrone Co-Simulation	Tertiärreserve Sekundärreserve	Optimierungsalgorithmen Spannungsstützung
Statisch	Unter-/Überspannungen Primärregelleistung $P(f)$	Kompensation Unsymmetrien Statiken wie $Q(U)$, $\cos \varphi(P)$
Dynamisch	FRT passiv Rundsteuersignale	Harmonische Interaktionen Stabilitätsuntersuchungen
Transient	Transiente Überspannungen Leitungsgebundene Störungen	FRT aktiv Transiente Stabilität

3.2.3.1 Dynamik und Bandbreite

Die potentiellen Testszenarien für PHIL-Versuchsumgebungen umfassen Themenstellungen rund um die Spannungsqualität nach DIN EN 50160 [144] (siehe Abschnitt 2.1.3). Basierend auf Typ und zeitlicher Dauer lassen sich die Vorgänge in Niederspannungsnetzen anhand der zur Nachbildung notwendigen Dynamik und Bandbreite einordnen. Die Übergänge sind fließend, so dass eine grobe Unterteilung nach statischen, dynamischen und transienten Vorgängen erfolgt. Als zusätzliche Option zur Erfassung von Vorgängen mit sehr großen Zeitkonstanten wird die Co-Simulation mit aufgenommen.

Statisch

Als statisch werden zeitlich langsame Vorgänge, wie Spannungsbandverletzungen, Frequenzabweichungen oder Unsymmetrien, erachtet. Sie bewegen sich in Größenordnungen von Sekunden bis zu Minuten und weisen keine großen Dynamiken auf. Die Reaktion von Anlagen ist in den entsprechend gleichen Größenordnungen relevant. Der Fokus durchgeführter Untersuchungen liegt auf der eingespeisten Scheinleistung und damit auf komplexen Effektivwerten der Ströme. Die Berücksichtigung hoher Bandbreiten ist in aller Regel nicht relevant; bei den Testobjekten auftretende harmonische Vorgänge sind lediglich unabhängig von den Testfällen mess- und bewertbar.

Dynamisch

Zur Bewertung von Interaktionen infolge von auftretenden Oberschwingungen, Rundsteuersignalen oder passiv zu durchfahrenden Netzfehlern sind höhere Dynamiken notwendig. Die Einordnung von Fehlern der Netzspannung beginnt nach DIN EN 50160 ab 10 Millisekunden und beträgt für die „meisten kurzen Unterbrechungen [...] weniger als einige Sekunden“. Auch harmonische Vorgänge werden in dieser Größenordnung betrachtet, ohne dass genaue Zahlen genannt werden [144]. In der Folge werden in diesem Bereich Vorgänge mit Frequenzen in der Größenordnung von 0,1 Hz bis 1250 Hz betrachtet. Die obere Grenze entspricht dabei der höchsten in der Norm explizit erwähnten 25. Oberschwingung bei einer Netzfrequenz von 50 Hz. Insbesondere zur Abbildung realistischer FRT-Vorgänge und für Stabilitätsuntersuchungen von Regelvorgängen sind potentiell Dynamiken in den oberen Bereichen gefordert; die Bandbreite hängt von den in der Umgebung relevanten Oberschwingungen ab.

Transient

Sowohl die größte Dynamik als auch die größte Bandbreite sind bei der Abbildung transienter Vorgänge gefordert. Dazu gehört die Betrachtung von Vorgängen zur aktiven Fehlerklärung (vollständig dynamische FRT oder hochdynamische Regelvorgänge von Anlagen) sowie die allgemeine Bewertung der Netzstabilität infolge transienter Überspannungen durch Schalthandlungen oder Blitzeinschläge. Die Vorgänge laufen im Bereich von einigen Millisekunden (wie Schaltimpulse SI, 250/2500 μ s) bis zu Mikrosekunden (wie Blitzstöße LI, 1,2/50 μ s) ab.

Co-Simulation

Die Co-Simulation findet bei heterogenen Systemen Anwendung, bei denen verschiedene Simulationsumgebungen mit jeweils eigenen Zeitskalen zur Lösung in sich abgeschlossener Probleme genutzt werden. Im Sinne der Abbildung von Testfällen bringt dies zusätzliche Vorteile durch gezielte Zuweisung von Dynamiken. Dabei sind nicht echtzeitfähige Co-Simulationsumgebungen, die softwareseitig mit PHIL-Umgebungen interagieren, aufgrund ihrer Asynchronität primär zur Abbildung sehr langsamer Vorgänge geeignet. Die Auslagerung hoch dynamischer Aufgaben auf eine hardwarenahe Reaktionsebene hingegen – im technischen Sinne auch als Co-Simulation zu betrachten – kann bei der Betrachtung sehr schneller Vorgänge Vorteile bringen. Eine detailliertere Diskussion über die mit der Co-Simulation verbundenen Möglichkeiten und Herausforderungen wird in Abschnitt 3.3.4 geführt.

3.2.3.2 Feedback Mechanismus

Aufgrund der großen Herausforderungen hinsichtlich der Stabilität von PHIL-Systemen muss die Notwendigkeit eines geschlossenen Regelkreises (engl. *closed-loop*) kritisch betrachtet werden. So kann ein Versuchsstand für gezielte Untersu-

chungen des Verhaltens einfacher am Netz betriebener Anlagen nach VDE-AR-N 4105 als offener Regelkreis (engl. *open-loop*) gefahren werden. Dies gilt insbesondere bei starken Netzen. Bei schwachen Netzen, die durch die Anlage vergleichsweise stark beeinflussbar sind, können Wechselwirkungen auftreten und eine Rückkopplung des Verbraucherverhaltens wird relevant.

Open-Loop

Obwohl ein Betrieb als offener Regelkreis dem Wortsinn nach streng genommen nicht mehr als *Power Hardware-in-the-Loop* bezeichnet werden kann, so muss er im Sinne des Pragmatismus betrachtet werden, um das Gesamtsystem für den jeweiligen Anwendungsfall so simpel wie möglich zu halten. Bei einem Open-Loop-Aufbau wird die Reaktion der HUT nicht in die abgebildete Umgebung rückgeführt. Der resultierende Fehler hinsichtlich der Realitätsnähe kann jedoch insbesondere bei der Abbildung starker Netze vernachlässigt werden. Die HUT beeinflusst die Spannung und die Frequenz, aufgrund der Vermaschung des Netzes oder wegen einer vergleichsweise geringen Anschlussleistung, in diesem Fall kaum. Bei den durchgeführten Versuchen steht das Testobjekt im Vordergrund, wie bei der Bereitstellung von Frequenzregelleistung an einem Verbundnetz oder beim passiven FRT-Verhalten. Ebenfalls unabhängig von einer Rückkopplung ist die Steuerung von Anlagen durch Rundsteuersignale unter Berücksichtigung einer natürlichen Netzungebung.

Closed-Loop

Im eigentlichen Sinne der Methode PHIL ist der Betrieb als geschlossener Regelkreis zur Untersuchung von gegenseitigen Abhängigkeiten und Wechselwirkungen. Insbesondere ist die Anwendung zum Test von schnellen Regelverfahren oder zur Analyse der Stabilität beim Betrieb einer HUT in schwachen Netzen hervorzuheben, wobei neben der HUT eine Vielzahl aktiver Systeme berücksichtigt werden kann. Dabei können beispielsweise die fehlende Momentanreserve von Inselnetzen oder die hohe Impedanz einzelner Netzstränge im Vordergrund stehen. Auch der Ausgleich unsymmetrischer Netzbelastungen sowie die Fehlererkennung und -behebung benötigen neben der Bewältigung transienter Vorgänge ein rückgekoppeltes Verbraucherverhalten – die HUT beeinflusst direkt die Spannungsqualität am PCC.

3.3 Echtzeitsimulation von Niederspannungsnetzen

Niederspannungsnetze in Deutschland versorgen in der Regel von einigen wenigen bis zu rund 150 Anschlussnehmer [61], so dass bei deren Simulation potentiell eine hohe Anzahl inverterbasierter dezentraler Erzeugungsanlagen und Verbraucher berücksichtigt werden muss. Diese leistungselektronisch angeschlossenen Anlagen

weisen gegenüber klassischen Verbrauchern ein vergleichsweise komplexes elektrisches Verhalten auf, die Anlagenleistung wird aktiv geregelt (siehe Abschnitt 2.2.2). Weiterhin sind NS-Netze durch einphasige und nichtlineare Anlagen oft sowohl unsymmetrisch als auch harmonisch belastet (siehe Abschnitt 2.3) und bedürfen einer komplexen Modellierung und hoher Bandbreiten.

Die hohe Komplexität von NS-Netzen bringt bei der Echtzeitsimulation im Rahmen des Betriebs von PHIL-Systemen besondere Herausforderungen beim Aufbau der Umgebungsabbildung mit sich. Diese umfassen sowohl die zur Ausführung benötigte Rechenzeit als auch die numerische Stabilität der Simulation. In diesem Abschnitt wird eine kurze Übersicht über Grundlagen, Problemstellungen und mögliche Lösungsansätze gegeben; für eine detaillierte Diskussion einzelner Ansätze sei auf die jeweiligen Abschnitte der vorliegenden Arbeit und die referenzierte Literatur verwiesen.

3.3.1 Echtzeitsimulatoren: EMT-Simulationsumgebung

Zur simulativen Abbildung physikalischer, transienter Vorgänge werden EMT-Programme verwendet. Mit diesen Programmen können elektrische Komponenten für einen breiten Frequenzbereich modelliert und die ablaufenden Vorgänge im Zeitbereich an jedem Punkt des Systems betrachtet werden. Die verwendeten Solver⁸ basieren in der Regel auf einer von zwei numerischen Methoden [81]:

- **Modellierung im Zustandsraum** Die *State Space Method* wird zur Abbildung von elektrischen Ersatzschaltbildern und insbesondere zur Auslegung von Reglern genutzt. Ein Nachteil ist der potentiell sehr aufwändige Aufbau der Zustandsraummatrizen für große Netzwerke. Vor allem bei der Simulation nichtlinearer Modelle, großer Netzwerke und einer großen Anzahl von Zuständen in einzelnen Gleichungen können Komplikationen auftreten.
- **Knotenpotentialanalyse** Die *Nodal Analysis Method* ermöglicht einen verhältnismäßig effizienten und flexiblen Aufbau der zur Berechnung notwendigen Gleichungen. Sie eignet sich aufgrund des Einsatzes von Methoden zur Lösung dünn besetzter Matrizen auch zur Abbildung großer Netzwerke.

Hochauflösende Echtzeitsimulatoren bauen auf EMT-Programmen auf. Sowohl das für die Simulationen in der vorliegenden Arbeit verwendete kommerzielle Softwarepaket HYPERSIM⁹ als auch das ebenfalls für die Berechnung großer Netze ausgelegte kommerzielle Softwarepaket RSCAD¹⁰ nutzen die Knotenpotentialanalyse [35, 81]. Das dabei zu lösende Gleichungssystem sowie die Berechnung differentieller Komponenten mittels der Trapezregel sind in Anhang A, Abschnitt A.2 gegeben.

⁸Abgeschlossene, unabhängig arbeitende Entität zur Lösung von Modellgleichungen

⁹OPAL-RT TECHNOLOGIES Inc.

¹⁰RTDS Technologies Inc.

3.3.2 Numerische Oszillationen

Aufgrund der beschränkt verfügbaren Rechenzeit muss der grundlegende Aufbau der Leitwertmatrix und somit die Festlegung der Topologie vor Beginn der Simulation erfolgen; eine Neuberechnung zur Laufzeit ist bei gängigen Schrittweiten von $50 \mu\text{s}$ nicht möglich. Die Realisierung von (Trenn-)Schaltern erfolgt deshalb meist in Form eines ohmschen Widerstands $R \in \{1 \cdot 10^{-3}, 1 \cdot 10^6\} \Omega$. (Ideale) Stromquellen, ob zur Abbildung von Lasten (siehe Abschnitt 4.7) oder zur Rückkopplung des Verhaltens realer Hardware (siehe Abschnitt 3.4.1), werden als direkte Stromeinprägung mit (hoher) Innenimpedanz modelliert. Somit ist lediglich eine Änderung einzelner Elemente der Leitwertmatrix oder des Stromvektors notwendig. Diese Änderungen können jedoch aufgrund der diskreten Abtastung durch die Simulationsumgebung bei Verwendung der Trapezregel starke Unstetigkeiten¹¹ und damit numerische Oszillationen (engl. *chatter*) zur Folge haben.

Beispielhaft sei das in Abb. 3.9 dargestellte Ersatzschaltbild (ESB), bestehend aus einer AC-Quelle, einem RL-Glied und einer gesteuerten idealen Stromquelle, gegeben. Der Strom durch die ideale Stromquelle betrage zunächst $i(t_0) = 0 \text{ A}$, über die Induktivität falle die Spannung $u_L(t_0) = 0 \text{ V}$ ab.

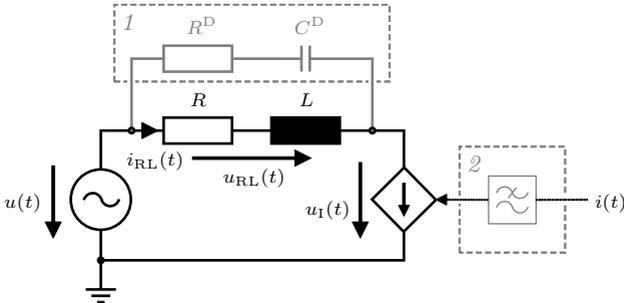


Abb. 3.9: Ersatzschaltbild zum Betrieb einer durch eine Stromquelle mit $R_i = 1 \cdot 10^9 \Omega$ abgebildeten Last, mit optionaler Ergänzung um ein RC-Glied (1) und einen Tiefpassfilter im Signalpfad (2)

Zum Zeitpunkt t_0 wird in Anlehnung an das Vorgehen in [78] das Einschaltverhalten einer durch die Stromquelle abgebildeten Last simuliert, so dass sich ein Strom $i(t_0^+) \neq 0 \text{ A}$ einstellt. Für die sich nach einem Simulationsschritt Δt zum Zeitpunkt $t_0 + \Delta t$ einstellende Spannung über der Induktivität gilt

$$\frac{1}{L} \cdot \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} u_L dt = \int_{t_0}^{t_0+\Delta t} di . \quad (3.1)$$

¹¹Mit dem Begriff Stetigkeit wird hier die Veränderungsrate der diskret abgetasteten Werte qualitativ bewertet

Mittels der Trapezregel (siehe Anhang A, Gl. (A.7)) wird das Integral numerisch zu

$$\frac{\Delta t}{2L} \cdot (u_L(t_0 + \Delta t) + u_L(t_0)) = i(t_0 + \Delta t) - i(t_0) \quad (3.2)$$

angenähert, woraus mit $u(t_0) = 0 \text{ V}$ und $i(t_0) = 0 \text{ A}$

$$u_L(t_0 + \Delta t) = \frac{2L}{\Delta t} \cdot i(t_0 + \Delta t) \quad (3.3)$$

resultiert. Für einen infolge der diskreten Abtastung verhältnismäßig großen initialen Stromanstieg $i(t_0 + \Delta t) - i(t_0)$ sowie einen anschließend sinusförmigen Stromverlauf mit hinreichend kleiner Änderung $i(t_0 + 2\Delta t) - i(t_0 + \Delta t) \approx 0$ ergibt sich

$$u_L(t_0 + 2\Delta t) = \frac{2L}{\Delta t} \cdot (i(t_0 + 2\Delta t) - i(t_0 + \Delta t)) - u_L(t_0 + \Delta t) \approx -u_L(t_0 + \Delta t) \quad (3.4)$$

Gleichung (3.4) beschreibt eine nicht gedämpfte, andauernde numerische Oszillation, die sich allgemein als $u_L(t_0 + x \cdot \Delta t) = \pm u_L(t_0 + \Delta t)$, mit $x \in \mathbb{N}$, ausdrücken lässt. Sie tritt lediglich simulativ als Folge der verwendeten Trapezregel, nicht aber in einem realen System auf. Die Frequenz dieser Schwingung entspricht dem Kehrwert der doppelten Simulationsschrittweite.

Solche numerischen Oszillationen sind bei der Echtzeitsimulation – im Gegensatz zur Offline-Simulation – nicht ohne Weiteres vermeidbar. Sie beeinflussen die Realitätsnähe und bedürfen besonderer Berücksichtigung beim Aufbau der Umgebungsabbildung.¹²

Zur Verringerung numerischer Oszillation gibt es in Abhängigkeit der genauen Simulationsausgestaltung verschiedene, auch kombinierbare Ansätze:

- **Dämpfung** Durch die parallele Implementierung von R- oder RC-Gliedern (siehe Abb. 3.9, 1) können Oszillationen sowohl in ihrer initialen Amplitude als auch in ihrem Schwingungsverhalten zu Ungunsten der stationären Genauigkeit gedämpft werden. Dabei besteht beim Einsatz von RC-Gliedern gegenüber einer rein ohmschen Dämpfung der Vorteil einer geringeren Beeinflussung niederfrequenter (Nutz-)Anteile. Ohmsch-kapazitive Dämpfungsglieder bedürfen jedoch einer sorgfältigen Auslegung, um die Relevanz zusätzlicher Schwingkreise gering zu halten.

Auch zur Stromquelle parallele Dämpfungsglieder sind grundsätzlich denkbar. Durch die zusätzliche Impedanz gegen Erde findet jedoch eine Belastung des das Netz repräsentierenden RL-Gliedes sowie eine Beeinflussung eingespeister Lastströme statt. Bei eingeschränkter Dämpfung wird die Genauigkeit der Simulation verhältnismäßig stark beeinflusst.

¹²An Offline-Simulationen bestehen keine Echtzeitanforderungen, so dass die zur Simulation benötigte Zeit theoretisch nicht beschränkt ist. Numerische Probleme können durch die Verwendung anderer numerischer Integrationsmethoden [78, 135] oder die flexible Anpassung der Schrittweite minimiert werden [80]. Dies hat jedoch komplexere Rechenterme, die Verwendung längerer Historien oder die stetige, rechenintensive Anpassung der Leitwertmatrix und damit einen in Echtzeit kaum zu realisierenden Rechenaufwand zur Folge

- **Filterung** Die signaltechnische Tiefpass-Filterung (TP-Filterung) eingepprägter Ströme (siehe Abb. 3.9, 2) verringert sprunghafte Änderungen und damit Unstetigkeiten. Zu berücksichtigen sind hierbei die eingeschränkte Bandbreite und Dynamik des gefilterten Stromes sowie mögliche Phasenverschiebungen.
- **Minimierung der Simulationsschrittweite** Aufgrund der zeitdiskreten Abtastung entstehende Stromflanken und daraus resultierende Unstetigkeiten sind durch kleinere Schrittweiten reduzierbar, wobei ein ähnliches Ergebnis wie mit dem Einsatz von Filtern erzielt wird. Ein gegebenes Modell betreffend kann die Simulationsschrittweite jedoch ein notwendiges Minimum nicht unterschreiten (siehe Abschnitt 3.3.3).

Die vergleichenden Simulationsergebnisse einer exemplarischen Implementierung des ESB nach Abb. 3.9 sowie verschiedener Ansätze zur Dämpfung sind in Abb. 3.10 dargestellt. Die Kurven wurden in einer HYPERSIM Echtzeitsimulation erzeugt.

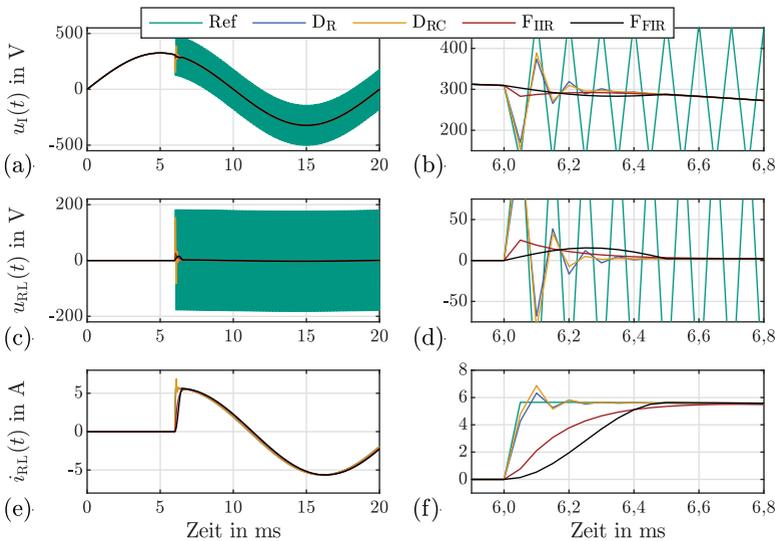


Abb. 3.10: Echtzeitsimulation des ESB nach Abb. 3.9 in HYPERSIM; Ref: ohne Ergänzungen, DR: R-Dämpfungsglied, DRC: RC-Dämpfungsglied, F_{HR}: TP-Filterung Strom mit $f_c = 1$ kHz, F_{FIR}: TP-Filterung Strom, sinusförmig über $10 \Delta t$;

$$\underline{U} = 230 \text{ V}, R = 0,4 \Omega, L = 0,796 \text{ mH}, R^D = 100 \Omega, C^D = 318 \text{ nF}, \\ \underline{I} = 0 \text{ A für } t \leq t_0, \underline{I} = 4 \cdot e^{j20^\circ} \text{ A für } t > t_0, t_0 = 6 \text{ ms}, \Delta t = 50 \mu\text{s}$$

Für den Referenzfall Ref ist die dauerhafte numerische Oszillation der Spannung mit $f_{\text{osc}} = 10 \text{ kHz}$ klar ersichtlich (a, c). Der Strom durch die Induktivität entspricht dem vorgegebenen Sollwert (f). Hingegen sorgt die Implementierung eines parallelen, rein ohmschen Dämpfungsgliedes für eine innerhalb weniger Zeitschritte abklingende Oszillation in Kurve D_{R} (b, d). Hierfür fließt durch das Dämpfungsglied ein Kreisstrom in Höhe der Abweichung des dargestellten Stromes zum Referenzstrom (f). Die Dämpfung mittels eines RC-Gliedes mit der Grenzfrequenz $f_c = 5 \text{ kHz}$ ist durch die Kurve D_{RC} dargestellt. Gegenüber der ohmschen Dämpfung ist ein initial leicht schlechteres Dämpfungsverhalten ersichtlich, jedoch kann ein schnelleres Einschwingen beobachtet werden (b, d, f). Die Kurve F_{IIR} zeigt den Einsatz eines IIR-Tiefpasses¹³ erster Ordnung mit einer Grenzfrequenz von $f_c = 1 \text{ kHz}$. Die Vermeidung großer Überschwinger geht hier zu Lasten der Dynamik (b, d, f). Ebenfalls ein verzögerndes Verhalten resultiert aus dem Einsatz eines FIR-Tiefpasses¹⁴ mit sinusförmiger Sprungantwort, dargestellt in Kurve F_{FIR} (b, d, f).

Die verschiedenen Methoden finden bei den in Abschnitt 4 vorgestellten Modellen zur Abbildung unsymmetrischer Niederspannungsnetze Anwendung.

3.3.3 Minimierung der Simulationsschrittweite

Zur Abbildung großer Umgebungen und zur Vermeidung von Instabilitäten ist eine Minimierung des rechnerischen Aufwandes und der Modellkomplexität notwendig. Bei möglichen Lösungen muss stets der Einfluss auf die Realitätsnähe der Abbildung berücksichtigt werden.

3.3.3.1 Optimierte numerische Methoden

Aufbauend auf den in Abschnitt 3.3.1 vorgestellten grundlegenden numerischen Methoden gibt es verschiedene Verfahren zur Beschleunigung der Netzberechnung. Für eine gegebene Leistung eines einzelnen CPU-Kerns setzen diese Verfahren auf die Aufteilung des zu lösenden Gleichungssystems auf mehrere Rechenkerne des Echtzeitsimulators und somit auf eine Parallelisierung. Eine kurze Übersicht und Diskussion der jeweiligen Methode wird nachfolgend gegeben [60]:

- **Entkopplung an langen Leitungen und Kabeln** Eine Möglichkeit der Systemaufteilung ohne Genauigkeitsverluste besteht an langen Leitungen und Kabeln, deren natürliche Ausbreitungsgeschwindigkeit v nach dem *Bergeron-Modell* größer oder gleich der Simulationsschrittweite ist. Für NS-Netze mit typischen Leitungs- und Kabellängen von deutlich weniger als 1000 m ist dieser von Übertragungsnetzen stammende Ansatz jedoch nicht

¹³Engl. *infinite impulse response*, Filter mit unendlicher Impulsantwort, s. Abschnitt 4.2.3.2

¹⁴Engl. *finite impulse response*, Filter mit endlicher Impulsantwort, siehe Abschnitt 4.2.3.1

praktikabel. Die für eine realitätsnahe Entkopplung minimal notwendige Länge ergibt sich bei einer Schrittweite von $\Delta t = 50 \mu\text{s}$ für Freileitungen (FL) mit $v_{\text{FL}} = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ sowie für Erdkabel (EK) mit $v_{\text{EK}} = 6 \cdot 10^7 \dots 15 \cdot 10^7 \frac{\text{m}}{\text{s}}$ zu $l_{\text{FL}} = 15 \text{ km}$ und $l_{\text{EK}} = 3 \dots 7,5 \text{ km}$ [88, 111, 133].

- **Entkopplung mittels künstlicher Verzögerung** Zur Entkopplung von Netzbereichen können durch *Stublines*, auf einen Zeitschritt Δt abgestimmte Bergeron-Leitungsmodelle, künstliche Verzögerungen implementiert werden. Durch das Ersetzen von vorhandenen Induktivitäten, wie bspw. denen von Transformatoren, werden Auswirkungen auf die Genauigkeit verringert [56].

Je nach Anwendungsfall, insbesondere bei der Analyse von Fehlern, sind jedoch signifikante Einbußen zu erwarten. Infolge der veränderten Systemimpedanz können hohe Spannungs- oder Stromspitzen sowie numerische Oszillationen (siehe Abschnitt 3.3.2) auftreten [36, 39, 56].

- **Hybrider Solver: State-Space Nodal Method** Die *State-Space Nodal Method* basiert auf beiden in Abschnitt 3.3.1 eingeführten numerischen Methoden und kombiniert durch eine Aufteilung des Gleichungssystems deren Vorteile. So werden an geeigneten Punkten im Netz zusätzliche Knoten zur Schaffung quasi-unabhängiger Teilnetze eingeführt, die im Zustandsraum berechnet werden. Die virtuelle Kopplung dieser einzelnen Systeme erfolgt mittels der Knotenpotentialanalyse [35, 38].

Mit dieser Methode ist keine künstliche Verzögerung notwendig, der Datenaustausch kann innerhalb eines Simulationsschrittes stattfinden. Weiterhin wird die Realitätsnähe nur wenig beeinflusst, da keine zusätzlichen Impedanzen notwendig sind [133]. Eine Einschränkung verbleibt aufgrund von nicht vollständig unabhängigen Zustandsräumen und damit teilweise nicht parallelisierbaren Rechenvorgängen. Der geringe Einfluss auf die Genauigkeit geht somit zu Lasten des Einsparpotentials.

3.3.3.2 Reduktion der Modellkomplexität

Zur Minimierung der Modellkomplexität können verschiedene vereinfachende Annahmen, sowohl bei der Modellierung des Netzes als auch bei der Modellierung von Anlagen, getroffen werden. Die daraus resultierende Beeinflussung der Realitätsnähe ist von der Zielsetzung des jeweiligen Anwendungsfalls sowie von der abgebildeten Umgebung abhängig.

Abstraktion des Netzes

Hinsichtlich der Modellierung der Netzumgebung müssen verschiedene Abwägungen getroffen werden, die unterschiedlich starken Einfluss auf deren Genauigkeit und Geschwindigkeit haben:

- **Betrachtungsraum** Die Wahl geeigneter Systemgrenzen sowie die Abstraktion äußerer Einflussfaktoren ist elementar. So spielen benachbarte Stränge für die Betrachtung der an einem Haushalt anliegenden Spannung eine untergeordnete Rolle, ebenso wie Auswirkungen einzelner Haushalte auf die Frequenz eines Verbundnetzes vernachlässigbar sind.
- **Aggregation von Verbrauchern** Eng zusammenhängend mit dem Betrachtungsraum kann eine Aggregation von in der Netzumgebung installierten Anlagen erfolgen. Einbußen der Genauigkeit hängen von der Aggregationsmethode ab.
- **Unsymmetrie** Detaillierte Modelle unsymmetrisch belasteter Niederspannungsnetze haben aufgrund von Koppelinduktivitäten und dem Aufbau als 4-Leiter-System eine hohe Komplexität. Gängig ist deshalb die vereinfachte Annahme eines symmetrischen Netzaufbaus und damit eine Verrechnung der Koppelinduktivitäten mit den Selbstinduktivitäten (siehe Abschnitt 4.6), was entsprechend den Untersuchungen in [39] am *IEEE 123 Node Test Feeder* [63] einen maximalen Spannungsfehler von bis zu 1,5 % zur Folge haben kann¹⁵. Mit der zusätzlichen Annahme einer symmetrischen Netzbelastung kann die Anzahl der Knoten um bis zu 75 % verringert werden (siehe Abschnitt 4.6), jedoch sind dabei, wie Abschnitt 2.3 zeigt, starke Einschränkungen des Betrachtungsraumes und der Realitätsnähe hinzunehmen.
- **Erdung** Die in Abschnitt 2.3.3.2 dargestellte Relevanz der Erdrückleitung von Strömen schlägt sich auch im Modellierungsaufwand nieder. Die Wahl des Erdungskonzeptes – Vernachlässigung, parallele Erdleitung oder sternförmige Erdung (siehe Abschnitt 4.6) – beeinflusst Rechenaufwand und Realitätsnähe deutlich.

Abstraktion dezentraler Erzeugungs- und Verbraucheranlagen

Zu unterscheiden ist bei Anlagen zwischen der inneren Abbildung, wozu die physikalische Repräsentation und die Abbildung interner Spannungs- oder Stromregler zählen, sowie deren Einfluss auf das umgebende Netz, was die Steuerung des Anlagenverhaltens und die Art des Anschlusses umfasst. Weiterhin ist auch bei der Simulation von Anlagen die Möglichkeit der Auslagerung auf andere Rechenkerne gegeben. Jeweils ist eine möglichst grobe Abstraktion bei hinreichender Genauigkeit zu erreichen.

Innere Abbildung: Physikalische Repräsentation und Regler

Detaillierte Abbildungen von Invertern zur Repräsentation sämtlicher Betriebszustände und harmonischer Anteile beinhalten die Modellierung des physikalischen

¹⁵Der maximale Spannungsfehler von bis zu 1,5 % betrifft hier die an einem Knotenpunkt anliegende Spannung und kann damit, unter Berücksichtigung des für NS-Netze vorgesehenen Spannungsbandes (vgl. Abschnitt 2.1.3.2), maßgeblich die Simulationsergebnisse beeinflussen

Verhaltens inklusive der Nachstellung von Reglern und Pulsweitenmodulationen (PWM) zur Ansteuerung von elektrischen Schaltern [25]. Entsprechend [77] bedarf es dabei in der Praxis mindestens einer Taktfrequenz in Höhe des 50- bis 100-fachen¹⁶ der maximalen Schaltfrequenz sowie des 20-fachen einer harmonischen Frequenz, um diese realitätsnah abzubilden. Auftretende Harmonische hoher Ordnung stellen dabei eine besondere Herausforderung dar, so dass potentiell ein Ansatz aus dem Bereich der Co-Simulation gewählt werden muss (siehe Abschnitt 3.3.4.2).

Ausgehend von einer detailgetreuen physikalischen Repräsentation von Anlagen gibt es verschiedene Ansätze zur Abstraktion. Nachfolgend ist eine Übersicht über jeweilige Abbildungen gegeben, eine detaillierte Aufarbeitung erfolgt in [25]:

- **Switch Event Compensation Method** Näherung einer realistischen Repräsentation des Schaltverhaltens durch Inter- oder Extrapolation [77, 100]
- **Spannungsquelle, DC-Zwischenkreis** I- und DC-Zwischenkreisregelung
- **Spannungsquelle** I- und P-Regelung, idealer DC-Zwischenkreis
- **Spannungsquelle** I-Regelung und AC-Filter, idealer DC-Zwischenkreis
- **Stromquelle** Simple Regelung und AC-Filter, idealer DC-Zwischenkreis
- **Stromquelle** Repräsentation einfacher Regelungen und Dynamiken, zeitlich hoch aufgelöste Implementierung basierend auf komplexen Zeigern (Phasoren). Einsatz von vereinfachten signaltechnischen Filtern

Während erstere Methoden vergleichsweise detaillierte Abbildungen darstellen, sind Letztere nur noch bei langsamen Dynamiken ausreichend; insbesondere die aktive Regelung bei auftretenden Fehlern ist nicht mehr möglich.

Ergänzend zu den aufgezählten Methoden sei hier das in Abschnitt 4.7.3 detailliert beschriebene *gekoppelte Norton-Äquivalent* angeführt, das eine auf Phasoren basierende harmonische Abbildung von Anlagen darstellt. Es ermöglicht die Abbildung komplexer, dynamischer Vorgänge realer Anlagen, wenn auch die Dynamik durch die notwendige Netzidentifikation eingeschränkt ist.

Äußere Abbildung: Anlagenverhalten und Anschlussart

Die in Abschnitt 2.2 erfassten Vorgaben an das Anlagenverhalten in Niederspannungsnetzen umfassen verschiedene statische und dynamische Regelungskonzepte. Die Implementierung des kompletten Systemdienstleistungsspektrums im Rahmen von Echtzeitsimulationen ist entsprechend aufwändig. Weiterhin muss bei der simulativen Abbildung von Anlagen zwischen ein- und dreiphasigem Anschluss unterschieden werden, wovon die Notwendigkeit einer jeweiligen Phasenidentifikation

¹⁶Entsprechend möglicher Anpassungen des Auslastungsgrades eines Inverters um 1–2 %

mittels PLL¹⁷ sowie die Komplexität der Regelung abhängig sind. Auch hier ist eine Einschränkung des Funktionsumfangs sinnvoll; Tab. 3.3 gibt eine Übersicht über die für die jeweiligen Testfälle relevanten Systemdienstleistungen.

Tab. 3.3: An den Testfall angepasste Anforderungen an das Anlagenverhalten sowie die Erbringung von Systemdienstleistungen

Charakteristik	Abstraktionen
Anschluss und Synchronisation	Einphasig (unsymmetrisch) Dreiphasig (symmetrisch), je eine PLL pro Phase Dreiphasig (symmetrisch), eine gemeinsame PLL
Normalbetrieb	$P(f)$ -, $Q(U)$ -/ $\cos \varphi(P)$ -Regelung Statisch P, Q
Fehlerfall	Vollständige dynamische Netzstützung Eingeschränkte dynamische Netzstützung Passiv (Betriebsgrenzen) Kein explizites Verhalten

Entkopplung zur Abbildung von Anlagen

Ähnlich der Entkopplung von Netzmodellen kann auch innerhalb von simulierten Anlagen eine Entkopplung von Vorgängen stattfinden. Dafür geeignete Schnittstellen finden sich bei detaillierten Anlagenmodellen zwischen AC-Quelle und DC-Zwischenkreis oder bei der Regelung [60]. Hier bieten sich große Zwischenkreiskapazitäten mit entsprechenden Zeitkonstanten [37] sowie die auch bei realen Regelungen auftretenden Verzögerungen an.

Bei einfacheren Modellen, die Regelungen für den Normalbetrieb beinhalten, oder solchen Modellen, die auf zeigerbasierten Abbildungen aufbauen, bildet die Berechnung der zeitlichen Größen eine geeignete Schnittstelle. Der durch die Entkopplung entstehende Phasenversatz kann kompensiert werden, die Einschränkungen der Dynamik sind gegenüber der Phasenidentifikation vernachlässigbar.

3.3.4 Co-Simulation: Nutzung verschiedener Schrittweiten

Ein Weg, den diskutierten Herausforderungen hinsichtlich der Abwägung von Simulationsschrittweite und Stabilität zu begegnen, ist der Betrieb von Echtzeitsimulatoren als Teil einer Co-Simulationsumgebung. Jedoch bedarf dies einer sorgfältigen Ausgestaltung der Kommunikation und der zeitlichen Abläufe.

¹⁷Engl. *phase-locked loop*, Phasenregelschleife, Regelkreis zur Identifikation von Frequenz, Amplitude und Phasenlage sinusförmiger Signale

Zur Einordnung und Erläuterung sei ein auf [106] basierender und in [67] ergänzter Ansatz zur Klassifikation aufgegriffen (siehe Abb. 3.11). Nach diesem Ansatz werden allgemeine Simulationsumgebungen, ausgehend von der „klassischen“ Simulation, anhand der Anzahl unabhängiger Modelle und Solver unterschieden.

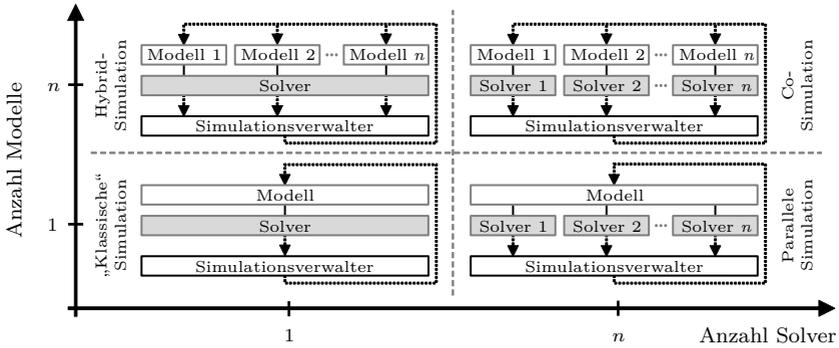


Abb. 3.11: Klassifikation von Simulationen nach Anzahl der Modelle und Solver, nach [67]

Die Hybrid-Simulation bildet dabei in einer Simulationsumgebung mehrere Modelle zur Erfüllung unterschiedlicher Aufgaben ab. Bei der parallelen Simulation werden zur Berechnung eines Modells mehrere Solver genutzt; hier ist auch die in den vorherigen Abschnitten diskutierte entkoppelte, parallele Berechnung auf mehreren Kernen des Echtzeitsimulators einzuordnen. Die höchste Flexibilität und Komplexität bestehen bei der Co-Simulation, bei der verschiedene Modelle mit jeweils einem eigenen Solver berechnet werden. Die zeitliche Integrität und Organisation von Daten gewährleistet ein Simulationsverwalter, repräsentiert entweder durch eine separate Software oder durch eine beteiligte Simulationsumgebung.

Eine schematische Übersicht über den Ablauf von Co-Simulationen im Zusammenhang mit Echtzeitsimulationsumgebungen ist in Abb. 3.12 gezeigt. Der rote Zeitstrahl stellt eine CPU-basierte Echtzeitsimulation mit Übernahme der Aufgaben des Simulationsverwalters dar, die schwarzen Zeitstrahlen repräsentieren weitere zu betreibende Simulationsumgebungen verschiedener zeitlicher Domänen. Der Vollständigkeit halber sind zusätzlich das in der PHIL-Umgebung betriebene zeitkontinuierliche, reale System (grün) und eine Phasor-Sub-Simulation (grau), die der Phasor-Simulation untergeordnet ist und dementsprechend keinen direkten Anteil an der Co-Simulationsumgebung hat, abgebildet.

Weiterhin dargestellt sind Makrozeitschritte, die für jede angeschlossene Simulationsumgebung ein ganzzahliges Vielfaches einer Simulationsschrittweite des Simulationsverwalters betragen müssen. Sie dienen der Synchronisierung sowie dem Datenaustausch zwischen den Simulationen. Die Mikrozeitschritte hingegen

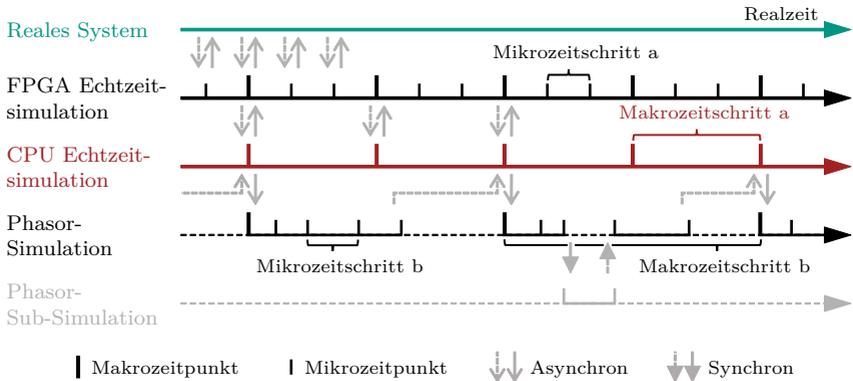


Abb. 3.12: Zeitlicher Ablauf teilweise asynchroner Simulationen verschiedener Schrittwerten, basierend auf [67]

beschreiben die innerhalb einer Simulation vorhandene Diskretisierung. Sie spielen für andere an der Co-Simulation beteiligte Umgebungen, wie auch der Aufruf eventueller Sub-Simulationen oder zeitlich asynchrone Abläufe, keine Rolle.

Der zeitlich synchronisierte Datenaustausch ist mit grauen Pfeilen zwischen den Zeitstrahlen angedeutet, wobei gestrichelte Linien eine Antwort und durchgehende Linien einen Aufruf darstellen. Die Pfeilspitzen (offen, geschlossen) bei der Interaktion von Simulationen zeigen dabei – in klarer Abgrenzung zur Synchronität im zeitlichen Sinne – das Warten auf eine Antwort (synchrone Kommunikation) oder die davon unabhängige weitere Ausführung (asynchrone Kommunikation).

Die Herausforderungen, die sich bei der Implementierung von Co-Simulationsumgebungen stellen, werden in [118] zusammengefasst. Maßgeblich ist dabei der diskrete Austausch von Zuständen zur Synchronisierung und die durch Mikrozeitschritte der einzelnen Simulationen entstehende Asynchronität. Während dieser Mikrozeitschritte muss das Verhalten der anderen Systeme geschätzt werden, wobei der resultierende Fehler und die Stabilität von den dafür verwendeten Extrapolationsmethoden abhängen. Die zeitlichen Abfolgen und ausgetauschten Zustandsgrößen müssen, unter Berücksichtigung des für die jeweiligen Simulationen infolge der Asynchronität entstehenden Fehlers, sorgfältig gewählt werden.

Neben den in [118] angeführten allgemeinen Herausforderungen bestehen im Zusammenhang mit PHIL-Systemen zusätzliche Anforderungen, insbesondere an die Simulationsverwaltung und Ausgestaltung der Kommunikation:

- **Harte Echtzeit** Zur Erfüllung der Echtzeitbedingung und der zeitlichen Synchronität muss die Simulationsverwaltung von einem hart echtzeitfähigen System übernommen werden.

- **Zeitliche Anforderungen** Der durch die Co-Simulation entstehende Kommunikationsaufwand muss minimiert und die Kommunikationsabläufe klar strukturiert werden. Andernfalls ist eine zuverlässige Einhaltung der Makrozschritte nicht möglich.
- **Abhängigkeiten** Die Ausführung der beteiligten PHIL-Umgebungen muss unabhängig von anderen Simulationsumgebungen sein, es darf insbesondere keine Abhängigkeit von eingehenden Signalen bestehen. Die Kommunikation ist so zu gestalten, dass das Ausbleiben von Antworten nicht das Einhalten von Simulationsschrittweiten verhindert.

Es gibt verschiedene Co-Simulations-Frameworks, die im Rahmen der Kopplung mehrerer (echtzeitfähiger) Simulationssysteme verwendet werden können. Insbesondere seien hier *mosaik* [89] (OFFIS) und *VILLASframework* [40] (E.ON Energy Research Center, RWTH Aachen) genannt. Eine nähere Diskussion dieser Frameworks soll in der vorliegenden Arbeit nicht erfolgen.

3.3.4.1 Phasorbasierte Kopplung

Das wesentliche Merkmal bei einer phasorbasierten Co-Simulation ist der verhältnismäßig langsame Austausch von gemittelten Daten mit nicht echtzeitfähigen Protokollen (typischerweise auf dem TCP/IP-Referenzmodell basierend, wenige 10 ms). Der aufgrund fehlender Synchronität entstehende Fehler verhält sich antiproportional zu den Zeitkonstanten der beteiligten Simulationsumgebungen; je langsamer die Änderungen in einem System, desto weniger Einfluss besteht infolge der Kommunikation.

Anwendung findet die phasorbasierte Co-Simulation dementsprechend bei der Abbildung komplexer Umgebungen, die aufgrund ihrer Domäne (Wärmenetzberechnung, Gasnetzberechnung, ...) ihres Einsatzzweckes (Optimierung, Weitbereichssteuerung, ...) oder ihrer Abstraktionsebene große Zeitkonstanten haben. Auch die ethernetbasierte Kopplung verschiedener Echtzeitsimulatoren ist hier einzuordnen, wobei infolge der Asynchronität eine kritische Betrachtung der Realitätsnähe notwendig ist.

Besonderes Augenmerk ist auf die asynchronen Schnittstellen mit der Echtzeitumgebung zu legen. Dies betrifft insbesondere die gezielte Triggerung¹⁸ sowie das Verteilen von Zustandsgrößen durch den Echtzeitsimulator (siehe Abschnitt 5.3). Ein exemplarischer Aufbau einer Co-Simulationsumgebung ist in Abschnitt 6.2 dargelegt. Dabei wird sowohl die Interaktion mit einer Verteilnetzsimulation inklusive agentenbasierter Optimierer als auch die Interaktion mit einem realen Laborgebäude betrachtet.

¹⁸Zeitlich synchronisiertes Auslösen eines Prozesses

3.3.4.2 Zeitlich hochauflösende Kopplung

Zur Co-Simulation mit zeitlich hochauflösenden Systemen ist eine die harte Echtzeitforderung erfüllende Kommunikation mit sehr kleinen Zeitkonstanten unabdinglich. Auch müssen alle Systeme selbst echtzeitfähig sein. Beim Austausch zeitlicher Größen – entgegen dem Austausch phasorbasierter Größen – ist weiterhin ein gemeinsamer Taktgeber oder eine regelmäßige Synchronisierung der Takte beider Systeme erforderlich, so dass eine Verschiebung der Simulationsschritte untereinander oder gegenüber der Realzeit vermieden wird. Diese Einschränkungen ergeben für Realanwendungen die zwei nachfolgend erfassten Anwendungsbereiche.

Auslagerung simpler Abbildungen auf FPGAs

Die geringen Simulationsschrittweiten von FPGAs ermöglichen eine hohe Realitätsnähe bei der Abbildung hochfrequenter und dynamischer Vorgänge. Beschränkt durch ihre geringe Rechenkapazität können FPGAs jedoch lediglich simple Komponenten und Ersatzschaltbilder direkt abbilden. Die bei dieser Auslagerung von Teilaufgaben infolge der Asynchronität entstehenden Ungenauigkeiten sind gegenüber der Alternative einer langsameren Abtastung als eher gering zu bewerten. Eine Realisierung ist lediglich innerhalb eines Echtzeitsystems sinnvoll, da hier ein gemeinsamer Taktgeber verwendet wird.

Anwendungen von FPGA-Simulationen sind in der Auslagerung des Interface und in der PWM-basierten Ansteuerung von HUTs zu sehen, da eine direkte Kommunikation mit der Leistungseinheit ohne zusätzliche Totzeiten durch softwareseitige Signalverarbeitung besteht. Des Weiteren können durch ein FPGA hochdynamische Komponenten abgebildet werden.

Kopplung mehrerer Echtzeitsimulatoren

Zur Simulation verschiedener oder komplexer Teilstrukturen lassen sich mehrere gleichberechtigte Echtzeitsimulatoren im Co-Simulationsbetrieb verwenden. Die Kopplung erfolgt über FPGA-Boards der Simulatoren, für die eine räumliche Nähe notwendig ist. Ähnliche Problemstellungen wie bei der Entkopplung treten auf, es sind größere Totzeiten zu erwarten. Auch bei der Kopplung mehrerer Echtzeitsimulationen können innerhalb eines Echtzeitsystems Teilaufgaben auf ein FPGA ausgelagert werden.

3.4 Hardwareinterface, Algorithmen und Stabilität

Die Zielsetzung beim Betrieb von Power-Hardware-in-the-Loop-Systemen ist die Untersuchung gegenseitiger Wechselwirkungen zwischen realen Komponenten und der simulierten Umgebung. Neben der Echtzeitsimulation ist entsprechend die

Anbindung der Komponenten ein elementarer Bestandteil beim Aufbau von PHIL-Umgebungen. Durch die Rückführung des HUT-Verhaltens in die Simulationsumgebung (siehe Abb. 3.5) entsteht ein geschlossener Regelkreis, an den systeminhärent große Anforderungen hinsichtlich der Stabilität bestehen.

Bei der Gestaltung des Interface wird softwareseitig typischerweise auf einen der in der Literatur vorgestellten gängigen Rückkopplungsalgorithmen (engl. *interface algorithm*, IA) zurückgegriffen. Da nicht immer eindeutig auf einzelne Autoren zurückführbar, sei [71] als eine frühe Veröffentlichung zu der Thematik angeführt. Neben der Wahl eines geeigneten Algorithmus ist dessen Anpassung an das jeweilige Szenario sowie die Implementierung einer potentiell notwendigen Dämpfung des Systems von großer Bedeutung. Dabei müssen bestehende Totzeiten und vorhandene Übertragungsstrecken sowie das verwendete Verstärkersystem und eingesetzte Messwandler berücksichtigt werden.

Das Ziel ist, bei der Rückkopplung des Hardwareverhaltens eine möglichst große Realitätsnähe zu erreichen. Die durch den IA und dämpfende Glieder entstehenden Einschränkungen hinsichtlich Dynamik, Bandbreite und stationärer Genauigkeit sind zu minimieren.

3.4.1 Rückkopplungsalgorithmen und deren Grenzen

Grundlegend unterscheiden sich Rückkopplungsalgorithmen anhand der an den Ausgangsklemmen des Leistungsverstärkers bereitgestellten physikalischen Größen Spannung oder Strom und anhand des in die Simulationsumgebung rückgeführten Messsignals. Zusätzlich werden je nach IA reale und/oder simulierte Impedanzen sowie Filter zur Stabilisierung des Regelkreises eingesetzt. Die Bewertung der Stabilität erfolgt typischerweise mittels des Stabilitätskriteriums von Nyquist, das auf der Open-Loop-Übertragungsfunktion basiert.

In den folgenden Abschnitten werden die gängigsten Methoden zur Signalkopplung beschrieben, deren Stabilitätsbedingungen betrachtet sowie Vor- und Nachteile vergleichend dargelegt. Eine detaillierte Herleitung der Open-Loop-Übertragungsfunktion wird lediglich beispielhaft gegeben und kann einschlägiger Literatur, wie [74, 101, 102], entnommen werden.

Zur Erläuterung der Funktionsweise der IAs sei im Folgenden das in Abb. 3.13 dargestellte System angenommen.¹⁹ Es besteht aus einer idealen Spannungsquelle zur Bereitstellung der Wechselspannung u_Q , einem Netzäquivalent Z_{Netz} sowie einer an dem Netz betriebenen Last Z_{HUT} . Der Schaltkreis wird durch die nachfolgend beschriebenen IAs am markierten PCC aufgetrennt, so dass ein Umgebungsabbild

¹⁹Aufgrund des im realen PHIL-Betrieb zeitabhängigen, jedoch nicht deterministischen Verhaltens von Strom und Spannung erfolgt deren Darstellung konsequenterweise im Zeitbereich. Um die Stabilitätsbetrachtung mittels gängiger Methoden zu ermöglichen, werden von dieser Konvention abweichend und wie in einschlägiger Literatur üblich die für die Stabilität relevanten Komponenten im Frequenzbereich dargestellt. Die Impedanzen Z und Übertragungsfunktionen G sind in dieser Arbeit entsprechend als komplexe Größen zu behandeln

(Quelle und Netzimpedanz) auf der einen Seite und die reale Hardwareimpedanz (HUT) auf der anderen Seite entstehen. Der Rückkopplungsalgorithmus soll die Interoperabilität beider Seiten sicherstellen.

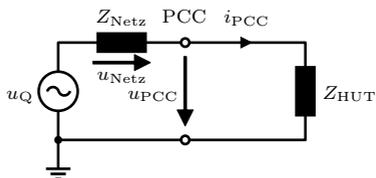


Abb. 3.13: Referenzsystem zum Einsatz von Interfacealgorithmen

3.4.1.1 Ideal Transformer Method

Der naheliegendste und simpelste Rückkopplungsalgorithmus ist die *Ideal Transformer Method* (ITM). Dabei bildet das Interface, wie dem Namen abzuleiten und in Abb. 3.14 dargestellt ist, das Übertragungsverhalten eines idealen Transformators nach. Je nach Systemauslegung wird zwischen der spannungsgeführten ITM (Abb. 3.14a) und der stromgeführten ITM (Abb. 3.14b) unterschieden.

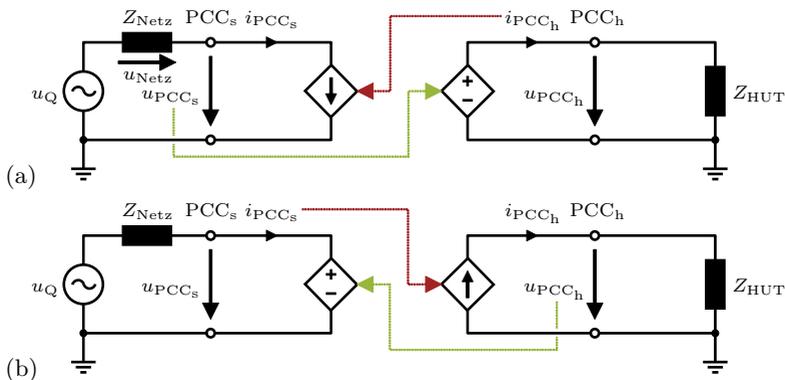


Abb. 3.14: Prinzipschaltbild der Ideal Transformer Method; (a) spannungsgeführt, (b) stromgeführt

Spannungsgeführte ITM

Bei der spannungsgeführten ITM erfolgt zu jedem Zeitschritt t_n , mit $n \in \mathbb{N}_0$, die Ausgabe der für den simulativen Anschlusspunkt PCC_s berechneten Spannung u_{PCC_s} . Diese Spannung wird der realen Last Z_{HUT} an den Ausgangsklemmen

des Leistungsverstärkers PCC_h als u_{PCC_h} zur Verfügung gestellt. Der sich durch die HUT einstellende Strom i_{PCC_h} wird messtechnisch erfasst und in die Simulation rückgeführt. Die Einspeisung am simulierten Anschlussknoten erfolgt durch eine ideale Stromquelle zum Zeitschritt t_{n+k} , wobei $k \in \mathbb{N}$ und abhängig von den Totzeiten des Systems. Mit dem in der Simulation eingprägten Strom i_{PCC_s} stellt sich eine veränderte Spannung u_{PCC_s} ein, der Kreislauf beginnt von vorne. Das Blockschaltbild dieser in Abb. 3.14a idealisiert dargestellten ITM ist, ohne die explizite Ausweisung vorhandener Totzeiten, in Abb. 3.15 gegeben.²⁰

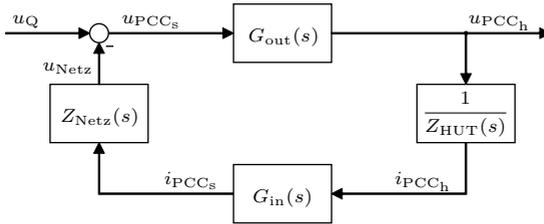


Abb. 3.15: Blockschaltbild der Ideal Transformer Method ohne Totzeiten

Aus dem Regelkreis nach Abb. 3.15 ergibt sich entsprechend [102] die für die Stabilitätsbetrachtung mittels Nyquist-Kriterium benötigte Open-Loop-Übertragungsfunktion zu

$$G_{OL,UITM} = \underbrace{G_{out}}_{\approx 1} \cdot \underbrace{G_{in}}_{\approx 1} \cdot \frac{Z_{Netz}}{Z_{HUT}} \cdot e^{-sT_T} , \quad (3.5)$$

mit den Übertragungstrecken der Signalausgabe G_{out} und der Messwerterfassung G_{in} sowie der simulierten Impedanz Z_{Netz} und der die HUT repräsentierenden Impedanz Z_{HUT} . Die nicht dargestellten, jedoch im System vorhandenen Totzeiten sind durch das Totzeitglied e^{-sT_T} zusammengefasst²¹.

Werden ein bis auf Totzeiten ideales Übertragungsverhalten der Strecken ($G_{out} \approx G_{in} \approx 1$) sowie reelle Impedanzen angenommen, so ergibt sich nach dem speziellen Nyquistkriterium die Stabilitätsbedingung

$$|G_{OL,UITM}| = \frac{Z_{Netz}}{Z_{HUT}} \stackrel{!}{<} 1 . \quad (3.6)$$

In diesem reellen Fall sorgt das Totzeitglied e^{-sT_T} lediglich für eine Drehung um den Ursprung, so dass die Stabilität nicht beeinträchtigt wird.

²⁰Eine detaillierte Betrachtung des zeitlichen Ablaufs und der im System gegebenen Totzeiten erfolgt in Abschnitt 3.4.3

²¹Wie bei der Beschreibung des Ablaufs bereits angeführt gilt für reale PHIL-Systeme aufgrund der diskreten Taktung der Echtzeitsimulation $T_T = k \cdot T_{SS}$, mit der durch einen Simulationsschritt entstehenden Totzeit T_{SS} und $k \in \mathbb{N}$

Die für verschiedene Lastimpedanzen und verschiedene Totzeiten $k \cdot T_{SS}$ eines realen Systems aus Gl. (3.5) resultierenden Nyquistdiagramme sind in Abb. 3.16 für $f = 0 \dots 10$ kHz aufbereitet, wobei $T_{SS} = 50 \mu\text{s}$ ²² und $k \in \{1, 2, 3, 4\}$ ²³. Die Impedanzen Z_{HUT} sind so gewählt, dass sich bei Nennspannung $U_n = 230$ V und Nennfrequenz $f_n = 50$ Hz die jeweilige Scheinleistung $S \in \{2, 4, 6, 8\}$ kVA mit einem $\cos \varphi_{HUT}$ von 1 (ohmsch, Abb. 3.16a), $0,9_{\text{ind}}$ (ohmsch-induktiv, Abb. 3.16b) und $0,9_{\text{kap}}$ (ohmsch-kapazitiv, Abb. 3.16c) einstellt. Ferner ist die Netzimpedanz in Abb. 3.16a rein reell, sonst ohmsch-induktiv definiert. Es wurden serielle Ersatzschaltbilder verwendet.

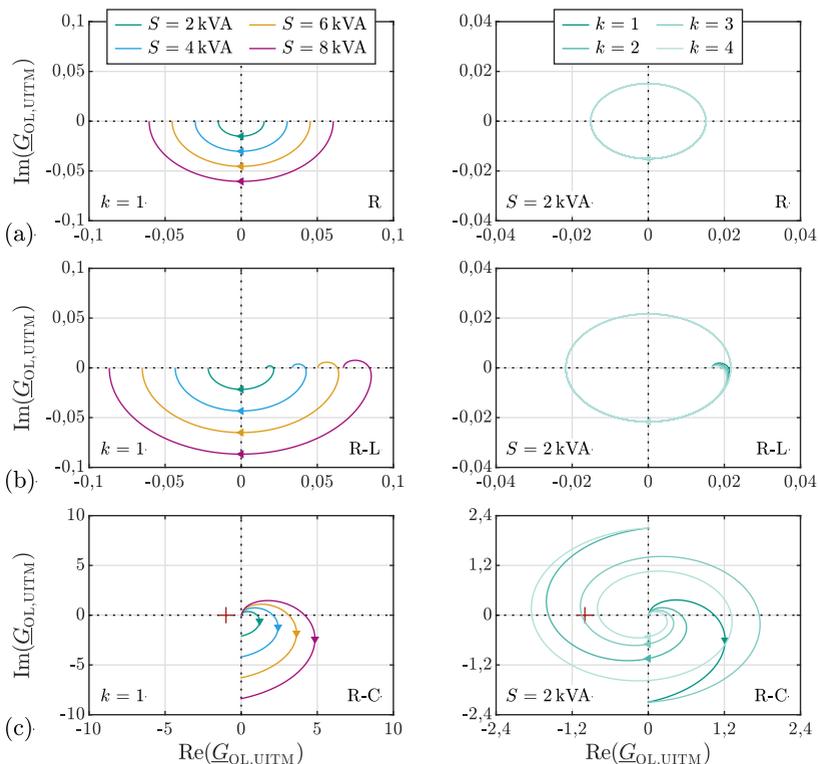


Abb. 3.16: Nyquist-Diagramme der spannungsgeführten ITM, mit $R_{\text{Netz}} = 0,4 \Omega$, $L_{\text{Netz}} = 0,796$ mH, $Z_{HUT} = \frac{U_n^2}{S}$, $U_n = 230$ V, $T_{SS} = 50 \mu\text{s}$, Totzeit $k \cdot T_{SS}$; (a) $\cos \varphi_{HUT} = 1$, (b) $\cos \varphi_{HUT} = 0,9_{\text{ind}}$, (c) $\cos \varphi_{HUT} = 0,9_{\text{kap}}$

²²Entsprechend üblicher Simulationsschrittweiten

²³Entsprechend üblicher im System vorhandener Totzeiten, siehe Abschnitt 3.4.3

Aus Abb. 3.16a wird die bei entsprechenden Impedanzverhältnissen hohe Stabilität der ITM ersichtlich. Verschiedene Totzeiten sorgen hier lediglich für ein schnelleres Durchlaufen des Kreises mit dem Radius $\frac{Z_{\text{Netz}}}{Z_{\text{HUT}}}$. Das sich bei ohmsch-induktiver Belastung ergebende Nyquist-Diagramm in Abb. 3.16b zeigt erwartungsgemäß ein ähnliches Stabilitätsverhalten. Hingegen wird anhand des in Abb. 3.16c dargestellten Verlaufes bei ohmsch-kapazitiver Belastung deutlich, dass selbst mit kleinen Totzeiten und gegenüber der Netzimpedanz großen ohmschen Anteilen der Lastimpedanz der rot dargestellte kritische Punkt bei $(-1, 0)$ links umlaufen wird und die ITM ein instabiles Verhalten zeigt.

Eine gängige Variante zur Stabilisierung der ITM ist der Einsatz von softwareseitigen Filtern im Rückpfad des gemessenen Stromes (engl. *feedback current filter*, FCF). Die Ergebnisse mit entsprechend eingesetzten Butterworth-Tiefpassfiltern erster Ordnung mit den Grenzfrequenzen $f_c = \{1, 5\}$ kHz sind in Abb. 3.17 dargestellt. Es wird ersichtlich, dass die Tiefpassfilterung im gegebenen Fall hinsichtlich der Stabilität zum gewünschten Ergebnis führt und das System ausreichend dämpft.

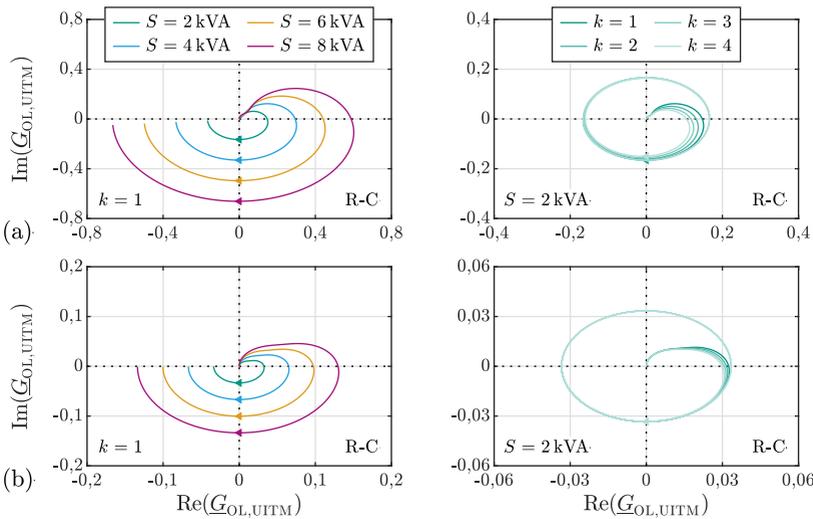


Abb. 3.17: Nyquist-Diagramme der spannungsgeführten ITM mit FCF, mit $R_{\text{Netz}} = 0,4 \Omega$, $L_{\text{Netz}} = 0,796 \text{ mH}$, $Z_{\text{HUT}} = \frac{U_n^2}{S}$, $U_n = 230 \text{ V}$, $T_{\text{SS}} = 50 \mu\text{s}$, Totzeit $k \cdot T_{\text{SS}}$, $\cos \varphi_{\text{HUT}} = 0,9_{\text{kap}}$; (a) $f_c = 5 \text{ kHz}$, (b) $f_c = 1 \text{ kHz}$

Die Genauigkeit des Algorithmus wird maßgeblich durch die iterative Annäherung bestimmt, deren Zykluszeit von der Simulationsschrittweite und den Totzeiten abhängig ist. Bei ausreichend großer Stabilitätsreserve kann somit eine schnelle Annäherung und damit eine sehr hohe Genauigkeit erzielt werden.

Stromgeführte ITM

Der funktionale Ablauf der stromgeführten ITM nach Abb. 3.14b entspricht grundsätzlich dem der spannungsgeführten ITM. Jedoch wird hier im realen System der am simulierten Anschlussknoten abgegriffene Strom durch die Leistungseinheit eingepreßt; die sich einstellende Spannung wird in die Simulationsumgebung rückgeführt. Damit ergibt sich die Open-Loop-Übertragungsfunktion zu

$$G_{OL,ITM} = \underbrace{G_{out}}_{\approx 1} \cdot \underbrace{G_{in}}_{\approx 1} \cdot \frac{Z_{HUT}}{Z_{Netz}} \cdot e^{-sT_T} . \quad (3.7)$$

Beim Vergleich mit der Übertragungsfunktion der spannungsgeführten ITM (siehe Gl. (3.5)) zeigt sich eine Inversion des Verhältnisses von Netzimpedanz und Impedanz der HUT. In der Folge gilt auch für die Stabilität des Algorithmus ein inverses Verhalten. Die Genauigkeit ist entsprechend bei einer ausreichenden Stabilitätsreserve als sehr gut zu bewerten.

3.4.1.2 Partial Circuit Duplication

Die in Abb. 3.18 dargestellte *Partial Circuit Duplication* (PCD) ähnelt den in der Berechnung großer Stromkreise üblicherweise eingesetzten *Splitting-Verfahren*. Das Originalsystem wird in Teilsysteme zerlegt und der wahre Systemzustand iterativ angenähert. Dabei ist für die Funktionalität des Algorithmus sowohl softwareseitig als auch hardwareseitig eine zusätzliche, der Methode ihren Namen gebende Impedanz Z_{sh} notwendig [102].

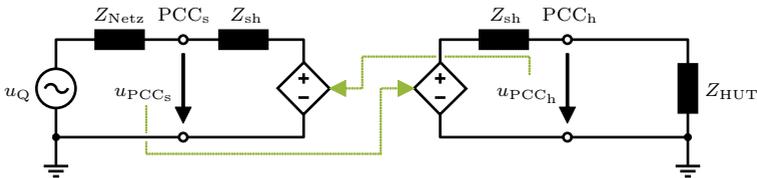


Abb. 3.18: Prinzipschaltbild der Partial Circuit Duplication

Die Open-Loop-Übertragungsfunktion ergibt sich zu

$$G_{OL,PCD} = \underbrace{G_{out}}_{\approx 1} \cdot \underbrace{G_{in}}_{\approx 1} \cdot \frac{Z_{Netz} Z_{HUT}}{(Z_{Netz} + Z_{sh})(Z_{HUT} + Z_{sh})} \cdot e^{-sT_T} , \quad (3.8)$$

wobei e^{-sT_T} die Totzeiten abbildet [102]. Mit der erneuten Annahme idealer Strecken und für reelle Impedanzen $Z > 0$ ergibt sich

$$G_{OL,PCD} = \frac{Z_{HUT} Z_{Netz}}{(Z_{Netz} Z_{HUT} + Z_{Netz} Z_{sh} + Z_{HUT} Z_{sh} + Z_{sh}^2)} < 1 , \quad (3.9)$$

woraus ein für alle Impedanzverhältnisse stabiles Übertragungsverhalten ersichtlich wird. In der Realität gilt diese Stabilität insbesondere für kleine Impedanzen Z_{sh} und fehlerbehaftete Strecken nur bedingt.

Die Genauigkeit der PCD ist aufgrund der potentiell langsamen iterativen Annäherung an das Ergebnis sowie für größer werdende Impedanzen Z_{sh} und der daraus folgenden Beeinflussung des realen Systems eingeschränkt. Insbesondere ist bei der Wahl der zusätzlichen Impedanz ein Kompromiss zwischen Stabilität und Genauigkeit einzugehen. Dagegen verspricht die Methode gute Ergebnisse bei einer ohnehin im realen System vorhandenen, bekannten, abgreifbaren und hinreichend großen Impedanz Z_{sh} von Transformatoren, langen Anschlussleitungen oder ähnlichem.

3.4.1.3 Damping Impedance Method

Bei der *Damping Impedance Method* (DIM) wird zwischen idealen Quellen zur gleichzeitigen Rückführung von Strom und Spannung eine dämpfende Impedanz Z^* eingeführt. Mit den ferner entsprechend Abb. 3.19 implementierten Impedanzen Z_{sh} ist sie eine Mischung aus ITM ($Z^* \rightarrow \infty$) und PCD ($Z^* \rightarrow 0$).

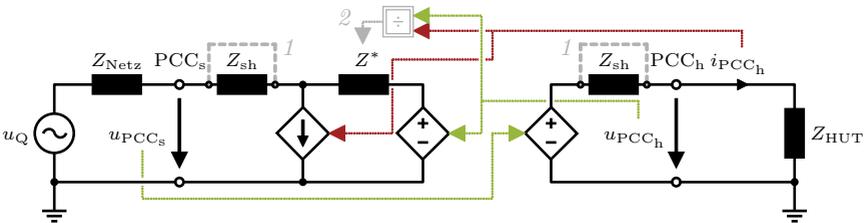


Abb. 3.19: Prinzipschaltbild der Damping Impedance Method, mit Vernachlässigung Z_{sh} (1) und als Modified DIM (2)

Für den offenen Regelkreis gilt nach [101] mit den kumulierten Totzeiten T_T

$$G_{OL,DIM} = \underbrace{G_{out}}_{\approx 1} \cdot \underbrace{G_{in}}_{\approx 1} \cdot \frac{Z_{Netz}(Z_{HUT} - Z^*)}{(Z_{HUT} + Z_{sh})(Z_{Netz} + Z_{sh} + Z^*)} \cdot e^{-sT_T} . \quad (3.10)$$

Bei der Betrachtung der Stabilitätsbedingung $|G_{OL,DIM}| < 1$ ergibt sich ausgehend von Gl. (3.10), dass die DIM für eine perfekte Impedanzanpassung $Z^* = Z_{HUT}$ absolut stabil ist. Während dies eine genaue Kenntnis des realen Systems voraussetzt und damit PHIL-Simulationen obsolet machen würde, wird beim Vergleich mit Gl. (3.5) und Gl. (3.8) ersichtlich, dass auch für abweichende Impedanzen Z^* eine hohe Stabilität und Genauigkeit gegeben ist [102].

Weiterhin in der Literatur aufgegriffen ist die Implementierung ohne die Impedanzen Z_{sh} (Abb. 3.19, 1). Daraus resultiert eine potentiell erhöhte Genauigkeit, die Stabilität wird verringert.

Bei der abgewandelten *Modified Damping Impedance Method* (MDIM) wird mittels der rückgeführten Messsignale eine stetige Anpassung der Dämpfungsimpedanz Z^* vorgenommen (Abb. 3.19, 2). In Abhängigkeit von der Güte der verwendeten Methode zur Gewinnung der momentanen Impedanz können hierbei sehr gute Ergebnisse erzielt werden, allerdings sind infolge der Impedanzschätzung Einschränkungen der Dynamik zu erwarten. Für nicht-lineare oder aktive HUTs hingegen gestaltet sich die Schätzung der Impedanz als nahezu unmöglich, so dass zusätzliche instabile Momente in das System gebracht werden können. Eine nähere Betrachtung sowie beispielhafte Implementierungen sind in [96] gegeben.

3.4.1.4 Transmission Line Model

Das *Transmission Line Model* (TLM) ist eine Abwandlung der PCD. Es basiert, ähnlich der Entkopplung von großen Netzmodellen, auf dem Bergeron-Leitungsmodell zur Abbildung langer Leitungen mit relevanter Ausbreitungsgeschwindigkeit (siehe auch Abschnitt 3.3.3.1). Die Kopplung zwischen Simulation und HUT mittels serieller Induktivität L oder paralleler Kapazität C wird dabei als eine entsprechende Übertragungsleitung angenommen, die auf beiden Seiten durch ein reelles Thevenin-Äquivalent abgebildet wird. Es ergibt sich das Prinzipschaltbild nach Abb. 3.18, wobei $Z_{\text{sh}} = R_{\text{sh}}$. Der koppelnde Widerstand berechnet sich nach [102] mit der akkumulierten Totzeit des Interface T_T zu

$$R_{\text{sh}} = \frac{L}{T_T} \quad \text{oder} \quad R_{\text{sh}} = \frac{T_T}{C} . \quad (3.11)$$

Aus der Open-Loop-Übertragungsfunktion

$$G_{\text{OL,TLM}} = \underbrace{G_{\text{out}}}_{\approx 1} \cdot \underbrace{G_{\text{in}}}_{\approx 1} \cdot \frac{Z_{\text{Netz}} - R_{\text{sh}}}{Z_{\text{Netz}} + R_{\text{sh}}} \cdot \frac{Z_{\text{HUT}} - R_{\text{sh}}}{Z_{\text{HUT}} + R_{\text{sh}}} \cdot e^{-2sT_T} \quad (3.12)$$

wird ersichtlich, dass $|G_{\text{OL,TLM}}| < 1$. Das TLM ist somit für Impedanzen mit $\text{Re}(Z) > 0$, unabhängig von auftretenden Totzeiten, stets stabil [101]. Wie auch bei der PCD ist die Implementierung jedoch mit einem hohen fallspezifischen Anpassungsaufwand verbunden. Weiterhin ist das Interface lediglich für Testfälle mit hinreichend langen Leitungen genau. Für elektrisch kurze Leitungen wird die Realitätsnähe stark beeinträchtigt (siehe auch Abschnitt 3.3.3.1).

Ein entsprechendes Verhalten gilt für die alternative Realisierung des Interface mittels Norton-Äquivalenten, die die in Abb. 3.18 dargestellten Thevenin-Äquivalente ersetzen.

3.4.1.5 Time-variant First-order Approximation

Die *Time-variant First-order Approximation* (TFA) baut grundsätzlich auf der spannungsgeführten ITM auf (siehe Abb. 3.14a). Im Gegensatz zur ITM wird durch die ideale Stromquelle jedoch nicht der im realen System gemessene Strom eingespeist. Vielmehr wird der sich infolge einer zum Zeitpunkt t_k ausgegebenen Spannung $u_{\text{PCC}_s}(t_k)$ einstellende Strom $i_{\text{PCC}_s}(t_k)$, basierend auf einer Annäherungsfunktion erster Ordnung, geschätzt [102].

Mit der Annahme einer ohmsch-induktiven Last und der Darstellung der zugehörigen Differentialgleichung durch die Trapezregel ergibt sich der Strom zu einem Zeitpunkt k zu

$$i_{\text{PCC}_s}(t_k) \approx \alpha(k) \cdot u_{\text{PCC}_s}(t_k) + \beta(k) \cdot i_{\text{PCC}_s}(t_{k-1}) . \quad (3.13)$$

Die Parameter $\alpha(k)$ und $\beta(k)$ werden, basierend auf einer linearen Approximation, aus den vergangenen Messwerten zu

$$\begin{bmatrix} \alpha(k) \\ \beta(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{\text{PCC}_h}(k-1) & i_{\text{PCC}_h}(k-2) \\ u_{\text{PCC}_h}(k-2) & i_{\text{PCC}_h}(k-3) \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{\text{PCC}_h}(k-1) \\ i_{\text{PCC}_h}(k-2) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

bestimmt.

Mit der Abbildung der berechneten äquivalenten Impedanz Z_{HUT} durch eine Padé-Approximation erster Ordnung entsprechend

$$Z_{\text{HUT}}(k) = \frac{1 - \beta(k)e^{-sT_T}}{\alpha(k)e^{-sT_T}} = \frac{R(k) + sL(k)}{1 - \frac{sT_T}{2}} \quad (3.15)$$

gibt der Autor von [101] die Open-Loop-Übertragungsfunktion zu

$$G_{\text{OL,TFA}} = \underbrace{G_{\text{out}}}_{\approx 1} \cdot \underbrace{G_{\text{in}}}_{\approx 1} \cdot \frac{Z_{\text{Netz}}}{R + sL} \cdot \left(1 - \frac{sT_T}{2}\right) \quad (3.16)$$

an. Beim Vergleich mit der Übertragungsfunktion der ITM in Gl. (3.5) ist eine geringere Stabilität, insbesondere mit zunehmenden Frequenzen, festzustellen [101]. Weiterhin besteht die Herausforderung einer mitunter nahezu singulären Matrix in Gl. (3.14). Aufgrund der Annäherung erster Ordnung ist die Genauigkeit für nicht-lineare Lasten als sehr schlecht zu bewerten.

Für die Annäherung ohmsch-kapazitiver Lasten kann entsprechend der dargestellten Herleitung vorgegangen werden.

3.4.1.6 Vergleichende Gegenüberstellung von Interfacealgorithmen

Die vorgestellten Interfacealgorithmen haben verschiedene Vor- und Nachteile, so dass die Wahl des optimalen IA von der jeweiligen Test- und Systemkonfiguration

abhängig ist. Analysen und Vergleiche werden in unterschiedlicher Detailtiefe und mit unterschiedlichem Fokus in Arbeiten wie [17, 41, 74, 101, 102] durchgeführt. Eine knappe Übersicht sowie eine Bewertung der jeweiligen Methoden entsprechend den in der vorliegenden Arbeit spezifizierten Merkmalen ist in Tab. 3.4 gegeben. Die Einordnung erfolgt den anderen angeführten Algorithmen gegenüber relativ, von vergleichsweise schlecht (●) bis vergleichsweise gut (●●●●●).

Tab. 3.4: IAs im Vergleich, aufbauend auf [17, 41, 74, 101, 102]

IA	Genauigkeit	Stabilität	Dynamik	Bandbreite	Spektrum*
	Besonderheiten, Einschränkungen				
ITM	●●●●●	●●	●●●●●	●●●●●	●●
	Harte Abhängigkeit vom Verhältnis von Z_{HUT} und Z_{Netz}				
FITM [†]	●●●●	●●●●	●●●●	●●●	●●●●●
	Filter erhöht Stabilität, dämpft und begrenzt System				
PCD	●	●●●●	●●	●●●	●●●●
	Verbesserung, falls große nutzbare Impedanz Z_{sh} in realem System				
DIM	●●●●	●●●	●●	●●	●●
	Impedanzen Z_{sh} erhöhen Stabilität zu Lasten der Genauigkeit				
MDIM	●●●●●	●●●●●	●	●●	●●●
	Aufwendige, adaptive Schätzung Z^* zur Laufzeit erhöht Stabilität				
TLM	●●●	●●●●	●●●	●●●	●
	Nur für elektrisch langen Hardwareanschluss, sonst schlechte Genauigkeit				
TFA	●●●●	●	●	●	●●
	Lineare Lasten, da prädiktiver Schätzer mit Annäherung erster Ordnung				

*Variabilität des IA hinsichtlich unterschiedlicher HUTs und deren Betriebsverhalten

[†]ITM mit FCF: TP-Filter im Rückpfad des Messsignals

Aus Tab. 3.4 wird ersichtlich, dass es keinen vollumfänglich einsetzbaren Rückkopplungsalgorithmus gibt, der für alle Betriebsmittel bei optimaler Bandbreite und Dynamik stets einen stabilen PHIL-Betrieb ermöglicht. Realisierte PHIL-Experimente gründen auf jeweils abgestimmten Algorithmen und sind oft lediglich für das spezifische Experiment oder unter den jeweils gegebenen Einschränkungen stabil. Insbesondere bei nichtlinearen Lasten bestehen besonders hohe Anforderungen an den IA, auf Schätzungen der Lastimpedanz basierende Methoden sind hier nicht sinnvoll anwendbar.

Zur allgemeinen Stabilisierung von IAs gibt es verschiedene Ansätze, die den in Abschnitt 3.3 beschriebenen Methoden zur Optimierung von Echtzeitsimulationen ähneln. So untersuchen beispielsweise die Autoren von [128] den Einsatz hard- oder softwareseitiger Filter, den Einsatz von Echtzeitsystemen mit unterschiedlich

taktenden Subsystemen oder die Nutzung schneller und spezialisierter Simulationssysteme wie FPGAs. Eine Erläuterung und Diskussion des in der vorliegenden Arbeit realisierten PHIL-Interface erfolgt in Abschnitt 5.2.

3.4.2 Leistungselektronik und Messwandler

Die im vorherigen Abschnitt 3.4.1 angeführten Übertragungsfunktionen der Interfacealgorithmen basieren auf der Annahme eines idealen Verhaltens der für die Kopplung verwendeten Leistungselektronik sowie des Messsystems. Bei realen PHIL-Systemen hingegen müssen nicht nur deren Totzeiten und das meist vorhandene Tiefpassverhalten berücksichtigt werden, sondern auch die Genauigkeit sowie der topologiebedingte Eintrag von Oberschwingungen und Rauschen.

3.4.2.1 Verstärkertopologien zur HUT-Ankopplung

Der eingesetzte Leistungsverstärker (engl. *power amplifier*, PA) nimmt eine maßgebliche Rolle im PHIL-System ein. Insbesondere begrenzt dessen Bandbreite die maximal abbildbare Frequenz f_{\max} des Gesamtaufbaus.²⁴ Es besteht die Anforderung eines möglichst linearen Übertragungsverhaltens von $|G_{PA}| \approx 1$ bei gleichzeitig geringem Phasenversatz über den gesamten zu betrachtenden Frequenzbereich. Entsprechend ihrer verschiedenen Topologien erfolgt eine grundsätzliche Differenzierung zwischen Linearverstärkern (LA) und Schaltverstärkern (SA):

- **Linearverstärker** Klasse-A/B/AB-Verstärker basieren auf im linearen Bereich betriebenen Leistungshalbleitern. Ihre gute signaltechnische Performanz geht zu Lasten der Verluste und Rückspeisefähigkeit [94]. Auch ist ohne zusätzliche Komponenten keine vollständige Aufnahme der Bemessungsleistung und damit kein vollständiger Vierquadrantenbetrieb möglich.
- **Schaltverstärker** Klasse-D-Verstärker kombinieren lineare und nichtlineare Methoden, wie eine PWM-basierte Ansteuerung und Tiefpassfilterung. Ausgangsseitig finden hardwarebasierte Tiefpassfilter zur Reduktion hochfrequenter Störanteile Anwendung [94]. Es lassen sich gegenüber Linearverstärkern deutlich größere Leistungen bei voller Rückspeisefähigkeit realisieren, die Signalqualität sowie der erreichbare Scheitelfaktor hingegen sind niedriger.

Tabelle 3.5 führt die wichtigsten Bewertungskriterien von Leistungsverstärkern an [49, 75, 94], wobei jeweils die Topologie mit der vorteilhafteren Performanz markiert ist. Dabei sei erwähnt, dass die Einschränkung eines ausschließlich spannungsgeführten Betriebs für Linearverstärker der aktuellen Generation nicht mehr besteht [114].

²⁴Zur Erhaltung der Realitätsnähe gibt [95] die maximal abbildbare Frequenz in Abhängigkeit der Grenzfrequenz des PA mit $f_{\max} \leq \frac{2}{3} f_c$ bei einer Phasendrehung von 45° an

Tab. 3.5: Vergleich der Performanz von Verstärkertypen, Markierung der vorteilhafteren Topologie (●), nach [49, 75, 94]

	Topologie	Signalqualität	Bandbreite	Dynamik	Scheitelfaktor	Vierquadrantenbetrieb	Erreichbare Leistung	Effizienz	Rückspießefähigkeit	Betriebstemperatur	Gewicht	Baugröße
LA	●	●	●	●								
SA					●	●	●	●	●	●	●	●

Das Übertragungsverhalten beider Verstärkertopologien lässt sich in guter Näherung durch ein Totzeitglied (eingangsseitige Signalverarbeitung) und einen Tiefpass 2. Ordnung (ausgangsseitige Signalbereitstellung) mit

$$G_{PA}(s) \approx \frac{1}{1 + \alpha s + \beta s^2} \cdot e^{-sT_{PA}} \quad (3.17)$$

beschreiben, wobei die Totzeit T_{PA} sowie die Parameter α und β von dem jeweiligen Verstärkermodell und dessen Bandbreite abhängen [75]. Wie in Tab. 3.5 angedeutet, ist bei Linearverstärkern (Bandbreite: 10...30 kHz, Totzeit: 1,5...30 μ s) ein direkteres Ausgangsverhalten als bei Schaltverstärkern (Bandbreite: 2...10 kHz, Totzeit: 50...200 μ s) zu erwarten.

Anhand von Tab. 3.5 ist festzustellen, dass Schaltverstärker aus wirtschaftlicher Sicht, insbesondere bei großen Anschlussleistungen, Vorteile aufweisen. Zudem kann sich die stärkere Dämpfung des SAs (siehe auch Abschnitt 3.4.3) vorteilhaft auf die Stabilität des Interface auswirken [19]. Linearverstärker hingegen weisen, wie auch typische Bandbreiten und Totzeiten zeigen, im signaltechnischen Bereich eindeutige Vorzüge auf. Auch kann die durch einen SA eingebrachte Dämpfung bei Bedarf durch das FCF (vgl. Abschnitt 3.4.1.1) künstlich und mit geringeren Totzeiten nachgebildet werden. Für das Leistungsinterface von PHIL-Systemen wird die Topologie des Linearverstärkers in der vorliegenden Arbeit deshalb, gerade für Leistungen von bis zu einigen 10 kVA, als besser geeignet bewertet.

3.4.2.2 Anforderungen an Messsysteme

Zur Erfassung des momentanen Zustandes der HUT müssen, in Abhängigkeit des verwendeten IAs (siehe Abschnitt 3.4.1), Ströme und/oder Spannungen mittels Messwandlern erfasst und in die Echtzeitsimulation rückgeführt werden. Neben den Anforderungen einer minimalen Beeinflussung des realen Systems, einer dem Testaufbau angepassten Dimensionierung (Spitzen- und Effektivwerte, Sättigung)

sowie einer ausreichend großen Bandbreite und Dynamik (minimale Totzeit) spielen der Messfehler und die Signalqualität eine elementare Rolle. Besondere Aufmerksamkeit muss auf einen geringen relativen Fehler sowie ein auch im Teillastbereich gutes Signal-Rausch-Verhältnis gelegt werden, um im Closed-Loop-Betrieb Instabilitäten, insbesondere nahe dem Nulldurchgang von Strom und Spannung, zu vermeiden.

Eine nähere Beschreibung der im Rahmen der vorliegenden Arbeit zur Erfassung realer Größen verwendeten Messsysteme erfolgt in Abschnitt 5.1.1.4.

3.4.3 Systeminhärente Totzeiten und Übertragungsverhalten

Für eine realitätsnahe Betrachtung der Stabilität von PHIL-Systemen werden nachfolgend alle aufgrund der digitalen Signalverarbeitung sowie durch physikalische Prozesse bestehenden Totzeiten erfasst. Es sei zur Veranschaulichung erneut ein auf der spannungsgeführten ITM (vgl. Abschnitt 3.4.1.1) aufbauendes PHIL-System betrachtet. Die Komponenten des realen, geschlossenen Regelkreises lassen sich dann wie folgt beschreiben:

- **Kommunikation CPU/FPGA** Ähnlich den Abläufen bei der Entkopplung oder Co-Simulation (vgl. Abschnitt 3.3) entsteht beim verwendeten Softwarepaket HYPERSIM durch die Kommunikationsabläufe eine Totzeit in Höhe eines Simulationszeitschrittes.²⁵ Diese Totzeit wird hier hälftig auf Signalaus- und -ingang aufgeteilt, so dass $2 \cdot T_D = T_{SS}$. Betragsmäßig ist die Übertragung näherungsweise ideal und somit $G_D(s) \approx e^{-sT_D}$.
- **D/A- und A/D-Wandler** Die Signalwandlung ist mit einer Totzeit in Höhe von einigen wenigen μs behaftet. Ihr Übertragungsverhalten kann darüber hinaus näherungsweise als ideal betrachtet werden, woraus $G_{DA}(s) \approx e^{-sT_{DA}}$ sowie $G_{AD}(s) \approx e^{-sT_{AD}}$ folgt.
- **Leistungsverstärker** Entsprechend Abschnitt 3.4.2.1 ergibt sich für Leistungsverstärker ein Tiefpassverhalten 2. Ordnung mit Totzeit nach Gl. (3.17), wobei $G_{PA}(s) \approx G_{PA,TP}(s) \cdot e^{-sT_{PA}}$.
- **HUT** Das Übertragungsverhalten der HUT wird durch die momentane Impedanz beschrieben. Die Totzeit der physikalischen Reaktion ist aufgrund des Leistungsinterface vernachlässigbar, es ergibt sich $G_{HUT}(s) \approx \frac{1}{Z_{HUT}}$.
- **Messwandler** Totzeit und Betrag der Übertragungsfunktion des Messwandlers sind bei geeigneter Wahl des Messmittels näherungsweise vernachlässigbar und damit $G_W(s) \approx 1$.

²⁵In aktuelleren Implementierungen der Software ist die Kommunikation zwischen CPU und FPGA derart optimiert, dass die Totzeit statt einem Simulationszeitschritt wenige μs beträgt

- Echtzeitsimulation** Die zur Berechnung des nächsten Zustandes des simulierten Systems notwendige Zeit muss als Totzeit berücksichtigt werden. Aufgrund der harten Echtzeitbedingung entspricht die Totzeit der Simulationsschrittweite, es gilt $T_{\text{RTS}} = T_{\text{SS}}$. Für die Übertragungsfunktion gilt $G_{\text{Netz}}(s) \approx Z_{\text{Netz}} \cdot e^{-sT_{\text{RTS}}}$.

Ausgehend von dem in Abb. 3.15 idealisiert dargestellten Blockschaltbild ergibt sich damit der für reale PHIL-Systeme ergänzte Regelkreis in Abb. 3.20.

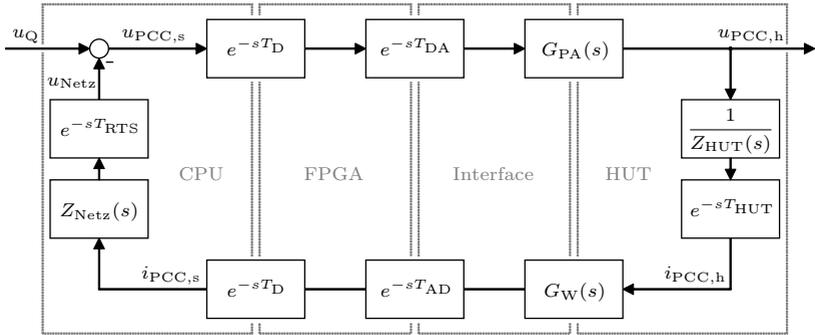


Abb. 3.20: Reales Blockschaltbild der ITM mit Totzeiten

Die reale Closed-Loop-Totzeit T_{CL} ergibt sich mit den getroffenen Annahmen und beispielhaften Kenngrößen des in der vorliegenden Arbeit eingesetzten Echtzeitsimulators (vgl. Abschnitt 5.1.1.2), in Abhängigkeit der gewählten Simulationsschrittweite sowie des Verstärkers, zu

$$\begin{aligned}
 T_{\text{CL}} &= \underbrace{2T_{\text{D}}}_{= T_{\text{SS}}} + \underbrace{T_{\text{DA}}}_{\approx 1 \mu\text{s}} + \underbrace{T_{\text{PA}}}_{\approx 1,5 \dots 200 \mu\text{s}} + \underbrace{T_{\text{HUT}}}_{\approx 0 \mu\text{s}} + \underbrace{T_{\text{W}}}_{\approx 0 \mu\text{s}} + \underbrace{T_{\text{AD}}}_{\approx 2,5 \mu\text{s}} + \underbrace{T_{\text{calc}}}_{= T_{\text{SS}}} \\
 &\approx 2T_{\text{SS}} + T_{\text{PA}} + 3,5 \mu\text{s} .
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Für die sich aufgrund der diskreten Taktung zu $T_{\text{T}} = k \cdot T_{\text{SS}}$ ergebende Gesamtzeit, wobei $k \in \mathbb{N}$, gilt $k = \lceil \frac{T_{\text{CL}}}{T_{\text{SS}}} \rceil$. Ausgehend von Gl. (3.5) ergibt sich, mit dem Regelkreis nach Abb. 3.20 sowie Gl. (3.18), die reale Open-Loop-Übertragungsfunktion zu

$$G_{\text{OL,UITM}} = G_{\text{PA,TP}} \cdot \frac{Z_{\text{Netz}}}{Z_{\text{HUT}}} \cdot e^{-sT_{\text{SS}}} \left(2 + \left\lceil \frac{T_{\text{PA}} + 3,5 \mu\text{s}}{T_{\text{SS}}} \right\rceil \right) . \tag{3.19}$$

Es wird ersichtlich, dass eine minimale Gesamtzeit von $3T_{\text{SS}}$ erreicht werden kann, wofür beim gegebenen System $T_{\text{PA}} < T_{\text{SS}} - 3,5 \mu\text{s}$ gelten muss. Größere Totzeiten des Verstärkers erhöhen die Gesamtzeit. Weiterhin ist der direkte Einfluss des Tiefpassverhaltens des Verstärkers festzustellen.

Kapitel 4

Realitätsnahe Echtzeitmodellierung von NS-Netzen

Ein Ziel der vorliegenden Arbeit ist der Aufbau einer Echtzeitsimulationsumgebung zur detailgetreuen Abbildung realer Niederspannungsnetze. Unter Einbezug der in Kapitel 2 erläuterten technischen Ausgestaltung und der regulatorischen Anforderungen sollen echtzeitfähige Modelle der vorgelagerten Netzebenen, der Betriebsmittel des fokussierten Niederspannungsnetzes und der angeschlossenen Anlagen erstellt werden.

Zur Erreichung einer bestmöglichen Realitätsnähe bei gleichzeitiger Erfüllung der Echtzeitbedingung muss ein geeigneter Kompromiss zwischen Dynamik und Bandbreite, Simulationsschrittweite und Stabilität gefunden werden (siehe Kapitel 3). Dabei wird die Simulationsumgebung so ausgestaltet, dass ein breites Spektrum an Szenarien abgebildet werden kann. Es wird explizit nicht die Optimierung in Richtung einer der konträren Anforderungen, was der Abbildung eines spezifischen Testfalls entspräche, angestrebt.

Aufgrund typischer Simulationsschrittweiten und in Übereinstimmung mit der in DIN EN 50160 [144] maximal betrachteten 40. Harmonischen wird die von den Modellen maximal betrachtete Harmonische zu $H_{\max} = 40$ gewählt. Die maximale Bandbreite der Modelle beträgt für $f_n = 50$ Hz somit $B_{\max} = 2$ kHz.

Im Folgenden werden nach einer kurzen Einführung zur Echtzeitsimulationsumgebung HYPERSIM zunächst die grundlegende Berechnung frequenz- und zeitabhängiger Größen sowie der Aufbau allgemeiner Funktionsblöcke erläutert. Im Anschluss erfolgt eine technische Betrachtung von Niederspannungsnetzen als Teil der Energieversorgungsnetze, wobei Systemgrenzen definiert und Anforderungen an die Simulationsumgebung abgeleitet werden. Die dabei herausgearbeiteten und für eine vollständige Netzsimulation elementaren Komponenten sowie deren Anlagenverhalten werden modelliert und parametrisiert.

4.1 Echtzeitsimulationsumgebung HYPERSIM

Die Realisierung der in diesem Kapitel beschriebenen Modelle erfolgt mithilfe der echtzeitfähigen EMT-Software HYPERSIM des kanadischen Herstellers OPAL-RT TECHNOLOGIES Inc. Zum Verständnis des Modellaufbaus wird nachfolgend eine kurze Einführung in die Grundlagen der Software gegeben. Eine ausführliche Dokumentation der Software ist durch den Hersteller in [93] gegeben.

- **Modellierung** Die Modellierung erfolgt mittels einer grafischen Oberfläche, basierend auf Bauteilbibliotheken des Herstellers.
- **Modelltypen** Grundlegend wird zwischen Modellen des Typs *Control* (mathematische/digitale Funktionalität) sowie des Typs *Network* (physikalische Repräsentation) unterschieden. Die Verbindung von Modellblöcken untereinander erfolgt mittels *Signalen* (Control Blöcke) oder *Bussen* (Network Blöcke), jeweils einzeln oder als Bündel zusammengefasst.
- **Umgebungs Aufbau** Aus einzelnen Bauteilen aufgebaute Modelle können als Funktionsblöcke gekapselt und in Bibliotheken abgelegt werden. Weiterhin ist die direkte Umsetzung von Modellen mittels einer reduzierten Implementierung der Programmiersprache *C* möglich. Dabei wird grundsätzlich zwischen der Modellinitialisierung (Code ohne Rechenzeitbeschränkung) sowie dem zur Laufzeit ausgeführten Code unterschieden, dessen Rechenzeit direkt die minimal mögliche Simulationsschrittweite beeinflusst.
- **Monitoring** Die Beobachtung und Steuerung der Simulation erfolgt über das Software-Paket ScopeView. Momentanwerte von Signalen und Bussen können eventbasiert asynchron ausgelesen und dargestellt werden.
- **I/O Interface** Die Schnittstellen zum FPGA-Board des Echtzeitsimulators und damit zur synchronen Ausgabe von Momentanwerten werden den Ausgangssignalen der Modelle zugewiesen.
- **Simulationsmodi** Die Simulation kann – in Abhängigkeit vom ausführenden System – in Echtzeit oder offline ausgeführt werden.
- **Simulationszeit** Die Simulationszeit wird ausgehend vom Start der Simulation als globale Größe geführt. Sie spielt als Referenzzeitpunkt insbesondere bei der Bestimmung von Phasenwinkeln und Verschiebungsfaktoren sowie beim Erzeugen sinusförmiger Signale eine elementare Rolle.

Sofern nicht anders angegeben, wird für die folgenden Untersuchungen standardmäßig ein Kern des Echtzeitsimulators verwendet; die Simulationsschrittweite wird zu $\Delta t = 50 \mu\text{s}$ gewählt. Eine detaillierte Beschreibung der Systemspezifikation des Echtzeitsimulators ist in Abschnitt 5.1.1.2 gegeben.

4.2 Variable Frequenzen und allgemeine Funktionsblöcke

Die Implementierung variabler Frequenzen im Rahmen von Echtzeitsimulationen macht eine grundlegende Betrachtung der Berechnung zeitabhängiger Größen notwendig. Um eine im Simulationsablauf veränderliche Systemfrequenz zu ermöglichen, wird daher zunächst ein Funktionsblock implementiert, dessen Ausgangssignal als Grundlage für frequenzabhängige Vorgänge genutzt wird.

Weiterhin finden in der vorliegenden Arbeit eine echtzeitfähige Fourieranalyse zur Identifikation harmonischer Signalanteile sowie verschiedene Filter zur Stabilisierung der Simulation Anwendung, die in diesem Abschnitt beschrieben werden.

4.2.1 Realisierung zeitvariabler Frequenzen

Die Abbildung des Momentanwertes eines komplexen harmonischen Signals

$$\underline{g}^h = \underline{g}^h(t) = \hat{g}^h \cdot e^{j(\omega t h + \varphi_g^h)} \quad (4.1)$$

der Ordnung $h \in \mathbb{N}$ erfolgt in der vorliegenden Arbeit zu

$$g^h = g^h(t) = \hat{g}^h \cdot \sin(\omega t h + \varphi_g^h) = \text{Im}(\underline{g}^h) \quad , \quad (4.2)$$

wobei $\omega = 2\pi f$ und $t(k) = t(k-1) + \Delta t$ für jeden Simulationsschritt $k \in \mathbb{N}$ und $t(k=0) = 0$. Entsprechend der Echtzeitbedingung läuft die Simulationszeit t simultan zur Realzeit.

Für die Modellierung der Grundschwingung eines Signals g_f mit $\varphi_{g_f} = 0$ und $\hat{g} = 1$ sei eine veränderliche, von der Simulationszeit abhängige Winkelgeschwindigkeit $\omega(t) = 2\pi f(t)$ angenommen. Ändert sich nun die Frequenz $f(t)$ zum Zeitpunkt t_0^+ , so resultiert daraus eine sprunghafte Änderung des Ausgangssignals, deren Betrag vom jeweiligen Zeitpunkt t_0 abhängt. Solch ein Sprung ist exemplarisch in Abb. 4.1 für

$$f(t) = \begin{cases} 50 \text{ Hz} & , t \leq t_0 \\ 70 \text{ Hz} & , t > t_0 \end{cases} \quad , \quad (4.3)$$

wobei $t_0 = 7,65 \text{ ms}$, dargestellt. Der zeitliche Verlauf des Ausgangssignals ist in Abb. 4.1a gegeben (rot, gestrichelt). Als Referenz abgebildet sind zusätzlich die Wechselspannungen g_{50} mit $f = 50 \text{ Hz}$ (grün) und g_{70} mit $f = 70 \text{ Hz}$ (orange).

Weiterhin dargestellt ist das Produkt aus Winkelgeschwindigkeit und Zeit ωt sowie die Zeit $t \pmod{1/f}$. Es ist ersichtlich, dass die Änderung der Frequenz f nicht nur die gewünschte Änderung der Steigung $\Delta(\omega t)$ nach sich zieht, sondern auch eine sprunghafte Änderung des Betrages von ωt (Abb. 4.1b). Die 2π -Periodizität des Signals g_f ergibt sich ab dem Zeitpunkt t_0 , wie auch die des Signals g_{70} , bei $t \pmod{1/f} = \frac{1}{70} \text{ s}$ (Abb. 4.1c).

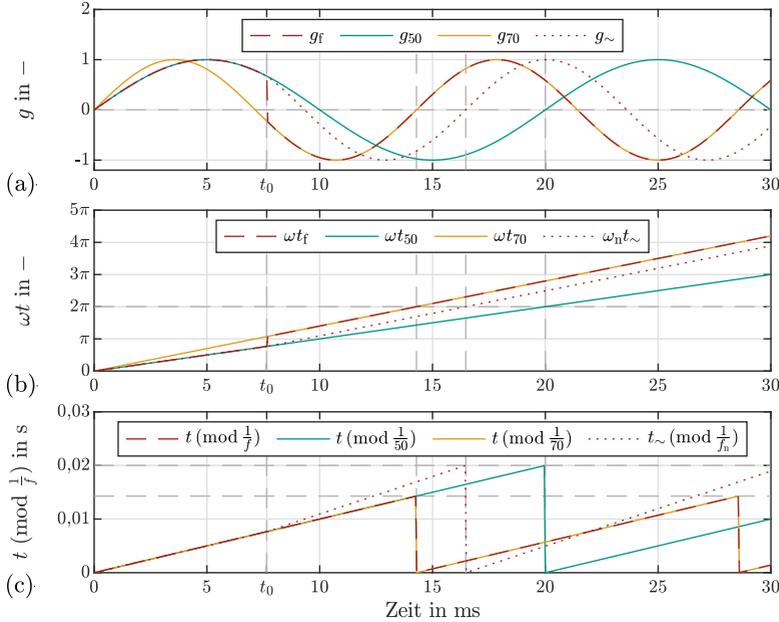


Abb. 4.1: Implementierung zeitvariabler Frequenzen in Echtzeitsimulationsumgebungen; (a) zeitlicher Verlauf des Ausgangssignals, (b) Produkt aus Kreisfrequenz und Zeit ωt und $\omega_n t_{\sim}$, (c) Modulo der Zeiten t und t_{\sim}

Bei den im Rahmen dieser Arbeit erstellten Modellen gilt es, Sprünge sinusförmiger Ausgangsgrößen zu vermeiden. Mathematisch realisierbar wäre hier eine Verschiebung des Phasenwinkels φ_{gf} zum Zeitpunkt t_0^+ , was jedoch eine verhältnismäßig rechenintensive Operation darstellt. Näher betrachtet sei deshalb das Signal

$$g_f(k) = \sin((\omega t)(k)) = \sin((\omega t)(k-1) + \Delta(\omega t)(k)) \quad (4.4)$$

im Simulationsschritt k , dessen Frequenz durch die Steigung $\Delta(\omega t)(k)$ definiert ist. Es wird ersichtlich, dass eine in Abhängigkeit der momentanen Frequenz durchgeführte Änderung der Steigung $\Delta(\omega t)(k)$ die Möglichkeit bietet, frequenzvariable Signale ohne sprunghafte Änderungen des zeitlichen Verlaufes zu realisieren. Zu diesem Zweck wird eine von der momentanen Frequenz $f = f(t)$ abhängige und auf die Nennfrequenz f_n normierte Zeit $t_{\sim}(t, f)$ eingeführt. Sie berechnet sich, basierend auf der Umformung

$$2\pi f(t) \cdot t = 2\pi f_n \cdot \frac{f(t)}{f_n} t = 2\pi f_n \cdot t_{\sim}(t, f) \quad (4.5)$$

und ausgehend vom Simulationsstart mit $t_{\sim}(t = 0, f) = 0$, zu

$$t_{\sim} = t_{\sim}(t, f) = t_{\sim}(t - \Delta t, f) + \Delta t \cdot \frac{f}{f_n} . \quad (4.6)$$

Daraus resultiert eine von der Realzeit entkoppelte Zeit t_{\sim} , die mit ihrer frequenz-abhängigen Schrittweite $\Delta t_{\sim} = \Delta t \cdot \frac{f}{f_n}$ die variable Frequenz repräsentiert. Für die zugehörige Winkelgeschwindigkeit ergibt sich $\omega_n = 2\pi f_n$.

Die zu dem auf dieser Grundlage gebildeten Signal $g_{\sim} = \sin(\omega_n t_{\sim})$ zugehörigen Kurven sind rot gepunktet in Abb. 4.1 dargestellt. Die angestrebte höhere Frequenz wird durch die größere Schrittweite Δt_{\sim} abgebildet (Abb. 4.1c). Damit ergibt sich die gewünschte Änderung der Steigung von $\omega_n t_{\sim}$, die sprunghafte Änderung des Betrages wird vermieden (Abb. 4.1b). Das Ergebnis ist eine direkte, „fließende“ Anpassung an die neue Frequenz (Abb. 4.1a).

Zur Vermeidung großer Zahlenwerte und dem damit verbundenen Rechenaufwand für die Echtzeitsimulationsumgebung wird die feste 2π -Periodizität bei $t_{\sim}(t, f) = \frac{1}{f_n}$ ausgenutzt, es ergibt sich mit Einführung des Modulo-Operators die sägezahnförmige (engl. *sawtooth*) Zeit t_{st} mit Δt_{\sim} entsprechend Gl. (4.6) zu

$$t_{st} = t_{st}(t, f) = (t_{st}(t - \Delta t, f) + \Delta t_{\sim}) \pmod{\frac{1}{f_n}} . \quad (4.7)$$

Für ein allgemeines komplexes Signal \underline{g}^h nach Gl. (4.1) und für dessen Momentanwert nach Gl. (4.2) gilt mit Gl. (4.7) zu einem Zeitpunkt t sowie mit einer zeitabhängigen Frequenz f

$$\underline{g}^h = \underline{g}^h(t, f) = \hat{g}^h \cdot e^{j(\omega_n t_{st} h + \varphi_g^h)} \quad (4.8)$$

und

$$g^h = g^h(t, f) = \hat{g}^h \cdot \sin(\omega_n t_{st} h + \varphi_g^h) . \quad (4.9)$$

Die modelltechnische Implementierung zur Erzeugung der sägezahnförmigen, frequenzabhängigen Zeit t_{st} erfolgt entsprechend Anhang C, Abb. C.1. Das Ausgangssignal t_{st} dient als Eingangsgröße für frequenzabhängige Modellblöcke.

4.2.2 Realisierung einer frequenzvariablen Fourieranalyse

Zur Identifikation der harmonischen Anteile von Signalen wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit in verschiedenen Modellen die Fourieranalyse genutzt. Dabei ist grundsätzlich die eingeschränkte Dynamik zu berücksichtigen, da die mithilfe der Fourieranalyse berechneten Amplituden und Phasenwinkel frühestens nach einer vollen Periode des Eingangssignals exakt sind.

Gängige Implementierungen der Fouriertransformation sind rechenintensiv und nicht auf Eingangssignale mit variablen Frequenzen ausgelegt. Im Folgenden wird

deshalb zunächst eine allgemeine, gleitende Realisierung dargelegt und anschließend für sich dynamisch ändernde Frequenzen erweitert. Für diese Frequenzvariabilität notwendige Annahmen und daraus resultierende Abweichungen sind für die Güte des Modells vernachlässigbar; die im Wesentlichen die Dynamik betreffenden Auswirkungen sind klein gegenüber der grundsätzlichen Trägheit der Fourieranalyse.

Aufbauend auf der Fourierreihenentwicklung in Anhang A, Abschnitt A.3 wird die *Diskrete Fourier-Transformation* (DFT) zur Bestimmung der Amplituden und Phasenwinkel eines zeitdiskreten Signals $g(t, f)$ entsprechend Gl. (4.9) genutzt. Dabei berechnen sich die Fourierkoeffizienten $a_{\text{F}}^h(t)$ und $b_{\text{F}}^h(t)$ zu einem Zeitpunkt t für die letzte Periode $T_K = \frac{1}{f} = K \Delta t$ zu

$$a_{\text{F}}^h(t) = \frac{2}{K} \sum_{i=0}^{K-1} a_{k-i}^h = \frac{2}{K} \sum_{i=0}^{K-1} (g_{k-i} \cdot \cos(\omega_n t_{\text{st},k} h)) \quad (4.10)$$

und

$$b_{\text{F}}^h(t) = \frac{2}{K} \sum_{i=0}^{K-1} b_{k-i}^h = \frac{2}{K} \sum_{i=0}^{K-1} (g_{k-i} \cdot \sin(\omega_n t_{\text{st},k} h)) , \quad (4.11)$$

wobei $g_{k-i} = g(t_{k-i}, f_{k-i})$ und mit dem momentanen Simulationszeitschritt k , $t_k = t_{k-1} + \Delta t$ sowie $(K-1) \in \mathbb{N}$.

Die Implementierung im Rahmen der Echtzeitsimulationsumgebung erfolgt als gleitende DFT. Zur Verringerung des Rechenaufwandes wird durch Addition des aktuellen Wertes und Subtraktion des ältesten Wertes der Periode eine fortlaufende Berechnung realisiert. Weiterhin wird der Faktor $\frac{2}{K}$ auf die Berechnung der Amplitude verlagert, so dass sich, ausgehend von Gl. (4.10) und Gl. (4.11), für einen Zeitpunkt t die Fourierkoeffizienten

$$a_{\text{F}}^h = a_{\text{F}}^h(t) = a_{\text{F}}^h(t - \Delta t) + a_k^h - a_{k-K}^h \quad (4.12)$$

und

$$b_{\text{F}}^h = b_{\text{F}}^h(t) = b_{\text{F}}^h(t - \Delta t) + b_k^h - b_{k-K}^h \quad (4.13)$$

ergeben. Daraus werden die Amplitude $\hat{g}^h(t, f)$ und Phasenlage $\varphi_{\text{g}}^h(t, f)$ der vergangenen Periode zu

$$\hat{g}^h(t, f) = \frac{2}{K} \sqrt{a_{\text{F}}^{h^2} + b_{\text{F}}^{h^2}} \quad (4.14)$$

und

$$\varphi_{\text{g}}^h(t, f) = \arctan2(a_{\text{F}}^h, b_{\text{F}}^h) , \quad (4.15)$$

mit der Funktion $\arctan2$ entsprechend Anhang A, Gl. (A.14), berechnet.

Abbildung 4.2 zeigt beispielhaft die Abtastung eines Signals $g(t, f)$ im Simulationsschritt k zur Bestimmung des Fourierkoeffizienten $a_F^1(t)$. Als Referenz dient der Fall einer Periodendauer, die dem ganzzahligen Vielfachen der Schrittweite Δt entspricht, wobei $f = 50$ Hz und $K = 8$ (Abb. 4.2a).

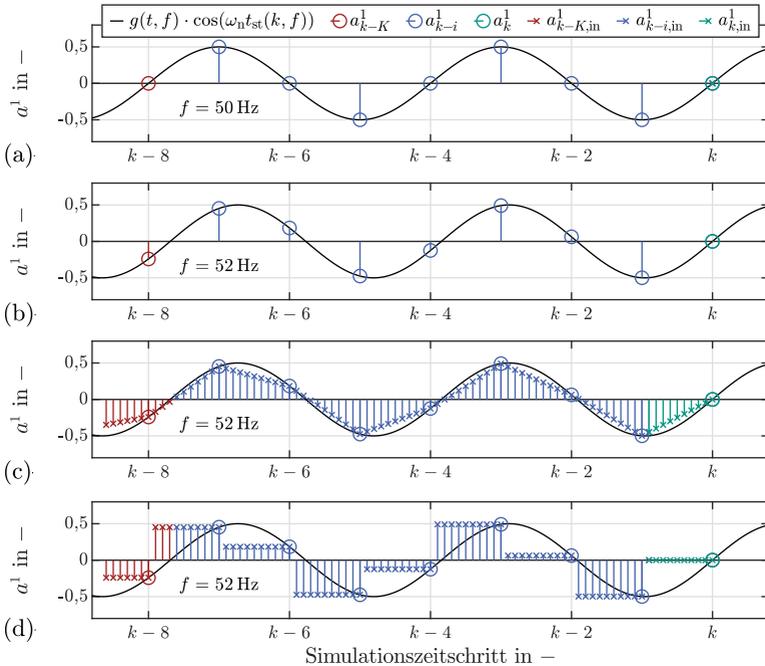


Abb. 4.2: Schematische Darstellung der zeitdiskreten Abtastung einer Sinusschwingung zur Bestimmung des Fourierkoeffizienten $a_F^1(t)$, mit $\Delta t = 2,5$ ms; (a) $f = 50$ Hz, (b) $f = 52$ Hz, (c) $f = 52$ Hz mit linearer Interpolation, (d) $f = 52$ Hz mit stufenförmiger Interpolation

Für eine Frequenz von $f = 52$ Hz und bei gleichbleibender Abtastrate ist ersichtlich, dass die Periodendauer kein ganzzahliges Vielfaches der Schrittweite mehr beträgt (Abb. 4.2b). In der Folge schwanken die aus der DFT resultierenden Amplituden und Phasenwinkel sinusförmig mit der Signalfrequenz f , eine exakte Signalidentifikation ist nicht mehr möglich.

Zur Reduktion dieser Schwankungen wird, wie in Abb. 4.2c dargestellt, durch lineare Interpolation zwischen zwei Abtastwerten ein digitales *Upsampling* vorgenommen. Mit einem hinreichend großen Faktor S wird die Abtastrate eines Signals mit einer beliebigen Signalperiode $T_L = f^{-1} = L\Delta t$, wobei $L \in \mathbb{R}^+$, kalkulatorisch erhöht,

so dass $T_L = l \frac{\Delta t}{S}$ und $l \in \mathbb{N}$. Zur Reduktion der durch das Upsampling entstehenden zusätzlichen Berechnungszeit wird eine gegenüber der Signalperiode T_L hinreichend kleine Abtastzeit Δt angenommen, so dass $\Delta a_{k-i}^h \approx \Delta a_{k-i-1}^h$, wobei $\Delta a_{k-i}^h = a_{k-i}^h - a_{k-i-1}^h$, folgt. Unter Berücksichtigung der Periodizität des abgetasteten Signals sowie unter Vernachlässigung der Verzögerung $\frac{\Delta t}{2}$ ergibt sich eine Stufenform entsprechend Abb. 4.2d. Bei der Berechnung der Fourierkoeffizienten fließen somit die tatsächlich abgetasteten Werte S -fach ein, lediglich der älteste Wert der Periode wird davon abweichend berücksichtigt. Diese stufenförmige Vereinfachung ermöglicht wiederum die Division durch den Faktor S . So reduziert sich der durch das Upsampling entstehende Berechnungsaufwand letztlich auf die anteilmäßige Subtraktion des ältesten Abtastwertes (Abb. 4.2d, rot).

Es ergibt sich für eine Signalperiode T_L und $K = \lfloor L \rfloor$ eine auf Gl. (4.12) und Gl. (4.13) basierende Berechnung der Fourierkoeffizienten zu

$$a_{\mathbb{F}}^h(t) = a_{\mathbb{F}}^h(t - \Delta t) + a_k^h - (L - K) \cdot a_{k-(K+1)}^h - (1 - (L - K)) \cdot a_{k-K}^h \quad (4.16)$$

und

$$b_{\mathbb{F}}^h(t) = b_{\mathbb{F}}^h(t - \Delta t) + b_k^h - (L - K) \cdot b_{k-(K+1)}^h - (1 - (L - K)) \cdot b_{k-K}^h . \quad (4.17)$$

Für die Amplitude gilt entsprechend

$$\hat{g}^h(t, f) = \frac{2}{L} \sqrt{a_{\mathbb{F}}^h{}^2 + b_{\mathbb{F}}^h{}^2} , \quad (4.18)$$

der Phasenwinkel berechnet sich unverändert nach Gl. (4.15).

Bei einer sich mit der Zeit verändernden Frequenz $f(t)$ bedarf es einer Anpassung von K und L in jedem Simulationszeitschritt k sowie einer Berücksichtigung deren Änderungen ΔK und ΔL bei der Berechnung der Fourierkoeffizienten. Zusätzlich entsteht aufgrund der nicht mehr exakt gegebenen Periodizität ein Fehler, der jedoch als weitestgehend vernachlässigbar und unvermeidbar angenommen werden kann. Ein Ablaufdiagramm der zeitoptimierten, echtzeitfähigen Umsetzung unter Berücksichtigung veränderlicher Frequenzen ist in Anhang C, Abb. C.2 gegeben.

4.2.3 Realisierung digitaler Filter

Zur Vermeidung von Instabilitäten werden, wie in Kapitel 3 bereits angeführt, Filter eingesetzt. Grundsätzlich lassen sich hierfür zwar die in der Modellbibliothek bereitgestellten Filterbausteine verwenden. Um jedoch im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine zeitlich optimierte Implementierung sowie eine flexible Auslegung zu erreichen, werden verschiedene Filtertypen direkt mittels C-Code realisiert. Weiterhin ermöglicht diese Implementierung eine direkte Integration in komplexere Modelle.

4.2.3.1 Finite Impulse Response Filter

Filter mit endlicher Impulsantwort (FIR-Filter) sind nicht rekursive Filter. Das Ausgangssignal wird nicht rückgekoppelt, die Filter besitzen eine systeminhärente Stabilität.

Für ein allgemeines, diskretes FIR-Filter M -ter Ordnung ergibt sich der Ausgangswert y in einem Simulationszeitschritt k in Abhängigkeit der letzten $M + 1$ Eingangswerte u zu

$$y(k) = \sum_{i=0}^M b_i \cdot u(k - i) , \quad (4.19)$$

wobei b_i den i -ten Filterkoeffizienten darstellt. Die im Rahmen der vorliegenden Arbeit aufgrund ihrer schnellen Berechnung in C-Code umgesetzte direkte *Normalform 1* ist in Abb. 4.3 dargestellt.

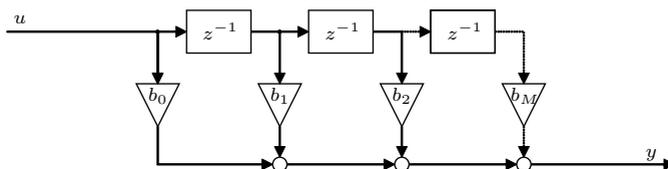


Abb. 4.3: FIR-Filter der Ordnung M in Normalform 1, nach [131]

Ein spezielles entworfenes und implementiertes Filter ist das in Abschnitt 3.3.2 verwendete FIR-Filter zum Erreichen einer möglichst stetigen Sprungantwort (siehe Kapitel 3, Abb. 3.10f). Es basiert auf einem sinusförmigen Verlauf der Sprungantwort und dient dazu, das Anregen von numerischen Oszillationen zu vermeiden. Der Ausgangswert $y(x)$ eines entsprechenden Filters der Ordnung M bei einer Anregung mit der Sprungfunktion $\sigma(x - 1)$, wobei $x \in \mathbb{Z}$, berechnet sich zu

$$y(x) = \begin{cases} 0 & , x \leq 0 \\ \frac{1}{2} \cos\left(\frac{x}{M} \cdot \pi + \pi\right) + \frac{1}{2} & , 0 < x < M \\ 1 & , x \geq M \end{cases} . \quad (4.20)$$

Aus dieser Sprungantwort (siehe Anhang C, Abb. C.3) ergeben sich die Filterparameter b_i mit $i = (1, 2, \dots, M)$ nach Vereinfachungen zu

$$b_i = y(i) - y(i - 1) = \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi(i - 1)}{M}\right) - \frac{1}{2} \cos\left(\frac{\pi i}{M}\right) . \quad (4.21)$$

Das daraus resultierende Filter frei wählbarer Ordnung findet Anwendung bei der Vorgabe von Sollwerten für Modelle, bei denen sprunghafte Änderungen der gestellten Spannung oder des eingespeisten Stromes zu erwarten sind. Die durch das Filter entstehenden Verzögerungen müssen berücksichtigt werden.

4.2.3.2 Infinite Impulse Response Filter

Filter mit unendlicher Impulsantwort (IIR-Filter) sind rekursive Filter, bei denen das Ausgangssignal rückgekoppelt wird. Die Auslegung des Filters ist hierbei aufwändiger als bei FIR-Filtern, da sowohl das Filter in sich als auch in Abhängigkeit vom Eingangssignal instabil werden kann.

In Analogie zur verwendeten Darstellung von FIR-Filtern berechnet sich der Ausgangswert y in einem Simulationszeitschritt k in Normalform zu

$$y(k) = \sum_{i=0}^M b_i \cdot u(k - i) - \sum_{j=1}^N a_j \cdot y(k - j) , \quad (4.22)$$

wobei N die Ordnung des Nenners (\equiv Filterordnung), M die Ordnung des Zählers und b_i sowie a_j die Filterparameter beschreiben. Die umgesetzte Normalform 1 ist in Abb. 4.4 dargestellt.

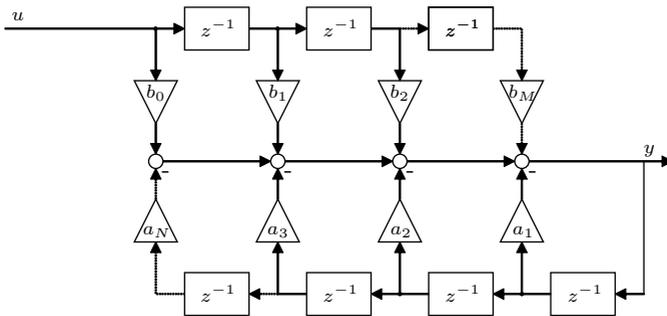


Abb. 4.4: IIR-Filter der Ordnung N mit $M = N$ in Normalform 1, nach [131]

Bei der Verwendung in PHIL-Umgebungen werden IIR-Filter meist – ausgenommen den Einsatz für spezifische Regler – als Tiefpass zur Stabilisierung geschlossener Regelkreise eingesetzt. In der vorliegenden Arbeit werden dafür *Butterworth*-Filter mit Ordnungen $N \leq 9$ eingesetzt. Die Auslegung hinsichtlich der präferierten Grenzfrequenz f_c und des Phasenverlaufes erfolgt mittels MATLAB¹.

¹The MathWorks Inc.

4.3 Systemgrenzen Niederspannung und Anforderungen

Niederspannungsnetze stellen als unterste Netzebene nur einen kleinen Teil des gesamten elektrischen Energieversorgungsnetzes dar (Abb. 4.5). Aufgrund des vernachlässigbaren Einflusses der Anlagen eines einzelnen NS-Netzes auf die Höchst- und Hochspannungsnetze (HöS, HS) ist eine physikalische Abbildung dieser vorgelagerten Netzebenen für die Betrachtung von NS-Netzen nicht notwendig. Die Vorgänge in den unteren Netzebenen hingegen, insbesondere im vorgelagerten Mittelspannungsnetz sowie in benachbarten MS/NS-Abgängen, können direkte Auswirkungen auf ein NS-Netz haben. Für klassische phasorbasierte Netzberechnungssoftware stellt dies eine lösbare Aufgabe dar.

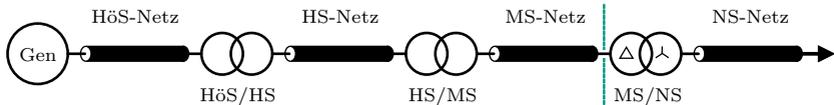


Abb. 4.5: Übersicht Netzebenen und Abstraktionsgrenze (grün)

Um jedoch eine echtzeitfähige Abbildung von NS-Netzen zu ermöglichen, muss aufgrund der eingeschränkt verfügbaren Rechenzeit eine stärkere Systemreduktion stattfinden. Zur Findung einer sinnvollen Abstraktionsgrenze ist eine nähere Betrachtung der gegenseitigen physikalischen Wechselwirkungen mit den vorgelagerten Netzebenen – Spannung und Frequenz – notwendig:

- **Spannung** Der Einfluss der Lasten eines NS-Netzes auf die Phasenspannungen des Mittelspannungsnetzes ist verhältnismäßig gering. Die durch das MS-Netz vorgegebene Spannung ist in erster Näherung starr; die Spannung eines NS-Knotens ist lediglich von der Impedanz des Transformators, von der Impedanz des jeweiligen Netzstranges sowie von den im NS-Netz vorhandenen Lastflüssen abhängig. Insbesondere mit Blick auf die Einsparungen bei der Rechenzeit ist der aus einem niederohmig angenommenen MS-Netz resultierende Fehler vernachlässigbar.
- **Frequenz** Beim (Regel-)Betrieb in einem Verbundnetz mit einer Gesamtleistung von mehreren 10 GVA sind die Frequenzauswirkungen der Anlagen eines einzelnen NS-Netzes, wie bereits angeführt, zu vernachlässigen.

Bei der Abbildung von Microgrid-Szenarien² hingegen ist diese Annahme nicht mehr gültig. Hier kann die Leistungsbilanz maßgeblich die Systemfrequenz beeinflussen; es besteht die Notwendigkeit einer Modellierung des realen Verhaltens der Primär- und Sekundärregelung von Erzeugungseinheiten.

²In dieser Arbeit erfolgt die Verwendung des Begriffs Microgrid für lokal abgegrenzte Stromnetze, die keine synchrone Verbindung zu einem Verbundnetz haben

Um zusätzlich realistische Frequenzgänge großer Netzgebiete nachstellen zu können, sollte sowohl das Verhalten eines Verbundnetzes als auch das eines Microgrids inklusive typischer Statiken und Verzögerungen repräsentiert werden können.

Neben den großskaligen, im gesamten Netz in enger Abhängigkeit voneinander stehenden Größen Spannung und Frequenz sind entsprechend den Untersuchungen in Abschnitt 2.3 in realen NS-Netzen auftretende Unsymmetrien und Oberschwingungsspannungen bei der Wahl der Systemgrenze zu berücksichtigen:

- **Unsymmetrien** Die durch das speisende MS-Netz vorgegebenen Unsymmetrien spielen eine eher untergeordnete Rolle und sind über Spannungsquellen abbildbar. Den größeren Anteil haben Unsymmetrien infolge des einphasigen Anschlusses von Lasten im NS-Netz. Diese Unsymmetrien werden von den in deutschen NS-Netzen am häufigsten verwendeten Dreieck-Stern-Transformatoren, bedingt durch ihren Aufbau, zumindest teilweise symmetriert.
- **Harmonische** Ein Teil der in einem NS-Netz vorhandenen Oberschwingungsspannungen wird, durch die Impedanz des Transformators gedämpft, durch das MS-Netz vorgegeben. Dabei findet aufgrund der oberspannungsseitigen Dreieckswicklung keine Übertragung von Harmonischen statt, deren Ordnung einem ganzzahligen Vielfachen von 3 entspricht. Weiterhin verursachen die im NS-Netz eingespeisten harmonischen Ströme Oberschwingungsspannungen; der Transformator hat hierbei aufgrund seines Aufbaus einen maßgeblichen Einfluss.

Aus den Betrachtungen zeigt sich die Relevanz der Bauform des Transformators, die sich sowohl auf Unsymmetrien als auch auf Oberschwingungsspannungen auswirkt. Eine Berücksichtigung des Transformators als serielle ohmsch-induktive Impedanz hinter einer NS-seitigen Spannungsquelle erscheint deshalb nicht zielführend.

Vielmehr wird zur Abstraktion des Umgebungsabbildes die Oberspannungsseite des Transformators gewählt (vgl. Abb. 4.5, grüne Linie). Das sich entsprechend in der vorliegenden Arbeit ergebende System Niederspannung ist in Abb. 4.6 gegeben.

Die Anforderungen an die zu implementierenden Funktionalitäten sowie die physikalischen Modelle, in Abb. 4.6 grau dargestellt, lassen sich wie folgt aus den vorherigen Feststellungen ableiten:

- **Vorgelagerte Netzebenen** Die vorgelagerten Netzebenen sind als ideale, harmonische Spannungsquelle auf MS-Seite des Transformators zu modellieren. Zur Abbildung realitätsnaher Frequenzgänge wird die Primär- und Sekundärregelung von Verbundnetzen inkl. der Trägheiten von Netz und Generatoren implementiert.

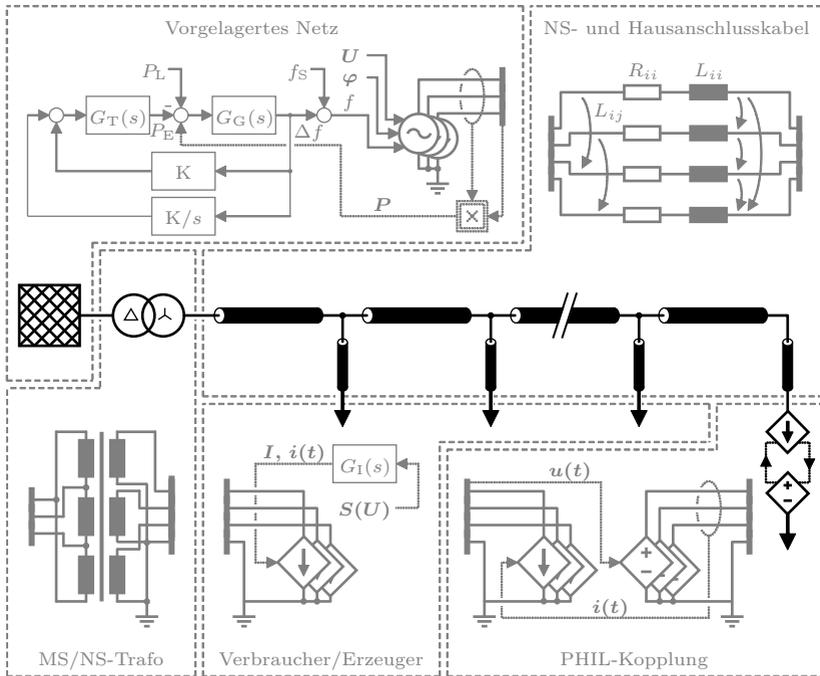


Abb. 4.6: Übersicht über die Modellierung des Systems Niederspannung

- **Transformatoren** In realen Verteilnetzen gängige MS/NS-Transformatoren werden modelliert und anhand typischer Designmerkmale parametrisiert.
- **Netzaufbau** Die Modellierung von Kabeln und Erdung erfolgt entsprechend dem in Abschnitt 2.1 dargelegten 4-Leiter TN-C-S-System. Dabei sollen insbesondere eine unsymmetrische Belastung, eine Verschiebung des Sternpunktes sowie das Fließen von freien Erdreichströmen ermöglicht werden.
- **Lasten und Erzeuger** Zur Erreichung einer größtmöglichen Flexibilität erfolgt die Implementierung von Verbrauchern und Erzeugern in Form gesteuerter Stromquellen. Dabei werden einerseits phasorbasierende Modelle implementiert, die die von Verbraucheranlagen entsprechend Abschnitt 2.2 vorzuhaltenden Fähigkeiten zur Systemdienstleistungserbringung berücksichtigen. Andererseits werden Modelle zur detaillierten, harmonischen Abbildung realer Verbraucheranlagen entwickelt und umgesetzt.

Ein exemplarischer Simulationsaufbau in der Software HYPERSIM ist in Anhang C, Abb. C.19 dargestellt, dessen Beschreibung erfolgt in Kapitel 6.

4.4 Modellierung vorgelagerter Netzebenen

Entsprechend Abschnitt 4.3 erfolgt die Repräsentation vorgelagerter Netzebenen auf der Oberspannungsseite des MS/NS-Transformators. Unter der Annahme einer physikalischen Entkopplung werden die unsymmetrischen Phasenspannungen sowie die Netzfrequenz unabhängig voneinander betrachtet.

4.4.1 Netzspannung: unsymmetrische, harmonische Quelle

Für jeden Außenleiter $L \in \{L1, L2, L3\}$ ergibt sich die Spannung zum Zeitpunkt t aus einer Überlagerung der harmonischen Spannungen $u_L^h(t, f)$ (siehe auch Abschnitt 4.2.1) zu

$$u_L(t, f) = \sum_{h=1}^H u_L^h(t, f) \quad , \quad (4.23)$$

wobei $h \in \{1, 3, \dots, H\}$ mit der maximal betrachteten Harmonischen $H \leq H_{\max}$. Die Wahl ausschließlich ungerader Harmonischer basiert auf der typischerweise getroffenen Annahme der Halbwellensymmetrie von elektrischen Energienetzen [130], woraus die Vernachlässigung gerader Harmonischer folgt (siehe auch Anhang A, Abschnitt A.3).

Abbildung 4.7 zeigt die modelltechnische Umsetzung mittels gesteuerten idealen Spannungsquellen³. Diese Realisierung kommt der Repräsentation eines Bilanzknotens ($U\varphi$ -Knoten) in klassischen Netzsimulationen gleich. Eingangsgrößen sind Vektoren für die Amplituden $\hat{\mathbf{u}}_L^h = [\hat{u}_{L1}^h, \hat{u}_{L2}^h, \hat{u}_{L3}^h]$ und Phasenwinkel $\varphi_L^h = [\varphi_{L1}^h, \varphi_{L2}^h, \varphi_{L3}^h]$ sowie die Zeit t_{st} nach Gl. (4.7), die die sich entsprechend Abschnitt 4.4.2 ergebende Frequenz enthält.

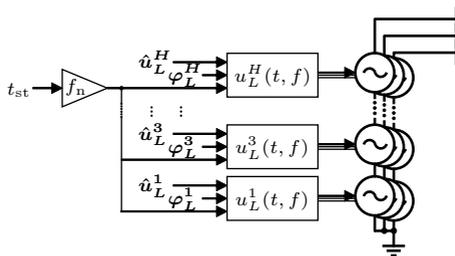


Abb. 4.7: Modelltechnische Realisierung des Bilanzknotens

³Gesteuert: Vorgabe von Momentanwerten; ideal: kleiner Innenwiderstand in der Größenordnung von $R_i = 1 \cdot 10^{-3} \Omega$

Die Vorgabe des Phasenwinkels φ_L^h der Oberschwingungen erfolgt relativ zur Phasenlage φ_L^1 ihrer jeweiligen Grundschwingung $u_L^1(t, f)$, so dass

$$u_L^h(t, f) = \begin{cases} \hat{u}_L^1 \cdot \sin(\omega_n t_{\text{st}} + \varphi_L^1) & , h = 1 \\ \hat{u}_L^h \cdot \sin(\omega_n t_{\text{st}} h + h\varphi_L^1 + \varphi_L^h) & , h \neq 1 \end{cases} . \quad (4.24)$$

Bei der Einprägung von Oberschwingungen auf Mittelspannungsseite zum Zweck einer Vorverzerrung der Niederspannungsseite ist der modellierte Transformator zu berücksichtigen. Die in Abhängigkeit von der Schaltgruppe (siehe Abschnitt 4.5) auftretende Phasenverschiebung wirkt – bezogen auf die jeweilige Frequenz – gleichermaßen auf jede Harmonische. Hierdurch wird die Phasenlage der Oberschwingungen relativ zur Grundschwingung beeinflusst.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurden, neben der beschriebenen Möglichkeit der Vorgabe einzelner Harmonischer nach Betrag und Phase, weitere Varianten zur Spannungsvorgabe implementiert:

- **Parallelbetrieb zu lokalem Realnetz** Die Synchronisierung mit Frequenz und Phasenlage der Grundschwingung einer realen Wechselspannungsquelle (bspw. öffentliches Versorgungsnetz) wird ermöglicht. Darüber hinaus kann mittels einer gleitenden Fourieranalyse ein exakter Parallelbetrieb von PHIL-Umgebung und realem Netz realisiert werden.
- **Vorgabe durch externe Software** Es wird unter Verwendung der Python-API⁴ eine TCP/IP-Schnittstelle zur externen Vorgabe von Sollwerten bereitgestellt (siehe Abschnitt 5.3). Die Zielsetzung ist der virtuelle Live-Betrieb der PHIL-Umgebung im Rahmen einer Co-Simulation oder in einem beliebigen realen Netzgebiet. Dabei besteht die Möglichkeit zur Vorgabe von NS-seitigen Sollwerten, die – den Spannungsabfall über den Transformator berücksichtigend – auf die MS-Seite umgerechnet werden.

4.4.2 Frequenzverhalten: Primär- und Sekundärregelung

Die Nennfrequenz des europäischen Verbundnetzes sowie die erlaubten Abweichungen sind in DIN 50160 festgelegt (vgl. Abschnitt 2.1). Um (Teil-)Ausfällen des europäischen Energiesystems und daraus entstehenden Abweichungen von der Nennfrequenz entgegenzuwirken, regulieren Anwendungsrichtlinien den Anschluss dezentraler Verbraucher und Erzeugungsanlagen (vgl. Abschnitt 2.2). Zur Schaffung einer realitätsnahen Umgebungsabbildung für umfängliche PHIL-Systemtests ist folglich die Implementierung des Frequenzverhaltens von Energienetzen notwendig.

⁴Engl. *application programming interface*, Softwareschnittstelle für den Datenaustausch in der Befehlssyntax der Programmiersprache Python

Dabei soll die durch Regelkraftwerke⁵ oder netzbildende Erzeugungsanlagen⁶ bereitgestellte reaktive Frequenzregelung – Primär- sowie Sekundärregelung – abgebildet werden. Eine Repräsentation der Tertiärregelung⁷ wird nur rudimentär, zur langfristigen Anpassung des Arbeitspunktes der Simulation, umgesetzt. Für eine allgemeine regulatorische Betrachtung der Bereitstellung von Regelleistung, deren zeitliche Einordnung sowie die detaillierte Umsetzung in einzelnen Großkraftwerken sei auf Literatur wie [72, 111] verwiesen.

Es erfolgt zunächst die Implementierung von Primär- und Sekundärregelung inklusive der Systemkomponenten, die sowohl in Verbundnetzen als auch in Microgrids einen maßgeblichen Anteil am Frequenzverhalten haben. Daran anschließend werden die an das europäische Verbundnetz bestehenden Anforderungen analysiert, um anhand der verfügbaren Kennzahlen eine Parametrierung des zunächst allgemeinen Modells abzuleiten. Den durchgeführten Betrachtungen liegt die Annahme einer im gesamten Netzgebiet exakt gleichen Netzfrequenz zugrunde.

4.4.2.1 Regelleistungsbereitstellung und Systemkomponenten

Ein allgemeines Strukturbild der automatisierten Frequenzregelung in elektrischen Energienetzen ist in Abb. 4.8 dargestellt. Die übergeordneten Ziele der implementierten Regelung sind das Schaffen eines Gleichgewichtes zwischen der aus dem Netz bezogenen Energie P_L und der in das Netz eingespeisten Energie P_E sowie die Rückführung zur Nennfrequenz. Dieses Regelziel wird über die Minimierung bestehender Frequenzabweichungen Δf von der Nennfrequenz f_n und das Realisieren eines frequenzabhängigen Leistungsreglers erreicht.

Die relevanten Systemkomponenten und Regelstrukturen lassen sich wie folgt zusammenfassen [72, 76, 111]:

- **Netz und Anlagen** Die Übertragungsfunktion beinhaltet die Trägheit der rotierenden Massen des Netzes, auch Momentanreserve⁸ genannt, sowie die sich in Abhängigkeit der Frequenz verändernde Leistung von Lasten und Erzeugungsanlagen, den Selbstregeleffekt⁹. Beide Effekte lassen sich im Bildbereich zusammen als PT_1 -Glied (Verzögerungsglied 1. Ordnung) beschreiben.

⁵An der Regelung des europäischen Verbundnetzes beteiligte Großkraftwerke, die Primär- und/oder Sekundärregelleistung bereitstellen

⁶Die Frequenzregelung wird in heutigen Microgrids typischerweise maßgeblich durch die das Netz aufbauende Erzeugungseinheit umgesetzt

⁷Manuell gesteuerter *Redispatch*, Anpassung der Erzeugungsleistung von Kraftwerken zur Wiederherstellung der Sekundärregelleistungskapazitäten

⁸In Form von kinetischer Energie gespeicherte Arbeit, die bei Frequenzänderungen durch die Trägheit der rotierenden Masse freigesetzt wird

⁹Den maßgeblichen Anteil am Selbstregeleffekt haben rotierende Maschinen; die Leistungsänderung wirkt der Frequenzänderung entgegen

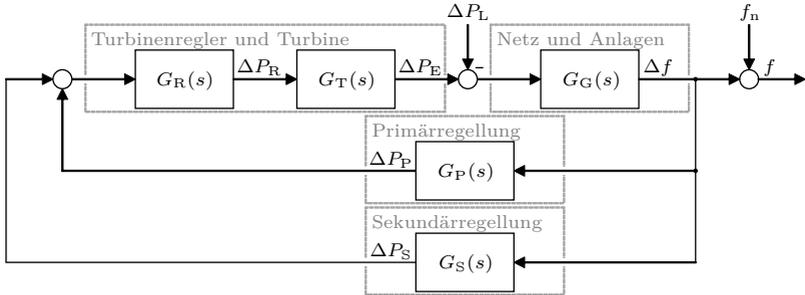


Abb. 4.8: Allgemeines Strukturbild der Frequenzregelung elektrischer Energienetze bei Leistungsgleichgewicht $P_L = P_E$, nach [76]

- **Primärregelung** Die Primärregelung stellt schnell abrufbare Regelleistung zum Wiederherstellen eines Leistungsgleichgewichts bereit, beispielsweise durch Öffnen von Dampfventilen, und wird als P-Glied implementiert.
- **Sekundärregelung** Die Sekundärregelung unterstützt die Primärregelung mittelfristig. Langfristig wird die notwendige Regelleistung durch Ausregelung der nach der Primärregelung verbleibenden statischen Frequenzabweichung übernommen. Bei Verbundnetzen erfolgt eine regional selektive Aktivierung der als PI-Glied implementierten Regler.
- **Turbinenregler und Turbine** Die Kraftwerkssteuerung (Regler) wird als PT_1 -Glied, die Maschinenkonstanten (Stellglieder, Zwischenerhitzer, Trägheiten) werden als Parallelschaltung aus PT_1 - und PT_2 -Glied abgebildet.

4.4.2.2 Auslegung nach ENTSO-E Frequenzregelung

Der Verband Europäischer Übertragungsnetzbetreiber ENTSO-E¹⁰ umfasst unter anderem die für das kontinentaleuropäische Verbundsystem (ehem. UCTE-Verbundnetz¹¹) verantwortlichen Übertragungsnetzbetreiber (ÜNB). Im *Continental Europe Operation Handbook*, insbesondere in der darin enthaltenen *Policy 1* [42] und deren Anhang [43], legt der ENTSO-E aufbauend auf den Vorgängerinstitutionen Regeln für den Betrieb des Übertragungsnetzes und für dessen Frequenzregelung fest. Diese umfassen Vorgaben zur Implementierung von Kennlinien, zeitliche Anforderungen und Ablaufschemata. Ausgehend von einem definierten schlimmsten anzunehmenden Ausfall, dem *Reference Incident*, werden von den ÜNB vorzuhaltende Kapazitäten definiert.

¹⁰Engl. *European Network of Transmission System Operators for Electricity*

¹¹Engl. *Union for the Co-ordination of Transmission of Electricity*

An der Frequenzregelung des europäischen Verbundnetzes nehmen eine Vielzahl von Primär- und Sekundärregelkraftwerken teil. Folglich würde eine anlagenscharfe Abbildung einen immensen und für Echtzeitsimulationen unangemessenen Rechenaufwand bedeuten. In der vorliegenden Arbeit wird deshalb der Ansatz eines aggregierten Regelverhaltens auf der Basis der in Abb. 4.8 dargestellten Regelstruktur gewählt. Es ergibt sich die Zusammenfassung aller beteiligten Kraftwerke in einem einzigen Regelkraftwerk. Ferner werden das Netz und die daran betriebenen Anlagen durch ein Netz- und Lastäquivalent repräsentiert. Die Parameter zur Ausgestaltung der Regelung, Zeitkonstanten und Kapazitäten sind aus den Netzcodes der ENTSO-E abgeleitet.

Definition Reference Incident und Nennbetrieb

In [43] wird die maximal auftretende momentane Differenz zwischen Erzeugung und Verbrauch im synchronen Netzgebiet als der gleichzeitige Ausfall zwei der größten Kraftwerke an einer gemeinsamen Sammelschiene (oder einer vergleichbaren Last) und damit zu $P_{RI} = \pm 3000$ MW definiert. Dieser Reference Incident dient als *worst case* und damit als Auslegungsgrundlage von Primär- und Sekundärregelleistung, der auf Erfahrungswerten der Netzbetreiber basiert. Ferner wird der Nennbetrieb zum Eintritt des Reference Incident zu $P_n = 150$ GW bei $f_n = 50$ Hz festgelegt.

Auslegung Netz und Anlagen

Für die Mindestanforderungen an die Umsetzung der Frequenzregelung werden in [43] konservativ geschätzte Parameter angenommen. Demnach liegt die frequenzabhängige Änderung der im Netz aufgenommenen Leistung (engl. *self-regulation of load*, SRL) in der Größenordnung weniger Prozent und wird zu $D_L = 1 \frac{\%}{\text{Hz}}$ festgelegt. Hinzu kommt die Angabe eines linearen Regelungseffektes von 50% der Erzeugungsanlagen (engl. *surplus-control of generation*, SCG), was zu einer Berücksichtigung mit $D_E = 1 \frac{\%}{\text{Hz}}$ führt. Die vorhandene Momentanreserve und damit die Trägheit wird hauptsächlich durch die angeschlossenen Generatoren bestimmt, für die in [76] eine Trägheitskonstante $T_G = 1 \dots 10$ s angegeben wird. Es ergibt sich

$$G_G(s) = \frac{1}{D_L + D_E + sT_G} \quad . \quad (4.25)$$

Auslegung Primärregelung

Nach [42] ist die Primärregelung so gestaltet, dass das Eintreten eines Reference Incidents unter Vernachlässigung des Selbstregeleffektes bei vollständiger Aktivierung der verfügbaren Regelleistung zu einer maximalen quasi-statischen Abweichung von $\Delta f_s = \pm 200$ mHz führt. Die dynamische Frequenzabweichung darf dabei maximal $\Delta f_d = \pm 800$ mHz betragen, wobei ein Selbstregeleffekt von $D_L = 1 \frac{\%}{\text{Hz}}$ angenommen wird. Diese Festlegungen beruhen auf den Grenzen für automatischen

Lastabwurf, wobei nicht berücksichtigte Abweichungen vom Nennbetrieb zum Zeitpunkt des Fehlereintritts in Form einer Toleranz inkludiert sind.

Während im Verbundnetz für die aktiv an der Primärregelung beteiligten Kraftwerke eine dimensionslose Statik

$$s_P = \frac{\Delta f / f_n}{\Delta P_P / P_{P_{\max}}} \quad (4.26)$$

im Bereich weniger Prozent vorgegeben wird, ergibt sich basierend auf [42] eine Statik von $s_P = 20\%$ für das gesamte Verbundnetz. Für die mindestens vorzuhaltende Primärregelleistung $P_{P_{\max}} = P_{RI} = \pm 3000$ MW berechnet sich die minimale Regelleistungscharakteristik der Primärregelung (engl. *network power frequency characteristic of primary control*, NPFC_P) zu

$$\lambda_P = \frac{1}{s_P} \cdot |P_{P_{\max}}| = 15\,000 \frac{\text{MW}}{\text{Hz}} \quad (4.27)$$

Damit gilt für die abgerufene Regelleistung

$$\Delta P_P = \begin{cases} \min(-\lambda_P \cdot \Delta f, P_{P_{\max}}) & , \Delta f \leq 0 \\ \max(-\lambda_P \cdot \Delta f, -P_{P_{\max}}) & , \Delta f > 0 \end{cases} \quad (4.28)$$

Der Abruf der Primärregelung erfolgt mittels P-Glied mit der Verstärkung

$$G_P(s) = -\lambda_P \quad (4.29)$$

Das implementierte Totband wird entsprechend der empfohlenen maximalen Unempfindlichkeit des Reglers sowie der erlaubten Messtoleranz von 10 mHz zu $f_{\text{dbP}} = \pm 20$ mHz gewählt. Beim Abruf der Regelleistung ist basierend auf der in [43] mindestens geforderten Kurven zur Leistungsbereitstellung eine Totzeit $T_{\text{totP}} = 12$ s umgesetzt.

Auslegung Sekundärregelung

Die Sekundärregelung ist nach [42] derart organisiert, dass nur in der jeweiligen Regelzone, in der das Leistungsungleichgewicht verursacht wird, ein Leistungsabruf stattfindet. In [43] ist die Berechnung dieses selektiv durch den Sekundärregler auszugleichenden Regelzonenfehlers (engl. *area control error*, ACE) für eine Regelzone i zu

$$G_i = \Delta P_{\text{exp},i} + \underbrace{(\lambda_{P,i} - (D_{L,i} + D_{E,i}) \cdot P_{n,i})}_{\lambda_i} \cdot \Delta f \quad (4.30)$$

definiert, wobei $\Delta P_{\text{exp},i}$ den Export von Regelleistung in andere Zonen abbildet. Die Regelleistungscharakteristik λ_i (engl. *network power frequency characteristic*, NPFC) umfasst die zoneneigene NPFC_P abzüglich des Beitrags der frequenzabhängigen Leistungsänderung von Lasten und Erzeugern dieser Zone.¹²

¹²Entspricht die aus einer Regelzone i in andere Regelzonen gelieferte Leistung in ihrer Höhe der Regelleistungsbereitstellung aus der eigenen Zone ($\Delta P_{\text{exp},i} = -\lambda_i \cdot \Delta f$), so ergibt sich der ACE zu Null und die Sekundärregelung wird nicht aktiviert ($\Delta P_{S,i} = 0$)

Aufgrund der beschriebenen Aggregation entfällt die Betrachtung von Regelzonen, es folgt $\Delta P_{\text{exp},i} = 0$ und $G = \lambda \cdot \Delta f$, mit $G = G_i$ und $\lambda = \lambda_i$. Dabei wird bei der Berechnung des Anteils der Primärregelleistung das implementierte Totband von $f_{\text{dbP}} = \pm 20$ mHz berücksichtigt. Die Anlaufzeit ist mit einer Totzeit von $T_{\text{totS}} = 30$ s umgesetzt. Es ergibt sich entsprechend [43]

$$G_S(s) = - \left(\beta_S + \frac{1}{sT_S} \right) \cdot \lambda , \quad (4.31)$$

wobei $\beta_S = 0 \dots 0,5$ und $T_S = 50 \dots 200$ s. Um Überläufe und ein Überspringen zu verhindern, wird eine *Non-Windup*-Charakteristik vorgegeben.

Auslegung Turbinenregler und Turbine

Zur Reduktion der Systemkomplexität wird in der vorliegenden Arbeit von einem durch Dampfturbinen mit Zwischenüberhitzer dominierten Kraftwerkpark und einem einheitlichen Regelverhalten aller beteiligten Kraftwerke ausgegangen. Die Auslegung von Turbinenregler und Turbine basiert auf den Annahmen in [72]. Daraus resultiert ein Turbinenregler mit einfachem verzögernden Verhalten

$$G_R(s) = \frac{1}{1 + sT_R} , \quad (4.32)$$

wobei $T_R = 0,2$ s. Das vergleichsweise komplexe Verhalten der Turbinen wird auf die als relevant beschriebenen Anteile reduziert. Diese sind das Zeitverhalten der Dampfkammer (DK) sowie das gegenüber den Zeitkonstanten der Mittel- und Niederdruckstufen maßgebliche Zeitverhalten des Zwischenüberhitzers (ZÜ). Mit der anteilmäßigen Leistung der direkt beaufschlagten Hochdruckturbine (HD) F_{HD} ergibt sich nach [72] ein Übertragungsverhalten

$$G_T(s) = \frac{1}{1 + sT_{\text{DK}}} \left(F_{\text{HD}} + \frac{1 - F_{\text{HD}}}{1 + sT_{\text{ZÜ}}} \right) , \quad (4.33)$$

mit den typischen Größen $F_{\text{HD}} = 0,3$, $T_{\text{DK}} = 0,3$ s und $T_{\text{ZÜ}} = 7$ s.

Zusammenfassung Modell und Parameter

Eine Zusammenfassung der zuvor beschriebenen Parameter ist in Anhang C, Tab. C.1 gegeben. Das Gesamtmodell zur Nachbildung der ENTSO-E Frequenzregelung ist in Anhang C, Abb. C.4 dargestellt, wobei auch die funktionale Umsetzung von Totzeiten, Totbändern und Regelstruktur enthalten ist.

4.5 Modellierung des Ortsnetztransformators

In deutschen Niederspannungsnetzen ist eine Vielzahl von verschiedenen MS/NS-Transformatoren (auch Ortsnetztransformator, ONT) im Einsatz. Dies liegt nicht

zuletzt an den verhältnismäßig langen Einsatzzeiten der ONT und den damit zum Teil historischen Ortsnetzstationen. In der heutigen Zeit findet zunehmend, vor allem aus Kostengründen, eine Vereinheitlichung statt.

Nach Norm DIN EN 50588-1:2016-03¹³ [145] müssen „bevorzugte Schaltungen“ für eine Bemessungsscheinleistung $S_r \leq 100$ kVA mit der Schaltgruppe¹⁴ Yzn oder Dyn ausgeführt werden. Bis $S_r = 5000$ kVA ist ausschließlich die Schaltgruppe Dyn genannt. Die Stundenzahl¹⁵ ist jeweils mit 5 oder 11 angegeben. Typische Bemessungsscheinleistungen von Ortsnetztransformatoren sowie deren Anteil je Netztyp, der in [61] ermittelt und in [69] aufgearbeitet wurde, sind in Tab. 4.1 gegeben. Ferner dargestellt sind die für die jeweiligen Leistungsklassen bevorzugten Schaltungen nach DIN EN 50588-1 und Crastan [31].¹⁶

Tab. 4.1: Typische Bemessungsscheinleistungen und Anteil gängiger Transformatoren je Netztyp sowie deren bevorzugte Schaltung

Bemessungsscheinleistung S_r in kVA	Dorfnetz	Vorstadtnetz	Bevorzugte Schaltung	
	Anteil in % nach [69]		nach [145]	nach [31]
100	9	0	Yzn5	Yzn5
160	9	8	Dyn5	Yzn5
250	26	14	Dyn5	Yzn5
400	50	27	Dyn5	Dyn5
630	6	48	Dyn5	Dyn5
800	0	3	Dyn5	Dyn5

Wegen der verschiedenen Transformatoren ist eine generische Parametrierung nicht möglich, eine Anpassung an das jeweilige Netz muss vorgenommen werden. Aufgrund meist nicht zur Verfügung stehender detaillierter Messdaten müssen allgemein verfügbare Daten zur Rekonstruktion verwendet werden. Von elektrischer Seite umfasst dies die Kennwerte der Bemessungsscheinleistung S_r , der ober- und unterspannungsseitigen Bemessungsspannungen U_{US} und U_{OS} sowie die Kurzschlussspannung u_k in %. Für eine genaue Berechnung der Parameter eines Transformators sind ferner die Leerlaufverluste P_0 sowie die Kurzschlussverluste P_k nötig. Bei fehlender Angabe der Verluste müssen diese, basierend auf den Angaben in DIN EN 50588-1:2016-03 [145], die Tabellen zur Klassifizierung von Transformatoren anhand ihrer Verluste enthält, abgeschätzt werden. Dabei kann

¹³ Normative Vorgaben für Mittelleistungstransformatoren mit einer höchsten Spannung größer 1,1 kV bis 36 kV und einer Bemessungsleistung von 5 kVA bis 40 MVA

¹⁴ Die Schaltgruppe beschreibt die ober- (Großbuchstabe) und unterspannungsseitige (Kleinbuchstabe) Schaltung der drei Transformatorwicklungen; D/d: Dreieck, Y/y: Stern, Z/z: Zickzack, n/-: mit/ohne Sternpunktausführung

¹⁵ Phasendrehung der drei Leiterspannungen als Vielfaches von 30°

¹⁶ Leistungen > 800 kVA werden nach [61] in der Regel als Parallelschaltung kleinerer Transformatoren ausgeführt

aus Kostengründen von einer maximalen Ausnutzung der Grenzwerte seitens des Herstellers ausgegangen werden, so dass die Parameter P_0 und P_k in Abhängigkeit der Klassifizierung entnommen werden können (vgl. Anhang C, Tab. C.2).

Für die häufiger verwendeten Transformatoren der Schaltgruppe Dyn5 (vgl. Tab. 4.1) ergibt sich eine Modellierung als Schaltung von drei Einphasentransformatoren mit dem Übersetzungsverhältnis $\ddot{u} = 50 \cdot \sqrt{3}$. Das den Modellbibliotheken entsprechende Ersatzschaltbild ist in Abb. 4.9 gegeben. Die Berechnung der Modellparameter erfolgt entsprechend Anhang A, Abschnitt A.5. Der Aufbau der Modelle sowie die Parameter ausgewählter Transformatoren sind in Anhang C, Abschnitt C.5 gegeben.

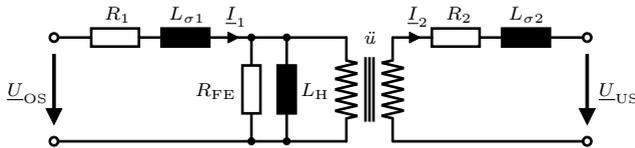


Abb. 4.9: Ersatzschaltbild des verwendeten Transformatormodells, nach [93]

Die Auslegung der Transformatormodelle als regelbare Ortsnetztransformatoren mit frei definierbaren Stufen erlaubt zusätzlich die Nutzung einer Spannungsregelung im Niederspannungsnetz. Insbesondere kann mit dieser Regelung das schmale Spannungsband von $\pm 3\%$, entsprechend den Annahmen in Kapitel 2, Abb. 2.4, deutlich erweitert werden. Die hierbei zum Einsatz kommenden Regelungen sowie mögliche Wechselwirkungen mit Betriebsmitteln sind ein potentielles Einsatzgebiet von PHIL-Simulationen.

4.6 Modellierung unsymmetrischer Niederspannungsnetze

Der Verkabelungsgrad deutscher Niederspannungsnetze ist in den vergangenen Jahren von 73,3% (1993) auf 89% (2013) gestiegen [10]. Seitdem kann ein weiterer kontinuierlicher Anstieg des Verkabelungsgrades beobachtet werden [12]. Unter Berücksichtigung des zunehmenden Austauschs von vor allem in ländlichen Gebieten noch bestehenden Freileitungen werden in der vorliegenden Arbeit beim Netzaufbau ausschließlich Niederspannungskabel betrachtet. Die Ausgestaltung des Netzes basiert auf dem in Abschnitt 2.1 dargelegten 4-Leiter TN-C-S-System. Für die Simulation von Energienetzen gehen Verteilnetzbetreiber meist von symmetrischen Lastbedingungen aus. Außerdem wird ein symmetrischer Aufbau der elektrischen Betriebsmittel angenommen.¹⁷ Basierend auf der damit vollstän-

¹⁷Diese Symmetrieannahme wird auch – obwohl geometrisch nicht realisierbar – für 4-Leiter-Systeme getroffen, wodurch eine Reduktion auf ein 3-Leiter-System möglich wird. Für eine ausführliche Herleitung dieser Reduktion des Leitungsmodells sei auf [18] verwiesen

digen Symmetrie des Niederspannungsnetzes erfolgt mittels der Methode der symmetrischen Komponenten eine Reduktion des Systems Niederspannung auf ein einphasiges Ersatzschaltbild. Dies vereinfacht Lastflussberechnungen, Schätzungen der Netzimpedanz und die Durchführung von Netzstudien maßgeblich [18, 88, 125]. Zur Parametrierung einphasiger Modelle finden sich Vorgaben in der Literatur, unter anderem in [88], unterschieden nach Mit- und Nullsystem sowie vorhandener Erdung.

Den getroffenen Annahmen entgegen zeigen die in Abschnitt 2.3 diskutierten Untersuchungen, dass reale NS-Netze teilweise stark unsymmetrisch belastet sind. Dem wird auch in der Literatur Rechnung getragen; bei den in [88] gegebenen Parametern wird darauf hingewiesen, dass die Parameter lediglich der groben Berechnung von Fehlerströmen und Netzbelastung dienen. Die Autoren führen explizit die mitunter eingeschränkte Genauigkeit gegenüber detaillierten Netzberechnungen an. Dies zeigt sich auch bei den in [125] durchgeführten Untersuchungen, bei denen falsche Symmetrieannahmen von britischen Niederspannungskabeln bei der Berechnung von Spannungsabfällen zu Fehlern von bis zu 17 % führen.

Anhand der Beobachtungen wird deutlich, dass es zum Erreichen einer großen Realitätsnähe des simulierten Netzes einer detaillierten, unsymmetrischen Leitungsmodellierung bedarf. Im Folgenden werden zunächst die den bisherigen unsymmetrischen Leitungsmodellen zugrunde liegenden Annahmen und Vereinfachungen näher beleuchtet und deren eingeschränkte Gültigkeit für deutsche Niederspannungsnetze diskutiert. Anschließend wird, wie vorab in [165] veröffentlicht und ausführlich beschrieben, der in der vorliegenden Arbeit verwendete alternative Ansatz zur Modellierung unsymmetrischer, realer Niederspannungsnetze vorgestellt. Dieser basiert auf einem zunächst angeführten π -Ersatzschaltbild. Darauf aufbauend wird das detaillierte 4-Leiter Kabelmodell dargelegt, wobei ein von der klassischen Leitungssimulation abweichender Ansatz zur Berücksichtigung der Erdrückleitung Verwendung findet. Dabei wird auch eine Parametrierung des Modells sowie dessen experimentelle Validierung und Evaluation vorgenommen.

4.6.1 Klassisches Leitungsmodell und getroffene Annahmen

Das gängige für die unsymmetrische Netzberechnung verwendete Modell basiert in seinem Ursprung auf einem 5-Leiter Freileitungssystem, wobei der 5. Leiter das Erdreich repräsentiert. Um eine simple Modellierung von Niederspannungskabeln und damit deren vereinfachte Berechnung zu ermöglichen, werden verschiedene Annahmen hinsichtlich dem Netzaufbau und der Berücksichtigung des Erdreichs getroffen. Entsprechend den nachfolgenden Untersuchungen ist die Gültigkeit dieser getroffenen Annahmen für das in der vorliegenden Arbeit betrachtete TN-C-S-System deutscher Niederspannungsnetze nicht uneingeschränkt gegeben.¹⁸

¹⁸Die ausführliche Herleitung des klassischen Leitungsmodells inklusive der Anwendung des Erdungsmodells nach Carson sowie der Kron-Reduktion ist in Anhang B aufgearbeitet

Erdungsmodell nach Carson

Die Repräsentation des Erdreichs durch einen Leiter erfolgt mithilfe der von Carson im Jahr 1926 ursprünglich für Telegraphenleitungen vorgestellten Gleichungen [26]. Nach [65] wird die Erde dabei als unendlicher Halbraum mit konstantem spezifischen Widerstand angenommen. Die Abbildung der durch Erdströme hervorgerufenen elektromagnetischen Felder wird durch Spiegelung eines jeden Leiters in das Erdreich, mit gleichem Abstand zur Erdoberfläche wie der ursprüngliche Leiter, erreicht. Ferner wird der Leiterdurchmesser gegenüber dem Abstand zwischen zwei Leitern ebenso wie eine Stromverdrängung vernachlässigt. Diese Annahmen lassen sich jedoch nur bedingt auf Niederspannungskabel übertragen [165]:

- **Zur Leitung paralleler Strompfad** Die Gleichungen von Carson basieren auf ausschließlich parallel zu den Leitern durch das Erdreich verlaufenden Strompfaden. Hingegen ist in NS-Netzen mit Ausgleichsströmen zwischen benachbarten Knoten (siehe Abschnitt 2.3.3.2) oder benachbarten Strängen zu rechnen [125]. Die grundlegende Annahme der Nullsumme aller Leiterströme (vgl. Anhang B, Gl. (B.1)) ist damit nicht mehr valide.
- **Freileitungen vs. Kabel** Die Gleichungen zur Berechnung der Erdimpedanz wurden für lange Freileitungen und einen Stromrückpfad ausschließlich durch das Erdreich aufgestellt. Davon abweichend besteht ein NS-Netz aus kurzen Kabeln mit Rückleiter und geringen Leiterabständen, so dass mit Abweichungen bei der Modellierung des Stromrückpfades zu rechnen ist. Nicht zuletzt haben leitfähige Rohrleitungen und andere Unregelmäßigkeiten im Erdreich einen entscheidenden Einfluss auf die Erdimpedanz [90].

Kron-Reduktion

Zur Ermöglichung der Netzmodellierung mit symmetrischen Komponenten oder zur Verwendung von auf 3-Leiter-Systeme ausgelegter Software bedarf es einer weiteren Reduktion des aus der Anwendung der Carson-Gleichungen resultierenden 4-Leiter-Systems [28, 65, 126]. Hier findet im Allgemeinen die *Kron-Reduktion* Anwendung, die auf der Annahme eines an jedem Knoten ideal geerdeten Neutralleiters aufbaut (vgl. Anhang B, Abschnitt B.2).

Für eine detaillierte Berechnung realer NS-Netze ist diese idealisierte Betrachtung der Erdungsverhältnisse aus zweierlei Gründen nicht valide, so dass auch die Autoren von [29, 125] auf die Anwendung der Kron-Reduktion verzichten:

- **Erdung des Neutralleiters** Trotz der Sternpunktterdung des Transformators in der ONS und geerdeten Haushalten muss von Kabelverbindern sowie Kabelverteilschränken ohne Erdverbindung ausgegangen werden.
- **Ideale Erdung** Gängige Übergangswiderstände in NS-Netzen liegen in der Größenordnung einiger weniger Ω (siehe auch Abschnitt 4.6.3.3).

4.6.2 Einphasige Modellierung elektrisch kurzer Kabel

Die Länge l der Netzstrahlen von Niederspannungsnetzen beträgt in der Regel wenige hundert Meter, in seltenen Fällen werden Längen von 1–2 km überschritten [104]. Einzelne Leitungsabschnitte sind meist deutlich kürzer, so dass Niederspannungskabel mit $l \leq \frac{\lambda}{60} = 50$ km allgemein als elektrisch kurz betrachtet werden können. Dies führt zur üblichen Modellierung eines Kabels durch das in Abb. 4.10 dargestellte einphasige π -Ersatzschaltbild [111]. Neben der Längsimpedanz $\underline{Z} = R + j\omega L$ zur Repräsentation des Leiters enthält dieses die hälftig auf beide Seiten der Impedanz aufgeteilte Queradmittanz. Sie setzt sich aus der Betriebskapazität C und dem Ableitwert G zusammen und bildet die elektrischen Eigenschaften des Dielektrikums ab.

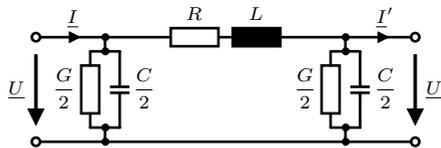


Abb. 4.10: Einphasiges π -Ersatzschaltbild elektrisch kurzer Leitungen, nach [111]

Bei der Verwendung dieses Kabelmodells werden in der Literatur verschiedene Abschätzungen getroffen [165]:

- **Ableitwert** Gemeinhin wird der Ableitwert G , insbesondere gegenüber der Betriebskapazität C , vernachlässigt [16, 18, 31, 86, 90].
- **Betriebskapazität** In den zuvor genannten Quellen wird die Betriebskapazität C , ähnlich dem Ableitwert, vernachlässigt. Dabei wird auf einen hinreichend kleinen Einfluss auf den Spannungsabfall verwiesen. Für die CIGRÉ-Benchmarknetze wird die Vernachlässigung der Betriebskapazität mit kurzen Leitungslängen begründet [28].

Im Gegensatz dazu führen die Autoren von [65, 88, 111] an, dass die Kapazitäten in Niederspannungsnetzen aufgrund der kleinen Leiterabstände und der großen relativen Permittivität $\varepsilon_{r,\text{PVC}} = 3 \dots 4$ des typischen Isoliermaterials Polyvinylchlorid (PVC) [53] nicht generell vernachlässigt werden können.

- **Leitertemperatur** Die Betriebstemperatur eines Kabels entsteht durch Verlustwärme, ein direkter Einfluss der Umgebungstemperatur wird aufgrund hinreichender Tiefe vernachlässigt [117]. Wegen der starken Temperaturabhängigkeit von Leiter- und Isoliermaterial empfiehlt [53] eine belastungsabhängige Korrektur der Parameter.

Die Angabe von Leitungsparametern – wenn nicht als vernachlässigbar bewertet – erfolgt in einschlägiger Literatur und üblicherweise als Leitungsbelag pro Kilometer in Abhängigkeit des Kabeltyps. Dabei weichen die genannten Richtwerte leicht voneinander ab. Exemplarische Leitungsparameter nach [55] und [88] sowie deren Temperaturabhängigkeit sind für das simple π -Ersatzschaltbild nach Abb. 4.10 in Anhang C, Tab. C.4 gegeben.

4.6.3 Detailliertes 4-Leiter Kabelmodell mit Erdrückleitung

Basierend auf der in Abschnitt 4.6.1 dargelegten Betrachtung gängiger Annahmen werden die bisherigen Netzmodelle für eine realitätsnahe Abbildung deutscher NS-Netze als unzureichend genau bewertet. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird daher eine auf einem 4-Leiter π -Ersatzschaltbild aufbauende und reale Erdverhältnisse berücksichtigende Modellierung durchgeführt. Im Einklang mit den Vorschlägen in [90] erfolgt die Betrachtung des Erdreichs dabei als eine ideal leitende Fläche, die an geerdeten Punkten über eine Erdungsimpedanz kontaktiert wird. Hierdurch wird insbesondere die als gegenüber der Leitfähigkeit des Erdreichs groß angenommene Impedanz der Erdung selber berücksichtigt. Dies ermöglicht eine für jeden Haushalt eines Stranges betragsmäßig gleiche Erdung sowie das Fließen von Kreisströmen. Das aus diesen Annahmen resultierende Modell zur Abbildung von Niederspannungskabeln und Erdungsverhältnissen ist in Abb. 4.11 dargestellt und wurde in [165] veröffentlicht.

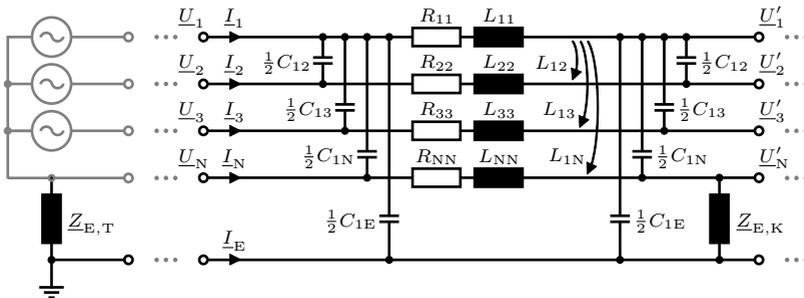


Abb. 4.11: 4-Leiter π -Ersatzschaltbild mit ideal leitendem Erdreich und Erdungsimpedanzen, gezeichnet sind nur die Kopplungen von Leiter 1 zu allen anderen Leitern, nach [165]

Die einzelnen Leiter des NS-Kabels in Abb. 4.11 werden mit den Selbstimpedanzen $\underline{Z}_{ii} = R_{ii} + j\omega L_{ii}$ modelliert, wobei $i \in \{1, 2, 3, N\}$. Der magnetischen Kopplung zwischen den Leitern wird durch Koppelinduktivitäten L_{ij} , mit $j \in \{1, 2, 3, N\}$ und $j \neq i$, Rechnung getragen. Die im vorherigen Abschnitt angeführten Betriebs-

kapazitäten werden im Sinne der Detailtiefe zunächst ebenfalls berücksichtigt und dem üblichen Vorgehen entsprechend zu $2 \cdot \frac{1}{2} C_{ij}$ und $2 \cdot \frac{1}{2} C_{iE}$ aufgeteilt. Weiterhin dargestellt sind die Erdungsimpedanzen zu einer gemeinsamen Referenzerde, wobei $\underline{Z}_{E,T}$ die Erdungsimpedanz des Transformators und $\underline{Z}_{E,K}$ die Erdungsimpedanz eines geerdeten Knotens K – typischerweise eines Haushaltes – beschreibt.

Für das in Abb. 4.11 gegebene Modell finden sich in der Literatur keine belastbaren Parameter. Sie werden im Folgenden basierend auf der Kabelgeometrie und der typischen Erdung von Haushalten bestimmt und, soweit möglich, validiert.

4.6.3.1 Parametrierung des 4-Leiter Kabelmodells

Der theoretisch genaueste Ansatz zur Parametrierung basiert auf der Finite-Elemente-Methode [126] oder der Momentenmethode [112], wofür jeweils eine exakte geometrische Kenntnis des Kabelaufbaus sowie ein Erdschirmmodell notwendig ist. Reale Fertigungstoleranzen und die Unkenntnis des Erdschirms berücksichtigend, erscheint der hohe Aufwand jedoch nicht angemessen. In der vorliegenden Arbeit wird deshalb ein auf gängigen Normen und verfügbaren geometrischen Parametern basierender rechnerischer Ansatz gewählt. Dabei liegt das Hauptaugenmerk auf den in Deutschland gegenwärtig meist verwendeten Niederspannungskabeln der Typen NAYY-J 4×150 SE (NS-Strang) und NAYY-J 4×50 SE (Hausanschlusskabel) mit einadrigen Sektorenleitern aus Aluminium.¹⁹ Ein hälftiges Schnittbild eines 4-Leiter Sektorkabels ist in Abb. 4.12 gegeben.

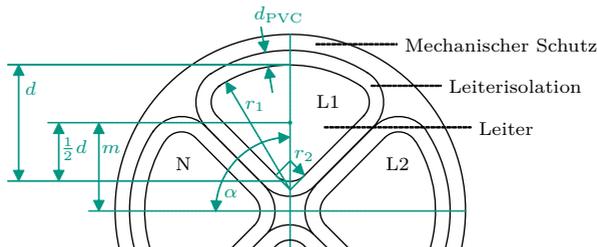


Abb. 4.12: Schnittbild eines 4-Leiter Sektorkabels, Größen entsprechend [157], nach [165]

Der Kabelschlag, die Verdrehung der Leiter innerhalb des Kabels, wird aufgrund des minimalen Einflusses in Übereinstimmung mit [126] vernachlässigt. Die maximal zulässige Betriebstemperatur der Kabel wird, begrenzt durch die thermische Festigkeit des Isoliermaterials, entsprechend den Angaben in [110] zu $\vartheta_{\max} = 70^\circ\text{C}$ angenommen. Aus den im Folgenden erläuterten Berechnungen

¹⁹Im Rahmen von [165] wurden darüber hinaus auch 3-Leiter Sektorkabel sowie Einflüsse eines konzentrischen Kabelschirms betrachtet, die hier keine Beachtung finden

resultierende Parameter sind exemplarisch für die zuvor genannten Kabeltypen in Anhang C, Tab. C.5 gegeben.

Ohmscher Leiterwiderstand – Berechnung

Maximalwerte für Leiterwiderstandsbeläge $R'_{\text{DC},20}$ sind, für eine Temperatur von 20 °C, in Abhängigkeit des Nennquerschnitts in DIN VDE 0295 [147] definiert. Es ist anzunehmen, dass Kabelhersteller aus Kostengründen diese Grenzwerte ausschöpfen. Damit ergibt sich der von der Leitertemperatur ϑ abhängige DC-Widerstandsbelag $R'_{\text{DC},\vartheta}$ eines Leiters mit $R'_{\text{DC},20}$ entsprechend Anhang C, Tab. C.6 zu

$$R'_{\text{DC},\vartheta} = R'_{\text{DC},20} (1 + \alpha_{\text{Al}} (\vartheta - 20^\circ\text{C})) , \quad (4.34)$$

mit dem Temperaturkoeffizienten von Aluminium $\alpha_{\text{Al}} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$.

Zur Bestimmung des AC-Widerstandsbelags müssen sowohl der *Skin-Effekt*²⁰ F_{S} als auch der *Proximity-Effekt*²¹ F_{P} berücksichtigt werden, die sich in Abhängigkeit von der Skintiefe δ und dem Leiterradius r berechnen lassen. Hierfür wird auf die in Anhang A, Abschnitt A.4 gegebenen Gleichungen zurückgegriffen, die auf dem Ansatz in [88] basieren und ihn für einen unsymmetrischen Kabelaufbau sowie die damit veränderten Abstände zwischen den Rotationsachsen ergänzen. Anstatt des Sektorenleiters wird für die Berechnung des Leiterradius ersatzweise ein Rundleiter mit gleichem Querschnitt angenommen. Dabei ist zu beachten, dass die Norm für einen gegebenen Nennquerschnitt lediglich – unter Verwendung eines festgelegten Widerstandsparameters – einen maximalen Widerstandsbelag definiert, nicht jedoch den tatsächlichen Leiterquerschnitt. Basierend auf der Annahme einer wirtschaftlichen Optimierung seitens der Hersteller muss in der Folge von einem realen Leiterquerschnitt A_{R} ausgegangen werden, der nach [59] 88 % des Nennquerschnitts A_{n} beträgt. Für die betrachteten Kabel ergeben sich die in Tab. 4.2 gegebenen Werte von F_{S} und F_{P} .

Tab. 4.2: Skintiefe δ , Skin-Effekt F_{S} und Proximity-Effekt F_{P} in Abhängigkeit von Leitertemperatur ϑ und Nennquerschnitt A_{n} , $f = 50 \text{ Hz}$, $\mu = \mu_0$, nach [165]

ϑ	δ	A_{n}	F_{S}	F_{P}
20 °C	12,04 mm	50 mm ²	1,0002	1,0003
		150 mm ²	1,0018	1,0036
70 °C	13,19 mm	50 mm ²	1,0001	1,0002
		150 mm ²	1,0012	1,0025

²⁰Stromverdrängung durch interne Wechselfelder

²¹Stromverdrängung durch Wechselfelder, die von in benachbarten Leitern fließenden Strömen hervorgerufen werden

Anhand der Werte in Tab. 4.2 ist eine leichte Temperaturabhängigkeit von Skin- und Proximity-Effekt erkennbar, die in erster Näherung vernachlässigt wird. Der temperaturabhängige AC-Widerstandsbelag wird damit zu

$$R'_{AC,\vartheta} = \underbrace{F_S \cdot F_P \cdot R'_{DC,20}}_{R'_{AC,20}} (1 + \alpha_{Al} (\vartheta - 20^\circ\text{C})) \quad (4.35)$$

berechnet.

Selbst- und Koppelinduktivität – Berechnung

Die Berechnung der Selbstinduktivitäten L_{ii} und Koppelinduktivitäten L_{ij} beruht auf dem Vorgehen in [50, 51]. Die Leiter werden dabei als unendlich lang und der Strom, entsprechend den zuvor berechneten Skintiefen und Leiterradien sowie in Übereinstimmung mit [31, 88], als gleichmäßig verteilt betrachtet. Die Permeabilität der Kabelmaterialien wird gleich der eines Vakuums zu μ_0 approximiert, ein Temperatureinfluss wird vernachlässigt. Mit diesen Annahmen lassen sich Selbst- und Koppelinduktivitätsbelag zu

$$L'_{ii} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{1 \text{ m}}{D_{ii}} \right) \quad \text{und} \quad L'_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \left(\frac{1 \text{ m}}{D_{ij}} \right) \quad (4.36)$$

berechnen.²² Dabei beschreibt die Größe D_{ii} den mittleren geometrischen Radius (engl. *geometric mean radius*, GMR) eines Leiters. Mit der Annahme, dass der GMR eines Sektorenleiters dem eines Rundleiters entspricht [126], und unter Berücksichtigung des realen Leiterquerschnitts A_R ergibt sich

$$D_{ii} = e^{-\frac{1}{4}} \sqrt{\frac{A_R}{\pi}} = e^{-\frac{1}{4}} \sqrt{\frac{0,88 \cdot A_n}{\pi}} \quad (4.37)$$

Der für den Koppelinduktivitätsbelag benötigte mittlere geometrische Abstand D_{ij} (engl. *geometric mean distance*, GMD) zwischen zwei Leitern ist von der Lage der Leiter zueinander abhängig. Er berechnet sich über den Abstand m der Rotationsachse eines Leiters zum Kabelmittelpunkt [126]. Mit der Definition der geometrischen Leiterparameter r_2 und d nach DIN VDE 0276-603 [157], der Isolationsdicke d_{PVC} und dem Winkel α zwischen zwei Leitern (siehe Abb. 4.12) ergibt sich

$$m = \frac{d}{2} + \frac{d_{PVC}}{\sin(\alpha/2)} + r_2 \left(\frac{1}{\sin(\alpha/2)} - 1 \right) \quad (4.38)$$

Aus diesem Abstand m wird der GMD zwischen benachbarten und gegenüberliegenden Leitern zu

$$D_{ij,b} = \sqrt{2} \cdot m \quad \text{und} \quad D_{ij,g} = 2 \cdot m \quad (4.39)$$

berechnet.

²²Die gegebenen Gleichungen resultieren zwar aus algebraisch korrekten Umformungen; da der natürliche Logarithmus jedoch nur von dimensionslosen Größen berechnet werden kann, erfolgt hier eine Erweiterung des Zählers um die Längeneinheit Meter (1 m). Für eine detaillierte Herleitung der Gleichungen sei auf [51] verwiesen

Betriebskapazität – Berechnung

Die Permittivität von PVC zeigt eine starke Temperaturabhängigkeit [53]. Für $\vartheta_{\max} = 70^\circ\text{C}$ gilt $\varepsilon_{r,\text{PVC},70} \approx 8$, in erster Näherung wird eine lineare Interpolation bis hin zu $\varepsilon_{r,\text{PVC},20} = 3,5$ angenommen.

Hinsichtlich der Bestimmung der Kapazitäten zeigen Analysen in [112], dass berechnete Werte gegenüber denen, die mit der Finite-Elemente-Methode gewonnen wurden, um maximal 5% abweichen. Die Autoren berücksichtigen benachbarte Leiter, die vereinfacht als ideale Viertelkreise abgebildet werden, als Plattenkondensator. Es ergibt sich die Berechnung des Kapazitätsbelags benachbarter Leiter zu

$$C'_{ij,\vartheta,b} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_{r,\text{PVC},\vartheta} \cdot \frac{r_1}{2 \cdot d_{\text{PVC}}} \quad (4.40)$$

Für gegenüberliegende Leiter ist eine vergleichbar simple Berechnung nicht möglich. Der Kapazitätsbelag dieser Leiter wird deshalb, basierend auf den in [112] ferner vorgestellten Ergebnissen, zu

$$C'_{ij,\vartheta,g} = 0,05 \cdot C'_{ij,\vartheta,b} \quad (4.41)$$

abgeschätzt.

Entsprechend dem Vorgehen in [112] wird die Streukapazität zwischen einem Leiter und dem umgebenden Erdreich als ein Viertel eines Zylinderkondensators betrachtet. In Ermangelung der genauen Kenntnis von Umgebungsparametern wird eine Worst-Case-Abschätzung insofern getroffen, als das elektrische Feld auf die äußere Hülle des Kabels begrenzt wird [53]. Die mit dieser Abschätzung errechneten Werte liegen in der Größenordnung der in [88] gegebenen Kapazitäten, es ergeben sich Erdstreukapazitätsbeläge von $C'_{iE} = 0,48 \frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$ für $A_n = 50 \text{ mm}^2$ und $C'_{iE} = 0,66 \frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$ für $A_n = 150 \text{ mm}^2$.

4.6.3.2 Messtechnische Validierung der Parameter

Zur Validierung der zuvor rechnerisch bestimmten Parameter wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit experimentelle Messungen an verschiedenen realen Kabeln durchgeführt. Die Ergebnisse der Messungen an einem Kabel des Typs NAYY-J 4×150 SE werden im Folgenden exemplarisch zusammengefasst und mit den berechneten Parametern (siehe auch Anhang C, Tab. C.5) verglichen. Für eine Beschreibung des verwendeten Messaufbaus sei auf [165] verwiesen.²³

²³Messmittel: LMG500 von ZES ZIMMER Electronic Systems GmbH [134] sowie DIRANA von OMICRON electronics GmbH [91]

Ohmscher Leiterwiderstand – Messung und Validierung

Es besteht eine sehr gute Übereinstimmung zwischen gemessenen und berechneten Werten der DC-Widerstandsbeläge (siehe Anhang C, Abb. C.7). Lediglich der messtechnisch bestimmte Widerstandsbelag des Leiters N weist gegenüber den anderen Parametern eine Abweichung in Höhe von 2% auf, was auf große Fertigungstoleranzen schließen lässt.

Hingegen sind die gemessenen AC-Widerstandsbeläge gegenüber den berechneten um bis zu 8% erhöht (siehe Anhang C, Abb. C.7). Eine potentielle Ursache hierfür stellen die in der Umgebung des jeweils belasteten Leiters induzierten Wirbelströme dar. Insbesondere kann der sektorenförmige Leiter als ausschlaggebend erachtet werden, wodurch auf der (verhältnismäßig großen) näheren Seite des Nachbarleiters ein gegenüber der fernen Seite ca. 4,6-fach größeres magnetisches Feld anliegt ($d_{PVC} = 1,8 \text{ mm}$, $A = 132 \text{ mm}^2$). Für die Berechnung jedoch wird der für Rundleiter berechnete Proximity-Effekt berücksichtigt.

Hinsichtlich der Temperaturabhängigkeit konnten die Annahmen steigender Widerstandsbeläge qualitativ bestätigt werden. Eine exakte Messung der temperaturabhängigen Leiterwiderstände war aufgrund der Umgebungsbedingungen nicht möglich (siehe Anhang C, Abb. C.8).

Selbst- und Koppelinduktivität – Messung und Validierung

Die aus den Messungen resultierenden Selbst- und Koppelinduktivitätsbeläge weisen gegenüber den berechneten Werten eine Abweichung von ca. 10% auf, die sich mit steigender Frequenz leicht verringert (siehe Anhang C, Abb. C.9 und Abb. C.10). Die Proportionalität der Koppelinduktivitäten zwischen benachbarten und gegenüberliegenden Leitern hingegen wird gut abgebildet. Eine potentielle Begründung für die absoluten Abweichungen der Beläge kann wie folgt gegeben werden:

- **Installation des vermessenen Kabels** Aus messtechnischen Gründen wurde das zu vermessende Kabel U-förmig verlegt. Die gebildete Schleife wirkt sich auf Selbst- und Koppelinduktivität aus.
- **Annahmen bei der Berechnung** Bei der Berechnung nach Gl. (4.36) liegt die Annahme unendlich langer Rundleiter zugrunde, die ihrem Leiterradius gegenüber verhältnismäßig weit auseinanderliegen. Die Gültigkeit dieser Annahmen für Sektorenleiter mit großem Nennquerschnitt und kleinem mittleren geometrischen Abstand ist zu hinterfragen und gerät sicher an Grenzen.

Im Rahmen der Messreihen konnte keine temperaturabhängige Änderung der Induktivitätsbeläge festgestellt werden. Die der Berechnung zugrunde liegende Annahme der Temperaturunabhängigkeit wird als realistisch erachtet.

Betriebskapazität – Messung und Validierung

Die gemessenen und gemittelten Kapazitätsbeläge stimmen gut mit den rechnerisch bestimmten Kapazitätsbelägen überein (siehe Anhang C, Tab. C.7). Bei den Einzelmessungen zwischen je zwei Leitern traten Abweichungen von bis zu 3 % auf, die auf Fertigungstoleranzen zurückzuführen sind.

Auch hier war lediglich eine qualitative Messung der Temperaturabhängigkeit möglich. Es wurde bei einer Leitertemperatur von $\vartheta \approx 38^\circ\text{C}$ gegenüber einer Leitertemperatur von $\vartheta \approx 24^\circ\text{C}$ ein Anstieg der Kapazität um 6 % gemessen. Dabei wurde lediglich ein Leiter durch Stromeinprägung erwärmt.

4.6.3.3 Parametrierung der Erdimpedanzen

Eine allgemeingültige Bestimmung von Erdimpedanzen ist aufgrund der vielfältigen Netzausgestaltungen und der verschiedenen Haushalte nicht möglich. In der vorliegenden Arbeit werden deshalb zunächst grundlegende Annahmen getroffen, aus denen dann für Haushalte und ONS ansetzbare Werte abgeleitet werden. Diese finden in den aufgebauten Simulationsmodellen Eingang.

Die gesamte Erdungsimpedanz \underline{Z}_E eines Knotens setzt sich aus der Impedanz des Erdleiters $\underline{Z}_{E,L}$, der Impedanz der Erdungselektrode $\underline{Z}_{E,E}$ sowie dem Ausbreitungswiderstand R_A zusammen, es ergibt sich

$$\underline{Z}_E = \underline{Z}_{E,L} + \underline{Z}_{E,E} + R_A = R_{E,L} + R_{E,E} + R_A + j(X_{E,L} + X_{E,E}) . \quad (4.42)$$

Der Ausbreitungswiderstand beschreibt dabei die Kontaktierung zwischen Elektrode und Erdleiter, wobei letzterer bei dem verwendeten Erdungsmodell dem Erdreich entspricht.

Nach [82] sind die reaktiven Anteile der Impedanzen lediglich für transiente Betrachtungen relevant, für die in der vorliegenden Arbeit betrachteten Vorgänge können sie gegenüber dem ohmschen Anteil vernachlässigt werden. Ferner werden die ohmschen Verluste durch Leiter und Elektrode gegenüber dem Ausbreitungswiderstand als vernachlässigbar erachtet, so dass sich eine rein ohmsche Erdungsimpedanz

$$\underline{Z}_E \approx R_A \quad (4.43)$$

ergibt. Diese hängt lediglich vom spezifischen Erdwiderstand ρ_E und den geometrischen Abmessungen der Erdungselektrode ab.

Erdungsimpedanz von Haushalten

Aufgrund der starken Abhängigkeit von u. a. Zusammensetzung, Temperatur und Feuchtigkeit des Erdreichs ist eine exakte Bestimmung des spezifischen Erdwiderstandes unmöglich. Als Referenzwert wird deshalb entsprechend der Erwähnung als üblicher Standardwert in [87] $\rho_E = 100 \Omega \text{ m}$ gewählt.

Die geometrischen Abmessungen der Erdungselektrode eines Gebäudes hängen von dem Typ des eingesetzten Fundamenters ab. Dessen Verwendung ist nach DIN VDE-AR-N 4100 [160] für Neubauten in Deutschland vorgeschrieben, es kann in nicht isoliertem Beton verbauter Stahl oder ein ins Erdreich eingebrachter Ring aus Bandstahl (Ringerder) verwendet werden [156]. In der Literatur finden sich verschiedene Ansätze zur Abschätzung der Erdungsimpedanz.

Halbkugelförmige Erdungselektrode

In [70] wird eine dem Fundament volumengleiche halbkugelförmige Erdungselektrode angenommen. Für ein Fundament mit auf üblichen Grundflächen nach [45] basierenden Maßen $B \times T = 10 \text{ m} \times 15 \text{ m}$ sowie üblichen Fundamentdicken nach [52] von $H = 0,25 \text{ m}$ ergibt sich mit

$$R_A = \frac{\rho_E}{\pi \cdot d} \tag{4.44}$$

nach [70] ein Erdungswiderstand von $R_A \approx 6,1 \Omega$, wobei d der Durchmesser der halbkugelförmigen Erdungselektrode ist.

Ringerder

Ein Ansatz zur Berechnung der Erdungsimpedanz von mittels Ringerdern geerdeten Haushalten wird in [54] vorgestellt. Er basiert auf einer geometrischen Konstante g , die sich in Abhängigkeit der genauen Geometrie des Erders sowie dessen Abstand von der Geländeoberkante ergibt. Mit den in [54] gegebenen Referenzwerten für g und der Gleichung

$$R_A = 1,05 \frac{\rho_E}{g} \tag{4.45}$$

ergibt sich $R_A \approx 5,4 \Omega$.

Kompromiss: Parameterdefinition

Da eine detailliertere Abschätzung des Erdungswiderstandes nicht praktikabel ist, wird die Erdungsimpedanz in der vorliegenden Arbeit der Einfachheit halber zu $Z_{E,K} = R_A = 6 \Omega$ festgelegt. Sie befindet sich damit in dem durch die vorgestellten Ansätze gegebenen Bereich.²⁴

Erdungsimpedanz von Ortsnetzstationen

Die Erdungsimpedanz von Ortsnetzstationen definiert maßgeblich die Sternpunkt-erdung des Ortsnetztransformators, so dass die Anforderung einer ausreichend niederohmigen Erdung besteht. In [87] wird hierfür ein Wert von 2Ω angenommen, der auch in [55] angeführt wird. Darauf aufbauend wird die Erdungsimpedanz in der vorliegenden Arbeit, auch im Sinne einer Worst-Case-Abschätzung, zu $Z_{E,T} = 2 \Omega$ definiert.

²⁴In [55] wird, im Zusammenhang mit der Betrachtung von Berührungsspannungen, ebenfalls ein Wert von 6Ω als typische Erdungsimpedanz genannt

4.6.3.4 Evaluation des 4-Leiter Kabelmodells mit Erdrückleitung

Zur Beurteilung des Gesamtmodells sowie dessen Sensitivität gegenüber der Veränderung einzelner Parameter werden in [165] detailliert die Ergebnisse der Simulationen eines realen Niederspannungsstranges diskutiert. Dabei wurde der in Abb. 4.13 dargestellte und in Kapitel 2, Tab. 2.5 als A-2 bezeichnete Strang eines als schwach zu bewertenden, realen deutschen Niederspannungsnetzes simulativ abgebildet. Die Modellierung des Netzstranges erfolgt mit dem detaillierten 4-Leiter π -Ersatzschaltbild mit Erdrückleitung nach Abb. 4.11, parametriert entsprechend Anhang C, Tab. C.5 ($\vartheta = 20^\circ\text{C}$, Maximalwerte).

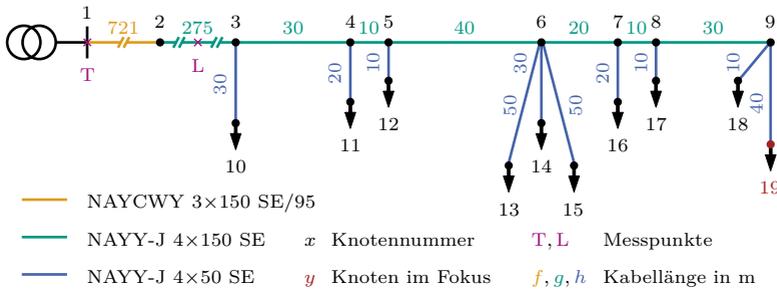


Abb. 4.13: Aufbau des realen NS-Stranges A-2 (Kapitel 2, Tab. 2.5), nach [165]

Parametersensitivität

Der Netzstrang nach Abb. 4.13 wurde in der Simulation entsprechend Anhang C, Tab. C.8 unsymmetrisch belastet. Für die Bewertung des Einflusses einzelner Modelleigenschaften wird die Spannung des vom Transformator ($U_T = U_n = 230\text{ V}$) entferntesten Netzknotens K19 herangezogen. Die Ergebnisse sind in Abb. 4.14 dargestellt. Als Referenz dienen die sich bei Verwendung des vollständigen Modells nach Abb. 4.11 einstellenden Spannungen (horizontale Linien, gepunktet). Die sich für vom Referenzszenario abweichende Szenarien ergebenden Spannungen sind als Punkte dargestellt. In den Szenarien S1 bis S4 wurde je ein Parameter gegenüber dem Referenzmodell variiert, die Szenarien S5 und S6 hingegen zeigen die Ergebnisse bei einer abweichenden Modellierung der Kabel auf.

Eine kurze Beschreibung der Szenarien sowie die Interpretation der in Abb. 4.14 dargestellten, resultierenden Phasenspannungen an Netzknoten K19 ist im Folgenden gegeben [165]:

- **S1: Vernachlässigung der Leiterkopplung** In Szenario S1a werden für die Betriebskapazitäten, zur elektrischen Entkopplung der Leiter, hinreichend

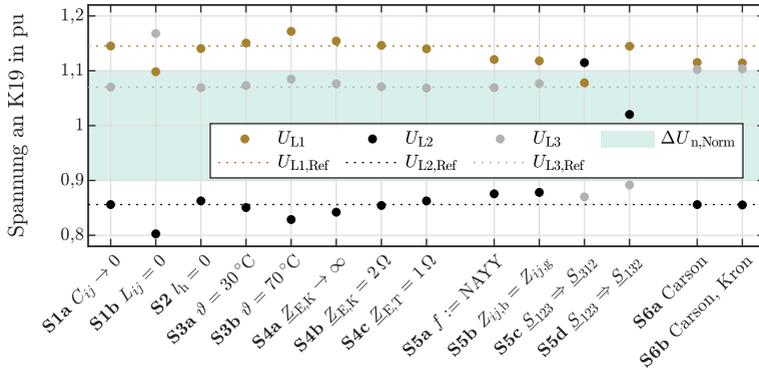


Abb. 4.14: Sensitivität des 4-Leiter Kabelmodells mit Erdrückleitung gegenüber der Variation einzelner Parameter und Modelleigenschaften, nach [165]

niedrige Werte vorgegeben. Entsprechend verschwinden die im Referenzszenario fließenden Ströme I_C von wenigen mA, die daraus resultierenden Spannungsänderungen haben keine Relevanz.

Hingegen ruft eine Vernachlässigung der durch Koppelinduktivitäten abgebildeten magnetischen Kopplung Veränderungen der Leiterspannungen von bis zu 0,1 pu hervor (S1b). Auffällig sind sowohl die Drehung der Phasenreihenfolge als auch die betragsmäßig unterschiedlich stark ausgeprägten Veränderungen.

- **S2: Vernachlässigung der Hausanschlusskabel** Die Vernachlässigung der Hausanschlusskabel (Abb. 4.13, blau) führt zu Änderungen der Spannungen an Knoten K19 in Höhe von bis zu 0,007 pu, was maßgeblich auf das diesem Knoten zugehörige Hausanschlusskabel zurückzuführen ist.
- **S3: Variation der Leitertemperatur** Die in S3a getroffene Annahme einer Leitertemperatur von $\vartheta = 30\text{ °C}$, die nach [110] einer Auslastung des Leiters von 50 % entspricht, verändert die Spannungen um bis zu 0,0055 pu. Dabei wird aufgrund der höheren Leiterimpedanzen auch der durch die Erdungsimpedanz des Transformators und damit der durch das Erreich fließende Strom $I_{E,T}$ um 4 % vergrößert.

Als Worst-Case-Abschätzung wird in S3b eine Temperatur von $\vartheta = 70\text{ °C}$ angenommen. Daraus resultieren Vergrößerungen des Spannungsabfalls um bis zu 0,03 pu.

- **S4: Variation der Erdungsimpedanzen** Szenario S4a zeigt die sich ohne jegliche Erdungsimpedanzen $\underline{Z}_{E,K}$ und somit für $I_E = 0$ A einstellenden Spannungen. Diese sind infolge der höheren Neutralleiterströme I_N um bis zu 0,015 pu ins Extremere verändert.

Die in S4b angenommene Erdungsimpedanz $\underline{Z}_{E,K} = 2 \Omega$ entspricht urbanen Gebieten [87]. Der Einfluss dieser Änderung auf die Leiterspannungen ist mit bis zu 0,002 pu eher gering. Dies ist mit den langen Leitungen zwischen Knoten K1 und K3 sowie den vielen, nah beieinander liegenden Erdungspunkten zu begründen. Die parallelen Erdungsimpedanzen $\underline{Z}_{E,K}$ sind gegenüber der Erdungsimpedanz des weit entfernten Transformators $\underline{Z}_{E,T}$ gering.

Dies bestätigt sich bei Betrachtung von Szenario S4c, bei dem die zu $\underline{Z}_{E,T} = 1 \Omega$ verringerte Erdungsimpedanz des Transformators in Spannungsänderungen von bis zu 0,007 pu resultiert.

- **S5: Variation von Kabeltyp und Symmetrie** Das vom Transformator aus betrachtet erste und sogleich längste Kabel des simulierten Netzstranges (Leitung 1–2) wurde bisher seinem realen Typ NAYCWY 3×150 SE/95 entsprechend modelliert. In Szenario S5a wird für dieses Kabel, den anderen Kabeln entsprechend, der Typ NAYY-J 4×150 SE angenommen, was sowohl den Querschnitt des Rückleiters²⁵ als auch die Symmetrieeigenschaften²⁶ verändert. Die daraus resultierenden Spannungsabfälle sind gegenüber dem Referenzszenario um bis zu 0,027 pu geringer.

Um zwischen den Auswirkungen von Leiterquerschnitt und Symmetrie differenzieren zu können, baut Szenario S5b auf S5a auf. Der veränderte Kabeltyp wird beibehalten, wobei jetzt symmetrische Koppellinduktivitäten zwischen den unsymmetrisch angeordneten Leitern angenommen werden. Die Induktivitäten werden zu $L_n = L_g = \frac{1}{3} (2 L_{ij,n} + L_{ij,g})$ gemittelt. Für die Spannungen ergeben sich, hier im Vergleich zu den Spannungen von Szenario S5a betrachtet, Änderungen von bis zu 0,007 pu. Dabei ist festzustellen, dass die Änderungen betragsmäßig unterschiedlich stark ausgeprägt sind.

Die Simulationsergebnisse von S5a und S5b zusammen betrachtend, können die gegenüber dem Referenzszenario großen Veränderungen der Spannungen in S5a mehrheitlich dem veränderten Querschnitt des PEN-Leiters zugerechnet werden. Die Veränderung der Symmetrie wirkt sich hingegen in eher geringerem Maße aus.

Die Szenarien S5c und S5d bauen ebenfalls auf der Kabelmodellierung von S5a auf, die Lasten sind jedoch anderen Phasen zugeordnet. Bei einer Rotation

²⁵Die Leitfähigkeit des als PEN-Leiter dienenden und mittels Kupferadern ausgeführten Kabelschirms entspricht beim Typ NAYCWY 3×150 SE/95 der eines Aluminiumleiters mit einem Querschnitt von 95 mm²

²⁶Der Kabelschirm des Kabeltyps NAYCWY 3×150 SE/95 umgibt die drei symmetrisch mit einem Winkel von 120° angeordneten Sektorenleiter 1, 2 und 3

der Anschlussphasen (S5c: $\underline{S}_{123} \Rightarrow \underline{S}_{312}$) wird zunächst die Änderung der Phasenreihenfolge deutlich. Zusätzlich sind um bis zu 0,009 pu veränderte Beträge der an den Lasten anliegenden Spannungen erkennbar, die auf den unsymmetrischen Kabelaufbau zurückzuführen sind.²⁷ Bei einer permutierten Phasenzuordnung (S5d: $\underline{S}_{123} \Rightarrow \underline{S}_{132}$) hingegen sind gegenüber den Spannungen von Szenario S5a stark abweichende Phasenspannungen festzustellen. Den maßgeblichen Anteil daran haben die sich auf den Neutralleitern durch geometrische Addition der Ströme nun abweichend ergebenden Spannungsabfälle, die Relevanz der Lastverteilung wird deutlich.

- **S6: Erdungsmodell nach Carson und Kron-Reduktion** Szenario S6a modelliert das Netz als 4-Leiter-System mit dem in Anhang B, Abschnitt B.1 dargelegten Erdungsmodell nach Carson, ohne weitere Erdungsimpedanzen zu berücksichtigen. Darauf aufbauend findet in Szenario S6b ebenfalls das Erdungsmodell nach Carson Anwendung, hier in Verbindung mit der Kron-Reduktion und einem daraus resultierenden 3-Leiter Kabelmodell entsprechend Anhang B, Abschnitt B.2. Es wird jeweils die ursprüngliche Phasenzuordnung der Lasten (\underline{S}_{123}) verwendet. Die Ergebnisse zeigen deutlich veränderte Knotenspannungen, die gegenüber dem Referenzmodell um bis zu 0,032 pu (S6a) und 0,033 pu (S6b) abweichen. Es ist ersichtlich, dass die durch die Kron-Reduktion zusätzlich eingetragenen Änderungen gering ausfallen.

Obige Betrachtungen zeigen deutlich die Relevanz einer detaillierten Modellierung von Kabeln und Erdrückleitung. Insbesondere führt die Verwendung des vorgestellten alternativen Ansatzes zur Modellierung von Niederspannungsnetzen gegenüber den bisherigen unsymmetrischen Ansätzen zu abweichenden Knotenspannungen in der Größenordnung einiger Prozent. Hinsichtlich der Betriebskapazitäten ist bei 50 Hz ein verschwindend geringer Einfluss auf die Simulationsergebnisse festzustellen, so dass sie in der vorliegenden Arbeit im Sinne der Modellreduktion vernachlässigt werden. Die übrigen Parameter hingegen wirken sich teilweise stark auf den Spannungsabfall einzelner Phasen aus, ihre Relevanz ist somit abhängig vom Anwendungsfall und der zu erreichenden Detailtiefe.

Validierung des Modells

Die Validierung des vorgestellten Modells wird anhand realer Messdaten (Subskript M) des in Abb. 4.13 dargestellten Netzstranges durchgeführt. Hierfür stehen Spannungsmessungen am Transformator $\underline{U}_{T,M}$ sowie die an einem Messpunkt zwischen Knoten K2 und K3 (vgl. Abb. 4.13, Punkt L) gemessenen Spannungen $\underline{U}_{L,M}$ und Leistungsflüsse $\underline{S}_{L,M}$ zur Verfügung.

Für den ausgewählten Simulationszeitraum von $t = 420$ s dienen die am realen Transformator aufgezeichneten Spannungen $\underline{U}_{T,M}$ als Vorgabe für die NS-seitigen

²⁷Bei einem symmetrischen Kabelaufbau wäre zwar die Phasenreihenfolge verändert, die Höhe der an den Lasten anliegenden Spannungen wäre jedoch unverändert

Spannungen des simulierten Transformators. Die gemessene Scheinleistung der Lasten $\underline{S}_{L,M}$ wird am entsprechenden Messpunkt L mittels einer simulierten Ersatzlast eingespeist, die die verbraucherseitigen Netzknoten K3 bis K19 jenseits des Messpunktes repräsentiert. Zur Bewertung der Modellgüte werden die sich in der Simulation (Subskript S) an der Ersatzlast einstellenden Spannungen $\underline{U}_{L,S}$ mit den gemessenen Spannungen $\underline{U}_{L,M}$ verglichen. Sowohl die im realen Netz aufgezeichneten und zur Parametrierung der Simulation verwendeten Messwerte als auch die sich in der Simulation an Messpunkt L einstellenden Spannungen sind in Abb. 4.15 dargestellt [165].

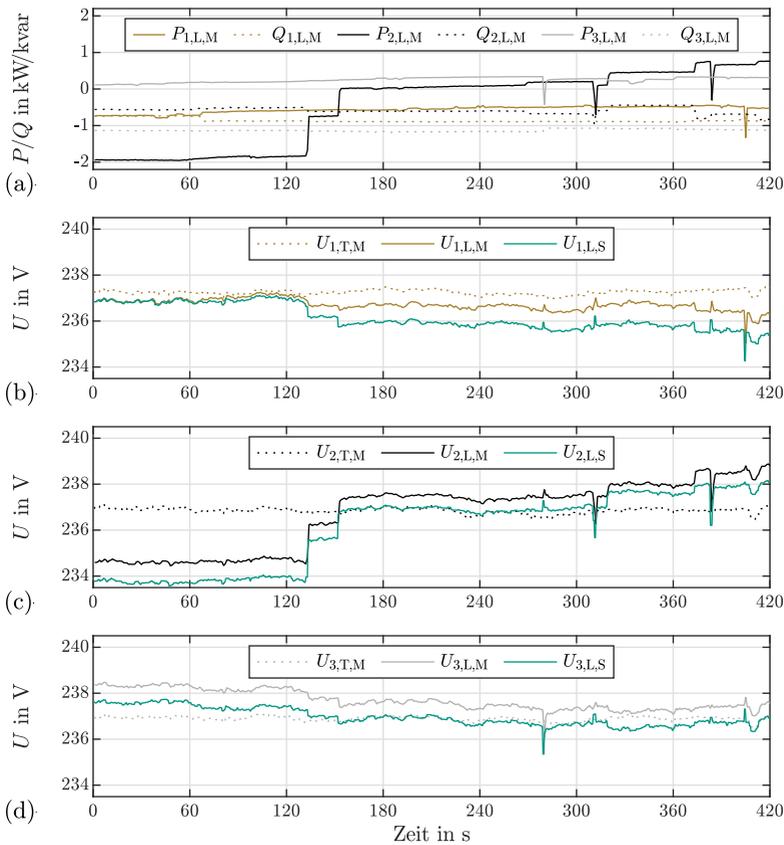


Abb. 4.15: Validierung des 4-Leiter Kabelmodells anhand Messdaten des realen Netzstranges A-2 (Kapitel 2, Tab. 2.5), nach [165]

Die gegebenen Kurven zeigen eine deutliche qualitative Korrelation zwischen den simulierten Spannungen $\underline{U}_{L,S}$ und den gemessenen Spannungen $\underline{U}_{L,M}$ am Messpunkt L. Insbesondere wird dies bei Lastsprüngen deutlich, bei denen auch Auswirkungen auf die Spannungen benachbarter Phasen erkennbar sind. Quantitativ hingegen wird ein auf allen drei Phasen bestehender Offset von bis zu 0,005 pu deutlich. Dieser Offset zeigt eine leichte Abhängigkeit von der Lastsituation und -verteilung. Folgende Faktoren sind als potentielle Gründe für die verbleibenden Abweichungen zu nennen (siehe auch [165]):

- **Leitertemperatur** In den Simulationen wurde, in Ermangelung näherer Informationen, eine starre Leitertemperatur von 20 °C angenommen.
- **Kabelparameter** Eine mögliche Ursache für Abweichungen ist eine fehlerhafte Parametrierung im Zusammenhang mit den in Abschnitt 4.6.3.2 festgestellten Differenzen zwischen gemessenen und berechneten Leitungsparemtern.
- **Erdung** Die Erdungsimpedanzen wurden in Ermangelung genauer Informationen entsprechend Kapitel 2, Tab. 2.5, Feeder A-2 so gewählt, dass $I_E = 19\% \cdot I_N$. Zusätzlich können Erdreichströme aufgrund der Verwendung einer Ersatzlast nicht zwischen einzelnen Lasten, sondern ausschließlich zum Transformator fließen, was nach vorherigen Untersuchungen nicht realitätsnah erscheint.

Anhand der Ergebnisse und der verhältnismäßig geringen Abweichungen wird das Modell als hinreichend valide für eine detaillierte Abbildung von Niederspannungsnetzen bewertet. Zur weiteren Reduktion verbleibender Ungenauigkeiten und damit zur Erreichung einer möglichst großen Realitätsnähe ist eine genaue Kenntnis des zu simulierenden Netzes sowie der Umgebungsparameter zwingend notwendig.

4.6.3.5 Modellimplementierung und Dämpfung

Das in den vorherigen Abschnitten vorgestellte alternative Leitungsmodell wird, unter Vernachlässigung der Betriebskapazitäten (siehe Abschnitt 4.6.3.4), entsprechend Abb. 4.16 implementiert. Dabei sind die zum 4-Leiter Kabelmodell gehörenden Komponenten schwarz und die in unterschiedlichen Abstufungen implementierten Dämpfungsglieder²⁸ grau dargestellt.

Die mit verschiedenen Ansätzen zur Dämpfung realisierten Modellvarianten bieten jeweils unterschiedliche Vor- und Nachteile, wobei alle einen Kompromiss zwischen Realitätsnähe und Stabilität darstellen. Eine Aufschlüsselung sowie die Parametrierung sind im Folgenden gegeben, die sich für einen exemplarischen Betriebsfall²⁹

²⁸Minimierung softwaretechnisch bedingter numerischer Oszillationen, vgl. Abschnitt 3.3.2

²⁹Es wird der in Abschnitt 6.1.1 ausführlich beschriebene Aufbau verwendet

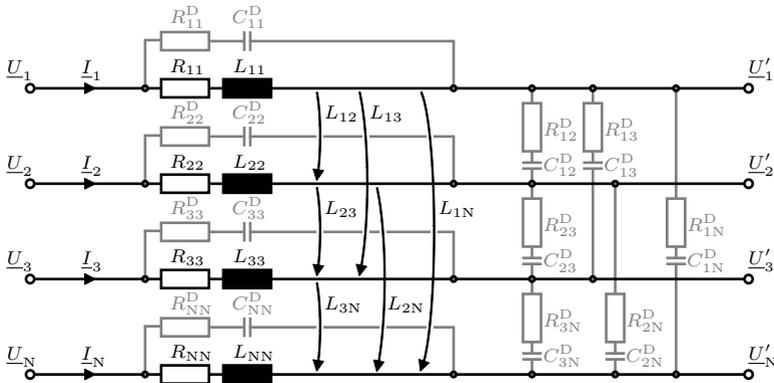


Abb. 4.16: Implementierung des detaillierten 4-Leiter Kabelmodells (schwarz) mit dämpfenden R- oder RC-Gliedern (grau)

in Abhängigkeit der implementierten Dämpfungsglieder ergebenden Spannungen und Ströme sind in Anhang C, Abb. C.11 dargestellt:

- Ohmsche Dämpfung** Die einfachste Variante zur Minimierung von Oszillationen ist die Implementierung von zu den seriellen Leitungsbelägen parallelen Widerständen R_{ii}^D . Als Kompromiss zwischen Dämpfung und Realitätsnähe erfolgt die Parametrierung zu $R_{ii}^D = 100 \cdot R_{ii}$. Es lässt sich bei dieser Auslegung eine gute Dämpfung beobachten, jedoch müssen Leckströme in der Größenordnung von 1% des Nennstromes und dementsprechende stationäre Abweichungen berücksichtigt werden.
- Simple ohmsch-kapazitive Dämpfung** Zur simplen ohmsch-kapazitiven Dämpfung werden den seriellen Leitungsbelägen parallele RC-Glieder (R_{ii}^D , C_{ii}^D) implementiert. Hierbei muss der ohmsche Anteil derart parametriert sein, dass Schwingungen mit den induktiven Leitungsbelägen und zwischen RC-Gliedern seriell verbundener Leitungsmodelle ausreichend gedämpft werden. Mittels eines heuristischen Ansatzes³⁰ ergibt sich die Auslegung des Dämpfungsgliedes, aufbauend auf dem ohmschen Modell, zu $R_{ii}^D = 100 \cdot R_{ii}$ und $C_{ii}^D = (2\pi f_{ii,c} R_{ii}^D)^{-1}$, wobei $f_{ii,c} = 5$ kHz. Es wird eine nur geringfügig schlechtere Dämpfung als bei ohmschen Dämpfungsgliedern erreicht, während die Leckströme bei Nennfrequenz vernachlässigbar sind.

³⁰Aufgrund des variablen Einsatzes der Leitungsmodelle ist eine allgemeine analytische Auslegung nicht praktikabel

- **Komplexe ohmsch-kapazitive Dämpfung** Ausgehend vom zuvor beschriebenen simplen ohmsch-kapazitiv gedämpften Modell werden zusätzliche RC-Dämpfungsglieder (R_{ij}^D, C_{ij}^D) zwischen den Leitern ergänzt. Die zusätzlich eingebrachten Kapazitäten ermöglichen eine gegenüber den anderen Varianten gleichmäßigere Dämpfung numerischer Oszillationen, die sowohl zu betragsmäßig kleineren Überschwingern als auch zu niederfrequentem Schwingen der Phasenspannung führen. Bei der Parametrierung muss ein Kompromiss zwischen der Dämpfung und den zwischen zwei Leitern auftretenden Leckströmen getroffen werden, erneut ist eine analytische Beschreibung des Systems nicht praktikabel. Die heuristische Auslegung der Kapazitäten erfolgt zu $C_{ij}^D = 318 \text{ nF}$, die Widerstände werden zur Dämpfung von zwischen den Kapazitäten auftretenden Schwingungen zu $R_{ij}^D = 1 \Omega$ gewählt.³¹ Die Parameter von R_{ii}^D und C_{ii}^D werden in Analogie zur simplen ohmsch-kapazitiven Dämpfung festgelegt.

Eine Implementierung des 4-Leiter Kabelmodells ohne jegliche Dämpfung ist nicht möglich (vgl. Abschnitt 3.3.2). Die Wahl der jeweiligen Modellvariante ist vom Aufbau der Simulationsumgebung abhängig. Während die ohmsche Dämpfung die größte Beeinflussung des Umgebungsabbildes zur Folge hat, können insbesondere durch das komplex ohmsch-kapazitiv gedämpfte Modell zusätzliche Schwingungen angeregt werden.

4.7 Modellierung von Lasten und Erzeugern

Bei der simulativen Abbildung von elektrischen Anlagen wird in Abhängigkeit des Anwendungszwecks auf verschiedene Abstraktionsebenen (siehe Abschnitt 3.3.3.2) zurückgegriffen. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit sollen ganze Niederspannungsnetze und damit eine Vielzahl von Anlagen gleichzeitig simuliert werden, weshalb eine detailreiche Modellierung einzelner Verbraucher nicht zielführend ist. Aus diesem Grund wird das allgemeine Modell gesteuerter Stromquellen ohne Abbildung des Zwischenkreises verwendet. Die Ansteuerung der Stromquellen erfolgt mittels Phasoren, die sich in Abhängigkeit des gewünschten Lastverhaltens ergeben. Weiterhin wird eine vorgelagerte Regelung zur Abbildung des Verbraucherverhaltens nach VDE-AR-N 4105 [161] implementiert. Neben diesen allgemeineren Modellen wird im vorliegenden Kapitel ein gekoppeltes Norton-Modell zur harmonischen Simulation realer Komponenten entwickelt, das eine hochauflösende, detaillierte Abbildung einzelner Anlagen ermöglicht.

Die Auslegung der Modelle erfolgt derart, dass eine hohe Bandbreite abgedeckt wird. Weiterhin wird eine hohe Flexibilität und wenig rechenintensive Implemen-

³¹Diese Auslegung entspricht einer Grenzfrequenz des RC-Gliedes von $f_{ij,c} = 500 \text{ kHz}$. Der logarithmische Amplitudengang im Bereich der auftretenden Frequenzen ist linear und so gewählt, dass numerische Oszillationen möglichst stark gedämpft werden, während auftretende Leckströme bei $f_{\max} = 2 \text{ kHz}$ hinreichend gering sind

terung erreicht, die Dynamik hingegen ist eingeschränkt. Diese Einschränkungen entstehen durch die auf gängigen Verfahren beruhende, verhältnismäßig langsame Netzidentifikation, die für die Berechnung des Modellstromes und damit für eine Veränderung des jeweiligen Arbeitspunktes ausschlaggebend ist.

Zur Stabilisierung der Gesamtsimulation und zur Vermeidung numerischer Oszillationen werden sowohl bei der Vorgabe von Sollwerten als auch bei den Ausgangssignalen Filter eingesetzt. Deren zusätzliche Auswirkungen auf die Dynamik können, bei ausreichend hoher Grenzfrequenz f_c , gegenüber der Netzidentifikation vernachlässigt werden.

4.7.1 Allgemeine Anlagen

In der Regel wird für Verbraucher eine Klassifizierung anhand des Lastverhaltens vorgenommen. Dabei gilt, bei einer Spannungsqualität nach DIN 50160 [144], folgende Einteilung:

- **RL-Last** Passive Verbraucher mit konstanter Impedanz. Die Scheinleistung ist quadratisch von der Spannung abhängig.
- **I-Last** Verbraucher mit konstantem Strombezug. Die Scheinleistung ist linear von der Spannung abhängig.
- **PQ-Last** Verbraucher mit konstantem, spannungsunabhängigem Scheinleistungsbezug.

Zur Steuerung eines Verbrauchers werden die sich bei Nennspannung \underline{U}_n und Nennfrequenz f_n einstellenden Sollwerte für Wirk- und Blindleistung, P_s und Q_s , vorgegeben. Die momentane Leistung ergibt sich in Abhängigkeit des Verbrauchertyps. Für die Abbildung akkumulierter Verbraucher wird eine Gewichtung entsprechend dem jeweiligen Anteil k an der Gesamtleistung vorgenommen, wobei $k_{P,RL} + k_{P,I} + k_{P,PQ} = 1$ und $k_{Q,RL} + k_{Q,I} + k_{Q,PQ} = 1$. Mit der zusätzlichen Berücksichtigung frequenzabhängiger Lastanteile ergeben sich Wirk- und Blindleistung einer Anlage mit der anliegenden Spannung U sowie der Frequenz f zu

$$P(\underline{U}, f) = P_s \cdot \left(k_{P,RL} \left(\frac{|\underline{U}|}{|\underline{U}_n|} \right)^2 + k_{P,I} \left(\frac{|\underline{U}|}{|\underline{U}_n|} \right) + k_{P,PQ} \right) \cdot k_P \frac{f - f_n}{f_n} , \quad (4.46)$$

$$Q(\underline{U}, f) = Q_s \cdot \left(k_{Q,RL} \left(\frac{|\underline{U}|}{|\underline{U}_n|} \right)^2 + k_{Q,I} \left(\frac{|\underline{U}|}{|\underline{U}_n|} \right) + k_{Q,PQ} \right) \cdot k_Q \frac{f - f_n}{f_n} . \quad (4.47)$$

Die einphasige Modellierung allgemeiner Lasten zur Einspeisung von Grundschwingungsströmen erfolgt mittels einer potentialfreien, gesteuerten Stromquelle zum Anschluss zwischen Phasenleiter und Neutralleiter (siehe Anhang C,

Abb. C.12). Aus Stabilitätsgründen ist ein Tiefpassfilter 1. Ordnung mit der Grenzfrequenz $f_c = 1$ kHz zwischengeschaltet. In Abhängigkeit der am PCC identifizierten Phasenspannung (Betrag $|\underline{U}|$: quadratische Mittelung einer Periode, Phasenlage $\angle \underline{U}$: PLL zur Identifikation von ωt_U) und der vorgegebenen komplexen Scheinleistung $\underline{S}(\underline{U}, f) = P(\underline{U}, f) + jQ(\underline{U}, f)$ ergibt sich der momentane Strom vor der Tiefpassfilterung zu

$$i_{\text{PCC}} = \sqrt{2} \cdot \frac{|\underline{S}|}{|\underline{U}|} \cdot \sin(\omega t_U - \varphi_S + \varphi_{\text{TP}}) , \quad (4.48)$$

wobei φ_{TP} den durch das Filter verursachten Phasenversatz kompensiert. Die Dämpfung des Filters ist im Frequenzbereich um 50 Hz vernachlässigbar.

4.7.2 Anlagenregelung nach VDE-AR-N 4105

Zur realistischen Nachbildung des dynamischen Verhaltens deutscher Niederspannungsnetze zählt insbesondere auch der gezielte Abruf und die Erbringung von Systemdienstleistungen durch dezentrale Erzeugungsanlagen. In der vorliegenden Arbeit wird deshalb eine generische Anlagenregelung implementiert, die das nach VDE-AR-N 4105 [161] vorgegebene Regelverhalten (siehe auch Abschnitt 2.2.2) realisiert. Die Implementierung erfolgt in Verbindung mit dem im vorherigen Abschnitt vorgestellten allgemeinen Anlagenmodell.

Das Regelungsmodell ermöglicht die Vorgabe eines Anlagentyps, einer Sollscheinleistung und eines ggf. vorhandenen Speichers sowie die Definition von Regelverfahren und Anlagenverhalten (siehe Anhang C, Tab. C.9). In Abhängigkeit der Spannung am Anschlussknoten sowie der Netzfrequenz werden die Wirkleistung P_{EA} sowie die Blindleistung Q_{EA} entsprechend dem in Abb. 4.17 dargestellten Ablauf normgerecht berechnet und bereitgestellt. Die Einspeisung des Laststromes basiert auf Gl. (4.48), es wird das in Anhang C, Abb. C.12 dargestellte Modell verwendet.

4.7.3 Harmonische Simulation realer Komponenten

Im Rahmen gängiger statischer oder quasi-dynamischer Lastflussrechnungen von Verteilnetzen finden Harmonische meist keine Berücksichtigung, so dass eine Modellierung entsprechend den vorherigen Abschnitten ausreicht. Power-Hardware-in-the-Loop-Umgebungen hingegen werden auch für detaillierte Netzsimulationen verwendet, wobei eine hochaufgelöste und realitätsnahe Betrachtung von Vorgängen relevant sein kann.

Anhand der in Abschnitt 2.3 vorgenommenen Betrachtung der Spannungsqualität deutscher Niederspannungsnetze wird deutlich, dass eine Repräsentation von Verbrauchern durch ausschließlich sinusförmige Ströme bei Nennfrequenz nicht der Realität entspricht. Es besteht somit die Notwendigkeit einer harmonischen

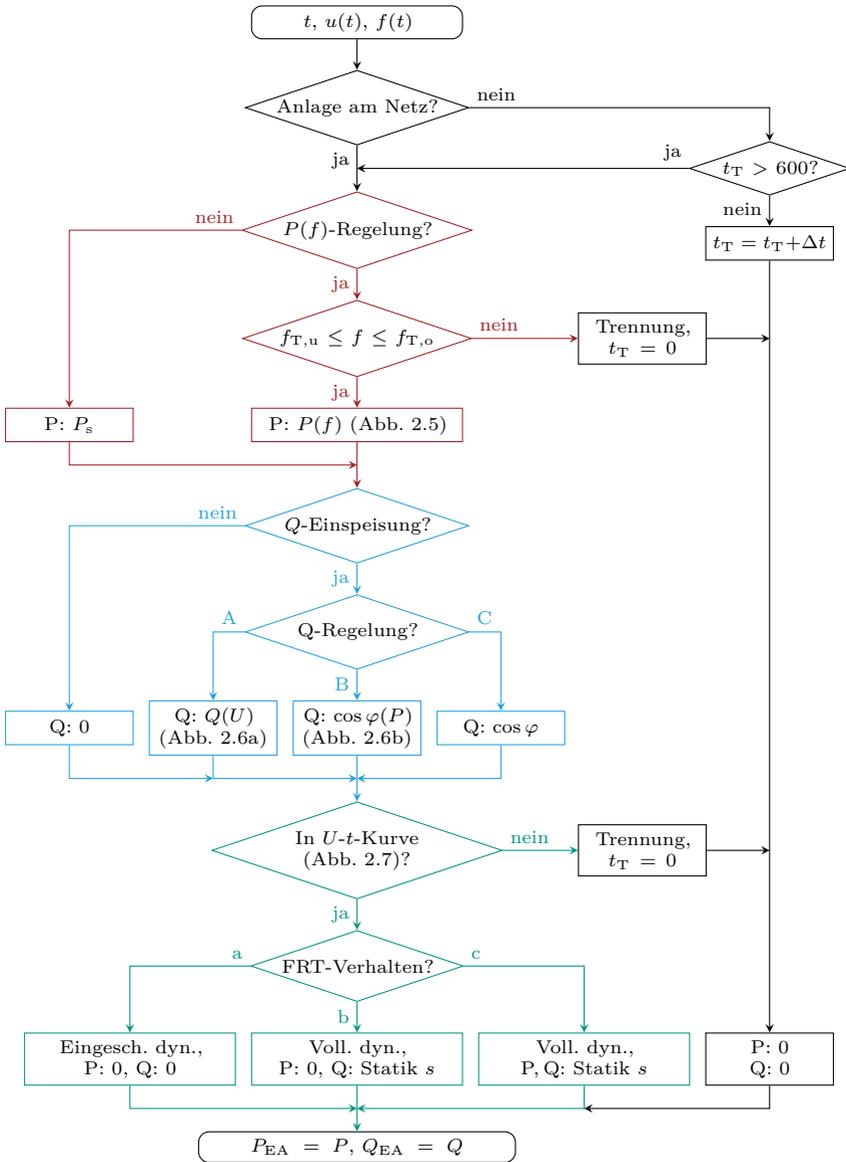


Abb. 4.17: Ablaufdiagramm zur Realisierung der Anlagenregelung nach VDE-AR-N 4105 [161]

Modellierung typischer Anlagen, um die Betrachtung dynamischer Wechselwirkungen zwischen harmonisch verzerrten Niederspannungsnetzen und den daran betriebenen Komponenten zu ermöglichen. Dabei soll im Sinne einer reduzierten Modellkomplexität eine detaillierte Simulation der internen Vorgänge, zugunsten einer Emulation des Verhaltens der Anlage, vermieden werden.

Die Umsetzung dieser Emulation erfolgt, aufbauend auf dem von Nassif et al. [85] vorgestellten Ansatz und dessen Aufarbeitung durch Almeida und Kagan [5], durch ein *gekoppeltes Norton-Äquivalent* (engl. *coupled Norton equivalent*, CNE). Der auf parallel geschalteten Norton-Äquivalenten basierende Ansatz wird zur Verwendung in PHIL-Systemen angepasst, wobei ein besonderes Augenmerk auf der für Echtzeitsysteme optimierten Implementierung liegt. Das Modell wird derart ausgelegt, dass eine Adaption an das Verhalten beliebiger realer Komponenten, eine entsprechende Systemkenntnis vorausgesetzt, möglich ist. Weiterhin ist die Modellbandbreite, in Abhängigkeit der benötigten Genauigkeit und der verfügbaren Rechenzeit, anpassbar. Die Ergebnisse wurden in Teilen vorab in [169] veröffentlicht.

4.7.3.1 Gängige Modellierungsansätze harmonischer Lasten

In der Literatur gibt es verschiedene Quellen, die eine harmonische Betrachtung von Anlagen sowie deren Modellierung durch Norton-Äquivalente oder ähnliche Ansätze beschreiben [169]. So nutzen Thunberg et al. [122] den Norton-Ansatz zur aggregierten Abbildung nicht vollständig bekannter Verteilnetze, ohne dabei jedoch einzelne Komponenten zu betrachten. In [120] verwenden Sun et al. harmonisch gekoppelte Admittanzmatrixmodelle zur Abbildung von AC/DC-Umrichtern im Rahmen von harmonischen Lastflussberechnungen.

Mit detaillierten Simulationen von Verteilnetzen beschäftigen sich die Autoren von [103], die harmonische Analysen von Haushaltslasten zum Aufbau probabilistischer Haushaltsmodelle durchführen. Eine genaue Betrachtung einzelner Anlagen findet auch hier nicht statt. Watson et al. nutzen das CNE, um eine große Anzahl verteilter Lasten, im Speziellen Kompaktleuchtstofflampen, harmonisch zu modellieren. Die Lasten werden aggregiert in der verwendeten asynchronen Simulationsumgebung abgebildet.

Eine tiefergehende Betrachtung und Validierung des gekoppelten Norton-Äquivalents wird in [46] durchgeführt. Darauf aufbauend schlagen Fölting et al. einen harmonischen Lastflussalgorithmus vor, der zur Abbildung von Verbrauchern und Erzeugungsanlagen auf das CNE zurückgreift.

Zwar wird die harmonische Modellierung einzelner oder aggregierter Anlagen in der Literatur aufgegriffen, jedoch legen die Autoren den Fokus auf die Emulation ganzer Netzabschnitte, verwenden verwandte Modellierungsansätze oder nutzen das CNE in nicht echtzeitfähigen Simulationsumgebungen. In Abgrenzung dazu wird im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein auf dem CNE basierendes echtzeitfähiges Modell zur harmonischen Abbildung typischer Anlagen der Verteilnetze vorgestellt.

4.7.3.2 Gekoppeltes Norton-Äquivalent

Der Ansatz nach [85] basiert auf einer Vielzahl parallel geschalteter Stromquellen und Admittanzen (siehe Abb. 4.18). Die Ausgangsströme der Stromquellen werden durch die Zeiger

$$\hat{i}_{\text{NE}}^h(t) = \hat{i}_{\text{NE}}^h \cdot e^{j(\omega t h + \varphi_{\text{INE}}^h)} \quad (4.49)$$

beschrieben, die mit einer – ihrer jeweiligen harmonischen Ordnung h entsprechenden – Winkelgeschwindigkeit $\omega t h$ rotieren. Der dynamische Anteil der Lastströme wird über die zu den Stromquellen parallel geschalteten Admittanzen

$$\underline{Y}_{\text{NE}}^h = |\underline{Y}_{\text{NE}}^h| \cdot e^{j\varphi_{\text{YNE}}^h} \quad (4.50)$$

realisiert.

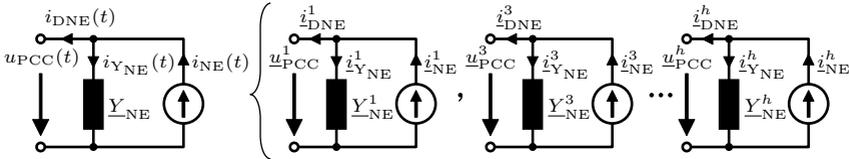


Abb. 4.18: Repräsentation des Norton-Äquivalents als Stromquellen und parallele Admittanzen, nur ungerade Harmonische, nach [169], basierend auf [5]

Es besteht eine lineare Abhängigkeit der harmonischen Ströme von den korrespondierenden, am PCC anliegenden Spannungsharmonischen

$$\underline{u}_{\text{PCC}}^h(t) = \hat{u}_{\text{PCC}}^h \cdot e^{j(\omega t h + \varphi_{\text{uPCC}}^h)} \quad (4.51)$$

gleicher Ordnung. Der aus den überlagerten Zeigern der parallel geschalteten, entkoppelten Norton-Äquivalente (DNE) resultierende Momentanwert des Stromes³² ergibt sich zu

$$i_{\text{DNE}}(t) = i_{\text{NE}}(t) - i_{\text{YNE}}(t) = \sum_{h=1}^H \text{Im} \left(\hat{i}_{\text{NE}}^h(t) - \underbrace{\underline{Y}_{\text{NE}}^h \cdot \underline{u}_{\text{PCC}}^h(t)}_{\hat{i}_{\text{YNE}}^h(t)} \right), \quad (4.52)$$

mit der maximal berücksichtigten ungeraden Harmonischen $H \leq H_{\text{max}}$ [169]. Aufgrund der angenommenen Halbwellensymmetrie (vgl. Abschnitt 4.4.1) werden in der vorliegenden Arbeit nur ungerade Harmonische $h \in \{1, 3, \dots, H\}$ betrachtet.

³²Die zeitliche Darstellung von Signalen erfolgt entsprechend Gl. (4.2) mittels der Sinusfunktion

Zur Berücksichtigung der Abhängigkeit einer ungeraden Stromharmonischen k von einer ungeraden Spannungsharmonischen l , wobei $k, l \in \{1, 3, \dots, H\}$, wird eine rotierende Admittanz

$$\underline{y}_{\text{NE}}^{k,l}(t) = \underline{\hat{y}}_{\text{NE}}^{k,l} \cdot e^{j\omega t(k-l)} = \underline{\hat{y}}_{\text{NE}}^{k,l} \cdot e^{j(\omega t(k-l) + \varphi_{\text{YNE}}^{k,l})} \quad (4.53)$$

eingeführt. Daraus resultiert das gekoppelte Norton-Äquivalent, dessen momentaner Strom sich zu

$$i_{\text{CNE}}(t) = \sum_{k=1}^H \text{Im} \left(\underline{\hat{i}}_{\text{CNE}}^k(t) \right) = \sum_{k=1}^H \text{Im} \left(\underline{\hat{i}}_{\text{NE}}^k(t) - \sum_{l=1}^H \underbrace{\left(\underline{y}_{\text{NE}}^{k,l}(t) \cdot \underline{u}_{\text{PCC}}^l(t) \right)}_{\underline{\hat{y}}_{\text{NE}}^{k,l}(t)} \right) \quad (4.54)$$

ergibt [169].

Um das Systemverhalten einer realen Anlage abzubilden, müssen die für einen Arbeitspunkt gültigen komplexen Parameter $\underline{\hat{i}}_{\text{NE}}^k$ und $\underline{y}_{\text{NE}}^{k,l}$ bestimmt werden. Dafür bedarf es $M = A + 1$ linear unabhängiger Messdatensätze, wobei die Anzahl der betrachteten Harmonischen mit $A = \frac{H+1}{2}$ beschrieben wird. Der Datensatz einer Messung m beinhaltet sowohl die sich aus verschiedenen Anteilen von Spannungsharmonischen \underline{u}_m^l zusammensetzende Versorgungsspannung als auch die korrespondierenden, sich einstellenden harmonischen Stromanteile $\underline{\hat{i}}_m^k$, wobei $k, l = 1 \dots H$ und $m = 1 \dots M$, mit $m \in \mathbb{N}$. Es ergibt sich das Gleichungssystem

$$\begin{bmatrix} \underline{\hat{i}}_1^k \\ \underline{\hat{i}}_2^k \\ \vdots \\ \underline{\hat{i}}_A^k \\ \underline{\hat{i}}_M^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{u}_1^1 & \underline{u}_1^3 & \cdots & \underline{u}_1^H & 1 \\ \underline{u}_2^1 & \underline{u}_2^3 & \cdots & \underline{u}_2^H & 1 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \underline{u}_A^1 & \underline{u}_A^3 & \cdots & \underline{u}_A^H & 1 \\ \underline{u}_M^1 & \underline{u}_M^3 & \cdots & \underline{u}_M^H & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\underline{y}_{\text{NE}}^{k,1} \\ -\underline{y}_{\text{NE}}^{k,3} \\ \vdots \\ -\underline{y}_{\text{NE}}^{k,H} \\ \underline{\hat{i}}_{\text{NE}}^k \end{bmatrix}, \quad (4.55)$$

das für jede betrachtete Stromharmonische k gelöst werden muss [5].

4.7.3.3 Echtzeitfähige Modellimplementierung

Der im Rahmen einer Simulation durch das CNE eingespeiste Strom $i_{\text{CNE}}(t, f)$ ist abhängig von den Spannungsharmonischen $\underline{u}_{\text{PCC}}^l$ am Anschlusspunkt des Modells. Die einzelnen Spannungsharmonischen müssen identifiziert und mit den jeweiligen Admittanzen verrechnet werden. Im Rahmen einer Echtzeitsimulation ist eine Modellierung dieser Admittanzen mittels passiver Bauteile aufgrund des hohen Implementierungs- und Rechenaufwandes jedoch nicht praktikabel. Ebenso widerspricht dies der Forderung nach einer veränderlichen Leistungsvorgabe, da eine Neuberechnung der Admittanzmatrix notwendig wäre (vgl. Abschnitt 3.3).

Die in der vorliegenden Arbeit realisierte Modellierung basiert daher auf einer Berechnung und Überlagerung der den gekoppelten Norton-Äquivalenten zu einem Zeitpunkt t entsprechenden Ströme. Hierfür wird zunächst die am Anschlussknoten anliegende Spannung $\underline{u}_{\text{PCC}}$ mit der frequenzvariablen Fourieranalyse nach Abschnitt 4.2.2 in ihre harmonischen Anteile zerlegt.³³ Ein eingangsseitig implementiertes Tiefpassfilter sorgt, zusätzlich zu den filternden Eigenschaften der Fourieranalyse, für eine weitere Verminderung sprungartiger Änderungen der gewonnenen Spannungsharmonischen $\underline{u}_{\text{PCC}}^l$. Sowohl die Dämpfung als auch der Phasenversatz des Filters werden frequenzselektiv kompensiert.

Analog findet auch das ausgangsseitig implementierte Filter G_a ³⁴ bei der Berechnung der harmonischen Anteile des Ausgangsstromes Berücksichtigung. Basierend auf Gl. (4.54) und mit den harmonischen Spannungsamplituden \hat{u}_{PCC}^l sowie den zugehörigen Phasenwinkeln φ_{uPCC}^l berechnet sich der momentane Ausgangsstrom des Gesamtmodells entsprechend [169] zu

$$i_{\text{CNE}}(t, f) = \sum_{k=1}^H i_{\text{CNE}}^k(t, f) = \sum_{k=1}^H \left(i_{\text{NE}}^k(t, f) - \sum_{l=1}^H i_{\text{YNE}}^{k,l}(t, f) \right), \quad (4.56)$$

wobei

$$i_{\text{NE}}^k(t, f) = \hat{i}_{\text{NE}}^k \cdot G_a^k \cdot \sin(\omega_n t_{\text{st}} k + \varphi_{i_{\text{NE}}}^k + \varphi_{\text{uPCC}}^1 k + \varphi_{G_a}^k) \quad (4.57)$$

und

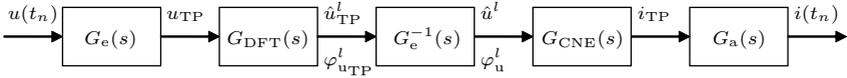
$$i_{\text{YNE}}^{k,l}(t, f) = \hat{y}_{\text{NE}}^{k,l} \cdot \hat{u}_{\text{PCC}}^l \cdot G_a^k \cdot \sin(\omega_n t_{\text{st}} k + \varphi_{\text{YNE}}^{k,l} + \varphi_{\text{uPCC}}^l + \varphi_{\text{uPCC}}^1(k-l) + \varphi_{G_a}^k). \quad (4.58)$$

Dabei sind sowohl eine gegenüber der internen Referenzphasenlage der Simulation bestehende Phasenverschiebung der Spannungsgrundschwingung u_{PCC}^1 als auch die zu dieser Phasenverschiebung relative Angabe der komplexen Parameter \hat{i}_{NE}^k und $\hat{y}_{\text{NE}}^{k,l}$ berücksichtigt. Ferner ist die Berechnung des Ausgangsstromes in Abhängigkeit einer zeitabhängigen Frequenz entsprechend Abschnitt 4.2.1 implementiert.

Es ergibt sich eine Realisierung des Gesamtmodells entsprechend Abb. 4.19 mittels C-Code. Um den für die Lösung der Gln. (4.56)–(4.58) notwendigen, großen Rechenaufwand zu minimieren, wird auf gängige Methoden zur Berechnung dünnbesetzter Matrizen zurückgegriffen. Hierfür findet eine vorausgehende Aufbereitung und Indexierung der Modellparameter mittels MATLAB statt.

³³Die Dynamik des Modells wird durch die Fourieranalyse begrenzt, deren Einsatz ist hier jedoch unumgänglich. Die eingeschränkte Dynamik geht mit einer deutlich erhöhten Stabilität einher

³⁴Das Filter dient der Vermeidung numerischer Oszillationen, siehe auch Abschnitt 3.3.2



- $G_e(s)$: IIR-TP-Filter nach Abschnitt 4.2.3.2, $M = 1$, $N = 5$, $f_c = 3$ kHz
- $G_{DFT}(s)$: Frequenzvariable gleitende DFT nach Abschnitt 4.2.2
- $G_e^{-1}(s)$: Korrektur von Dämpfung und Phasenverschiebung durch $G_e(s)$
- $G_{CNE}(s)$: CNE-Modell nach Abschnitt 4.7.3.3 mit Korrektur von $G_a(s)$
- $G_a(s)$: IIR-TP-Filter nach Abschnitt 4.2.3.2, $M = 1$, $N = 5$, $f_c = 3$ kHz

Abb. 4.19: Echtzeitfähige Implementierung des CNE

Neben der Optimierung des Modellcodes sind zwecks Minimierung der Rechenzeit verschiedene Varianten zur Reduktion des Modells implementiert. Diese gehen jedoch zu Lasten der Realitätsnähe, so dass deren Applikabilität vom Testfall und den Eigenschaften der abgebildeten Anlage abhängt:

- **Vernachlässigung von Harmonischen** Auslegung des Modells für eine variable Vorgabe der maximal zu berücksichtigen Harmonischen H .
- **Vernachlässigung von Spannungsharmonischen** Betragsmäßig kleine harmonische Spannungen \hat{u}_{PCC}^l werden vernachlässigt, wenn sie, relativ zu ihrem jeweiligen Maximalpegel \hat{u}_{Norm}^l nach DIN 50160 [144], einen Grenzwert V unterschreiten.
- **Vernachlässigung von Admittanzen** Für jedes $l \in \{1, 3, \dots, H\}$ werden gegenüber der größten Admittanz $\max(\underline{y}_{NE}^{k,l})$ kleine Admittanzen $\underline{y}_{NE}^{k,l}$, die betragsmäßig unterhalb eines Grenzwertes \bar{W} liegen, zu Null gesetzt, wobei $k = 1 \dots H$.

Eine Diskussion des Rechenaufwandes in Abhängigkeit der möglichen Vereinfachungen erfolgt in Abschnitt 4.7.3.5.

4.7.3.4 Parametrierung und Validierung des Modells

Während im Rahmen der vorliegenden Arbeit verschiedene Haushaltsverbraucher gemessen wurden (siehe auch Anhang D, Tab. D.4), soll das Vorgehen im Folgenden exemplarisch anhand eines Radialventilators dargelegt werden. Das in den vorherigen Abschnitten beschriebene Modell wird parametriert und die Ergebnisse mit dem realen Anlagenverhalten verglichen.

Die Messungen und Simulationen wurden in der in Kapitel 5 beschriebenen Versuchsumgebung durchgeführt. Zur Erfassung der harmonischen Anteile von Strom und Spannung fanden eine PQ-Box 300 [2] sowie zugehörige Mu-Metall Ministromzangen 4×20 A [2] (siehe auch Abschnitt 2.3.3) Anwendung.

Messwerterfassung und Modellparameter

Zur Bestimmung des Betriebsverhaltens einer realen Anlage und der auf den Messwerten basierenden Parametrierung des CNE-Modells wird ein Aufbau entsprechend Abb. 4.20 verwendet. Eine Spannungsquelle mit definierter Innenimpedanz speist die HUT – im vorliegenden Fall den Radialventilator – mit einer harmonisch verzerrten Spannung, die sich am PCC einstellenden Spannungen und Ströme werden messtechnisch erfasst.

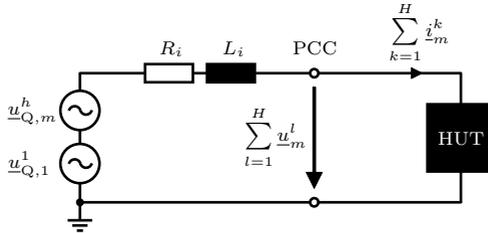


Abb. 4.20: Ersatzschaltbild des Messaufbaus zur Erfassung des harmonischen Betriebsverhaltens realer Anlagen, nach [169]

Während für die Messung auch ein ideales Verhalten der Spannungsquelle praktikabel wäre, führt eine definierte Innenimpedanz zu einem komplexeren harmonischen Verhalten der Last und damit zu einer Vergrößerung der Datenbasis zum Lösen des Gleichungssystems nach Gl. (4.55). Im exemplarischen Anwendungsfall wird zudem eine bessere Ausnutzung des Messbereichs der Messmittel ermöglicht.³⁵

In Orientierung an die in DIN EN 61000-3-3 [150] genannten einphasigen Referenzwerte für ein Bezugsnetz³⁶ wird die Innenimpedanz zu $R_i = 0,4\Omega$ und $L_i = 0,796\text{ mH}$ gewählt. Für die erste Messung $m = 1$ wird die Spannunggrundschwingung $\underline{u}_{Q,1}^1 = \hat{u}_{Q,1}^1 \cdot e^{j\omega t}$, wobei $\hat{u}_{Q,1}^1 = \sqrt{2} \cdot 230\text{ V}$ und $f = 50\text{ Hz}$, eingepreßt. Für jede folgende Einzelmessung $m = 2 \dots M$ wird diese Grundschwingung mit je einer Spannungsharmonischen $\underline{u}_{Q,m}^h$ überlagert, wobei $\underline{u}_{Q,m}^h = 0,05 \cdot \hat{u}_{Q,1}^1 \cdot e^{j\omega t h}$ und $h = 1 \dots H$.

Für den Radialventilator sind die Amplituden der aus den Messungen und nach Lösung von Gl. (4.55) resultierenden Parameter $\underline{y}_{NE}^{k,l}$ und \underline{z}_{NE}^k in Abb. 4.21 dargestellt, die zugehörigen Phasenwinkel finden sich in Anhang C, Abb. C.13. Die Amplituden der Admittanzen in Abb. 4.21a beschreiben den betragsmäßigen Zusammenhang zwischen einer anliegenden Spannungsharmonischen \underline{u}_{PCC}^l der Ordnung l und der vom Modell einzuspeisenden Stromharmonischen \underline{z}_{-yNE}^k der Ordnung k . Dabei ist

³⁵Die Verwendung eines Innenwiderstandes führte bei den im Rahmen dieser Arbeit durchgeführten Untersuchungen zu einer deutlichen Erhöhung der Güte der resultierenden Anlagenabbildungen

³⁶Die Norm definiert ein Bezugsnetz für die Einphasenversorgung. Dieses Bezugsnetz findet bei der Bewertung von Anlagen hinsichtlich der Einhaltung vorgegebener Grenzwerte für den maximalen Eintrag von Spannungsschwankungen oder Flickern Anwendung

für den gegebenen Fall eine klare Abhängigkeit zwischen benachbarten Spannungs- und Stromharmonischen der Ordnungen l und k ersichtlich – für einen ohmschen Widerstand und damit eine lineare Last würden alle nicht diagonalen Einträge, für die $k \neq l$ gilt, gegen Null gehen. Die Amplituden der statisch eingespeisten Ströme \hat{i}_{NE}^k sind in Abb. 4.21b gegeben.

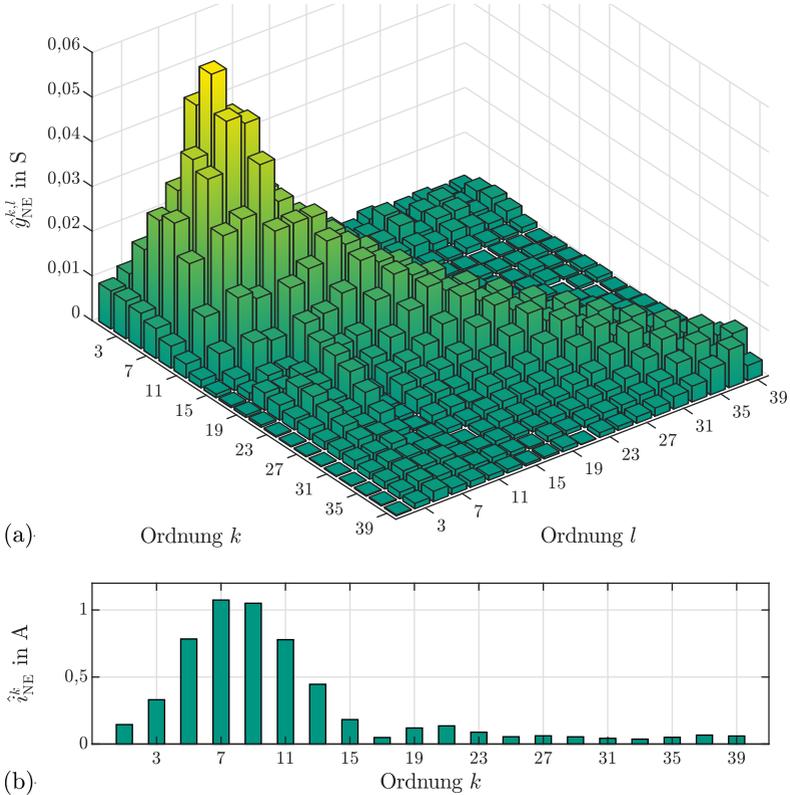


Abb. 4.21: Amplituden der CNE-Modellparameter eines Radialventilators, nach [169]; (a) Admittanzen $\hat{y}_{NE}^{k,l}$, (b) Ströme \hat{i}_{NE}^k

Die in Abb. 4.21 dargestellten Modellparameter resultieren aus der Berücksichtigung ungerader Harmonischer bis zur 39. Ordnung. Eine potentielle Verminderung der vom Modell maximal betrachteten Harmonischen (vgl. Abschnitt 4.7.3.3) ist bereits bei der Lösung des Gleichungssystems nach Gl. (4.55) zu berücksichtigen.

Die Verwendung einer reduzierten Anzahl der für den vollen Betrachtungsraum berechneten Modellparameter hätte Einbußen in der Modellgenauigkeit zur Folge.

Validierung

Zur Validierung des in HYPERSIM realisierten CNE-Modells wird dieses in einen simulierten, dem Messaufbau äquivalenten Schaltkreis (siehe Abb. 4.20) integriert. Die zuvor in Abhängigkeit der Anzahl der zu betrachtenden Harmonischen bestimmten Modellparameter werden zum Simulationsstart geladen.

Die Spannungsquellen im Schaltkreis stellen eine statische, harmonisch überlagerte Spannung von $\underline{u}_Q^1 = 230\text{ V}$, $\underline{u}_Q^3 = 13,8\text{ V}$ und $\underline{u}_Q^7 = 11,5\text{ V}$ bereit, mit der das CNE-Modell über die zuvor definierte Innenimpedanz beaufschlagt wird. Abbildung 4.22 vergleicht den sich einstellenden Strom $i_{\text{CNE}}(t)$ des Modells mit dem mittels eines Oszilloskops aufgezeichneten Strom $i_{\text{PCC}}(t)$ des realen Radialventilators, der mit der gleichen Versorgungsspannung und Innenimpedanz der Quelle betrieben wurde.

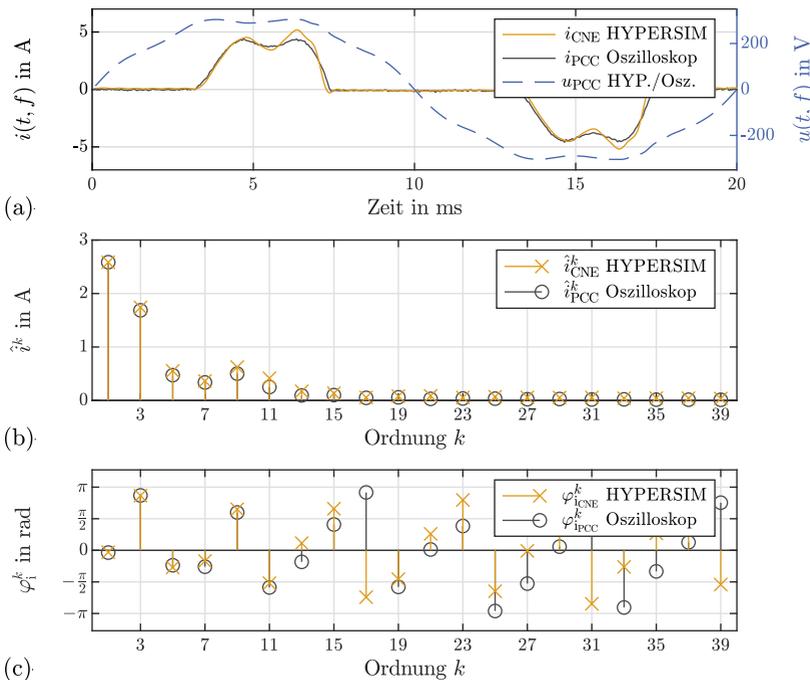


Abb. 4.22: Vergleich der Ausgangsströme von CNE-Modell und realem Radialventilator, nach [169]; (a) zeitlicher Verlauf, (b) Amplituden harmonischer Anteile, (c) Phasenlage harmonischer Anteile

Zusätzlich ist in Abb. 4.22a die Spannung u_{PCC} dargestellt, die aufgrund der betragsmäßig kleinen Ströme als repräsentativ sowohl für die Simulation als auch für die Realmessung gilt. Es ist erkennbar, dass sich für die Ströme von Modell und realer Anlage leicht voneinander abweichende zeitliche Verläufe ergeben. Eine weitergehende Aufschlüsselung zeigt die Fourierzerlegung der Ströme, deren Ergebnisse, nach Amplitude und Phase getrennt, in Abb. 4.22b und Abb. 4.22c dargestellt sind. Die teilweise stark abweichenden Phasenlagen höherer Harmonischer sind dabei in Relation zu den jeweiligen Amplituden zu bewerten.

Bei einem Vergleich der mit der Echtzeitsimulationsumgebung HYPERSIM gewonnenen Kurven mit denen, die mittels einer statischen Netzsimulation und gleicher Parametrierung in MATLAB erzeugt wurden, konnten exakt gleiche Verläufe festgestellt werden. Dies validiert die echtzeitfähige Implementierung des Modells, die in Abb. 4.22 exemplarisch festzustellenden Abweichungen sind folglich der Modellbildung zuzuordnen:

- **Modellierungsansatz** Das CNE modelliert das Betriebsverhalten einer realen Anlage für beliebige Arbeitspunkte. Die Berechnung der Modellparameter hingegen basiert auf einer Messung der Anlage, bei der fest definierte Arbeitspunkte angefahren werden. Entsprechend erfolgt bei Beaufschlagung des Modells mit einer von diesen definierten Arbeitspunkten abweichenden Spannung eine Abschätzung des Anlagenverhaltens, die auf den zuvor gemessenen Arbeitspunkten basiert. Je weiter der momentan anliegende Arbeitspunkt also von denen, die zur Messung der Anlage genutzt wurden, abweicht, desto größer ist der daraus resultierende Fehler.
- **Erfassung des Betriebsverhaltens** Die Qualität des Modells hängt maßgeblich von den der Parameterberechnung zugrunde liegenden Messdaten ab. Insbesondere zeigt das in Gl. (4.55) gegebene zu lösende Gleichungssystem eine hohe Sensitivität gegenüber Ungenauigkeiten in der Messdatenbasis. Dabei wird die Genauigkeit der Messdaten durch nicht statisches Verhalten der nichtlinearen Last während der Messung beeinträchtigt. Ferner bewegen sich die höheren harmonischen Anteile der Spannungen und Ströme bei der Messung des Radialventilators betragsmäßig im unteren Messbereich der zur Verfügung stehenden Messmittel, wodurch ebenfalls Auswirkungen auf die Genauigkeit zu erwarten sind.

Trotz der zu beobachtenden verbleibenden Abweichungen wird die Abbildungsqualität des gekoppelten Norton-Äquivalents in der vorliegenden Arbeit insgesamt als gut bewertet.

4.7.3.5 Evaluation der echtzeitfähigen Implementierung

Zur Evaluation des implementierten CNE-Modells bezüglich seiner Eignung für Echtzeitanwendungen ist dessen Performanz in Abb. 4.23 für verschiedene maximal

betrachtete Harmonische H dargestellt.³⁷ Abbildung 4.23a zeigt den zeitlichen Verlauf der Ausgangsströme des Modells, wobei $H = 39$ das Referenzszenario mit voller Modelltiefe beschreibt. Die für $H \in \{15, 7, 5\}$ festzustellenden Abweichungen gegenüber dem Referenzszenario sind in Abb. 4.23b, aufgeschlüsselt nach einzelnen Stromharmonischen \hat{i}^k , dargestellt. Die für die Ausführung des Modells benötigte Rechenzeit T_{CNE} ist in Abb. 4.23c für $H \in \{1, 3, \dots, 39\}$ gegeben, die gestrichelte Linie zeigt die Rechenzeit der das Modell umgebenden Komponenten.

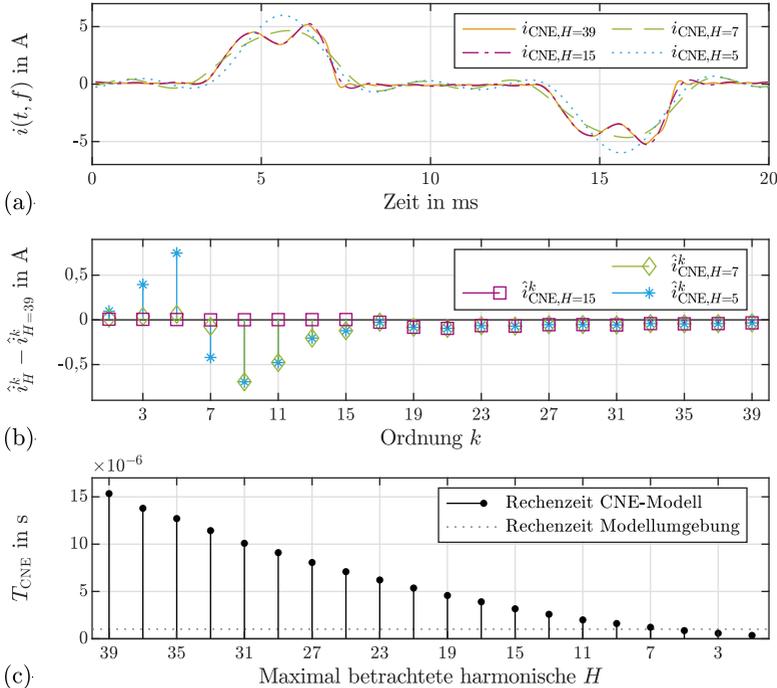


Abb. 4.23: Performanz des CNE-Modells bei Vernachlässigung von Harmonischen oberhalb einer maximal betrachteten Harmonischen H , nach [169]; (a) zeitlicher Verlauf der Ausgangsströme, (b) Abweichungen der Stromamplituden gegenüber dem Referenzszenario mit $H = 39$, (c) Rechenzeit

Entsprechende Betrachtungen der Abweichungen der harmonischen Stromamplituden sowie der Rechenzeiten für die weiteren in Abschnitt 4.7.3.3 dargelegten Varianten zur Modellreduktion sind in Anhang C, Abb. C.14 und Abb. C.15 gegeben. Hinsichtlich der Performanz der drei Ansätze lässt sich Folgendes feststellen:

³⁷Die dargestellten Ergebnisse wurden unter Verwendung eines Rechenkerns des in Abschnitt 5.1.1.2 beschriebenen Echtzeitsimulators erzeugt

- **Vernachlässigung von Harmonischen** Wie erwartbar, ist eine Modellreduktion, wenn maßgeblich vorhandene Spannungsharmonische nicht mehr betrachtet werden, mit großen Abweichungen der Modellgüte verbunden (siehe Abb. 4.23). Es ist eine aufgrund der Berechnung nach Gl. (4.56) näherungsweise quadratische Abhängigkeit des Rechenaufwandes von der Anzahl der betrachteten Harmonischen ersichtlich.
- **Vernachlässigung von Spannungsharmonischen** Im gegebenen Beispiel sind die Abweichungen der Stromamplituden sehr gering, das Verhalten des Modells wird maßgeblich von den durch die Spannungsquelle eingprägten Spannungsharmonischen bestimmt (siehe Anhang C, Abb. C.14). Die vernachlässigten Spannungsharmonischen werden durch das Modell hervorgerufen und sind aufgrund der kleinen Anschlussleistung betragsmäßig gering. Die Einsparungen bei der Rechenzeit sind von der Verzerrung der Netzspannung abhängig und damit nicht klar definierbar.
- **Vernachlässigung von Admittanzen** Für den Radialventilator mit vergleichsweise ausgeprägter Kopplung zwischen verschiedenen Harmonischen sind die zeitlichen Auswirkungen gering, da nur ein kleiner Anteil der in Abb. 4.21a dargestellten Admittanzen vernachlässigt wird (siehe Anhang C, Abb. C.15). Relevante Abweichungen der Stromamplituden treten nur bei höheren Harmonischen auf. Der Fehler resultiert aus den statischen Stromanteilen i_{NE}^k , die nicht mehr durch die Admittanzströme $i_{VNE}^{k,l}$ kompensiert werden. Für Anlagen mit geringerer Kopplung zwischen Spannungs- und Stromharmonischen sind größere zeitliche Einsparungen bei geringerem Einfluss auf die Modellgüte zu erwarten.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die für die volle Modelltiefe benötigte Rechenzeit von $T_{CNE} \approx 16 \mu\text{s}$ vergleichsweise groß ist. Die vorliegende Evaluation zeigt jedoch, dass deutlich kürzere Rechenzeiten bei geringen Einbußen der Abbildungsqualität erreicht werden können. Dafür bedarf es einer Abstimmung des Modells auf das jeweilig simulierte Netz, auf das Verhalten der abgebildeten Anlagen sowie die betrachtete Bandbreite. Darüber hinaus ermöglicht die spezifische Implementierung des Modells eine Auslagerung der Anlagenabbildung auf separate Rechenkerne. Die dabei entstehende Beeinträchtigung der Dynamik ist gegenüber den ohnehin vorhandenen Einschränkungen durch die verwendete DFT klein.

Bei der Modellierung von Lasten mittels des gekoppelten Norton-Äquivalents bestehen die für Echtzeitsimulationen typischen Herausforderungen. Jedoch stellt die auf dem CNE basierende Abbildung des Verbraucherverhaltens einen vielversprechenden Kompromiss zwischen Aufwand der Modellbildung, Abbildungsqualität und notwendigem Rechenaufwand dar.

Kapitel 5

PHIL-Umgebung zum Anschluss realer Anlagen

Basierend auf den in Kapitel 3 gewonnenen Erkenntnissen rund um die Methode Power Hardware-in-the-Loop wird in der vorliegenden Arbeit ein realer Versuchsstand aufgebaut. Mit diesem soll der sichere, reproduzierbare und flexible Testbetrieb beliebiger, für den Einsatz in Niederspannungsnetzen ausgelegter Anlagen ermöglicht werden. Als Umgebungsabbildung finden die in Kapitel 4 beschriebenen und implementierten Modelle zur Abbildung realitätsnaher NS-Netze Anwendung.

Zum Betrieb als Hardware under Test stehen verschiedene Anlagen des IEH zur Verfügung, deren Verhalten in der Netzumgebung abgebildet und so eine Interaktion ermöglicht werden soll. Insbesondere zählt hierzu das KIT Energy Smart Home Lab (ESHL). Dieses weist als intelligenter Versuchshaushalt mit verschiedenen passiven und aktiven leistungselektronischen Anlagen ein für das PHIL-System nicht vorhersagbares Verhalten auf, so dass es bezüglich des eingespeisten Stromes als Black Box zu behandeln ist.

Beim Aufbau des Versuchsstandes besteht die Herausforderung darin, einen für ein möglichst großes Spektrum von Betriebsfällen praktikablen Kompromiss zwischen möglichem Simulationsumfang, Dynamik und Bandbreite sowie Stabilität des Gesamtsystems zu finden (siehe Kapitel 3). Dabei liegt ein Hauptaugenmerk auf der Auslegung und Implementierung eines geeigneten Interface zwischen Echtzeitsimulationsumgebung und HUT, das nicht nur eine realitätsnahe Rückkopplung, sondern auch den Schutz der Hardware bei auftretenden Instabilitäten ermöglicht.

Im Folgenden wird zunächst der grundlegende Aufbau der realisierten PHIL-Umgebung beschrieben, wobei sowohl die technischen Komponenten als auch die Ausgestaltung der Kommunikation und Messwerterfassung vorgestellt werden. Anschließend erfolgt eine Betrachtung des für die Einbindung realer Hardware

softwareseitig implementierten Rückkopplungsalgorithmus, der angewandten Filter sowie des zugehörigen Schutzkonzeptes. Zuletzt folgt eine kurze Beleuchtung der umgesetzten Möglichkeiten zur asynchronen, externen Ansteuerung der Echtzeitsimulationsumgebung HYPERMIM.

5.1 Technische Ausgestaltung des Versuchsstandes

Ein schematischer Überblick über den technischen Aufbau und die für den PHIL-Versuchsstand notwendigen Komponenten ist in Abb. 5.1 gegeben. Die Bestandteile sind in Analogie zu der in Kapitel 3 verwendeten Farbgebung entsprechend ihrer Zuordnung in das Echtzeitsystem (orange), die für das Interface benötigte Verstärkereinheit und die Messwandler (blau) sowie die betriebene Hardware unter Test (grün) unterteilt.

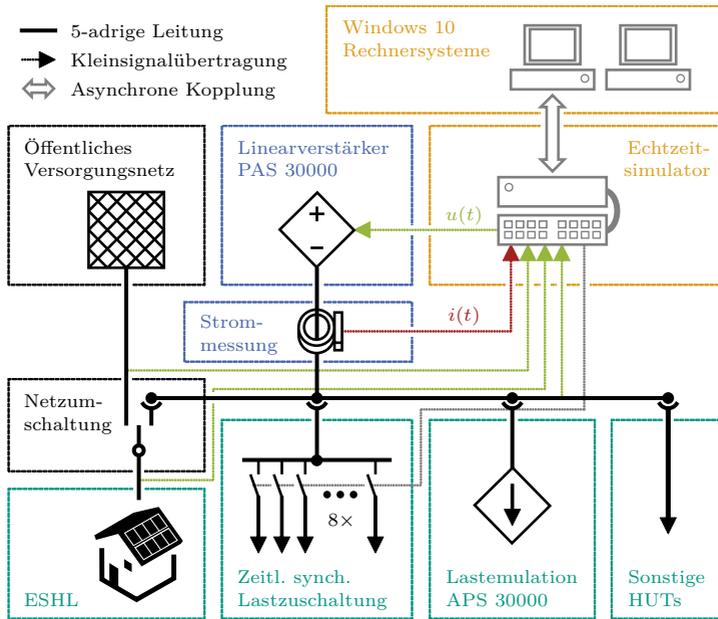


Abb. 5.1: Schematischer Überblick über den technischen Aufbau des PHIL-Versuchsstandes am IEH

Ferner dargestellt sind der 5-adrige, niederohmig ausgelegte Leistungsteil (schwarz, fett) sowie die analoge und digitale Signalübertragung (gepunktet). Die jeweilige HUT wird in Abhängigkeit des Versuchsaufbaus mittels der bereitgestellten

Schraub-, Klemm- oder Steckkontakte angeschlossen, wobei die Anzahl der gleichzeitig betriebenen Anlagen lediglich durch die verfügbare Anschlussleistung begrenzt ist. Der Anschluss des ESHL erfolgt zusätzlich über eine gesteuerte Einheit zur unterbrechungsfreien Netzumschaltung (siehe Anhang D, Abb. D.2, 1), die neben dem Betrieb innerhalb der künstlichen Netzumgebung auch einen davon unabhängigen Betrieb am öffentlichen Versorgungsnetz ermöglicht.

Abbildungen des realen Gesamtaufbaus des Versuchsstandes sowie Detaildarstellungen der verschiedenen Bestandteile sind in Anhang D, Abb. D.1 bis Abb. D.4 gegeben.

5.1.1 Komponenten und Großanlagen

Nachfolgend werden sowohl die zum Aufbau der PHIL-Umgebung verwendeten Komponenten als auch die im Rahmen der Ausgestaltung der Versuchsumgebung betrachtete Hardware unter Test beschrieben.

5.1.1.1 Windows 10 Rechnersysteme

Zwei handelsübliche Rechnersysteme¹ mit dem Betriebssystem *Windows 10* dienen zum Aufbau der Umgebungssimulation sowie als Benutzerschnittstelle zur Steuerung und Überwachung während der Ausführung der Echtzeitsimulation (siehe Anhang D, Abb. D.1). Die in der EMT-Software HYPERSIM (siehe auch Abschnitt 4.1) aufgebaute Umgebungssimulation wird nach der Kompilierung auf dem Windows-Rechner (*Host*) an den auf *Linux* basierenden Echtzeitsimulator (*Target*, siehe Abschnitt 5.1.1.2) übertragen.² Die Kommunikation zwischen Host und Target findet mittels einer TCP/IP-basierten Ethernetverbindung statt.

Für das eventbasierte Auslösen und die Auswertung von Testabläufen wird das Softwarepaket ScopeView verwendet (vgl. Abschnitt 4.1).

5.1.1.2 Echtzeitsimulator

Ein Echtzeitsimulator der Firma OPAL-RT TECHNOLOGIES Inc., das Target, stellt das rechentechnische Herzstück des PHIL-Versuchsstandes dar (siehe Anhang D, Abb. D.2, 2). Er dient sowohl der Ausführung der Echtzeitsimulation als auch der Ausgabe und Erfassung von Analog- und Digitalsignalen. Als Nutzerschnittstelle wird der in Abschnitt 5.1.1.1 beschriebene Host verwendet. An den Echtzeitsimulator und insbesondere die Kommunikationsschnittstellen werden die Anforderungen der harten Echtzeit gestellt.

¹Jeweils mit einer systemspezifischen Softwarelizenz für HYPERSIM und ScopeView

²Die Bedingung der harten Echtzeitfähigkeit (vgl. Abschnitt 3.1) wird von dem für Endbenutzer konzipierten Betriebssystem Windows aufgrund seiner Prozessabläufe nicht erfüllt. Das Betriebssystem-Kernel Linux hingegen erfüllt diese Bedingung, so dass echtzeitfähige Anwendungen meist auf entsprechenden Systemen basieren

Das am IEH verwendete System besteht aus zwei Einheiten:

- **OP5030 Real-time Computer** Das mit einer *Red Hat Enterprise Linux Server* Distribution betriebene Computersystem beinhaltet den *Xeon E5* Prozessor, auf dem die Echtzeitsimulation ausgeführt wird. Ferner übernimmt die Recheneinheit die Kommunikation mit dem Host, die aufgrund dessen Betriebssystems Windows nicht echtzeitfähig ist und so nur asynchron stattfinden kann.
- **OP5607 FPGA Processor and I/O Expansion Unit** Der OP5607 stellt das *Xilinx VC707 Virtex-7* FPGA-Board sowie die analogen und digitalen Ausgänge bereit. Es ist über eine echtzeitfähige PCIe-Schnittstelle mit dem OP5030 verbunden und wird durch diesen angesteuert. Die Ein- und Ausgabe von Signalen erfolgt mithilfe von bis zu 8 *PCI Mezzanine Cards*, Platinen zur analogen und digitalen Signalverarbeitung, sowie mit bis zu 16 optischen SFP-Kanälen, deren Kommunikation auf dem *Xilinx Aurora Protokoll* basiert.

Die genaue Konfiguration des Echtzeitsimulators am IEH ist Anhang D, Tab. D.1 und Tab. D.2 zu entnehmen. Nähere Informationen zu den jeweiligen Komponenten können der Dokumentation des Herstellers [92] entnommen werden.

5.1.1.3 Verstärkersysteme

Für den Einsatz im Rahmen der PHIL-Umgebung stehen am IEH zwei Linearverstärkersysteme³ des Herstellers Spitzenberger & Spies GmbH & Co.KG zur Verfügung. Sie dienen wahlweise als Leistungsverstärker für das PHIL-Interface, wobei sie der Hardware unter Test die vom Echtzeitsimulator berechnete Spannung bereitstellen, oder zur Emulation von verschiedenen Anlagen als HUT. Nachfolgend werden die beiden Verstärkersysteme kurz beschrieben, die genauen Systemkonfigurationen und Kennzahlen sind in Anhang D, Tab. D.3 gegeben [114, 115].

PAS 30000

Das Verstärkersystem PAS 30000 besteht aus drei mittels analoger Sollwerte ansteuerbaren Einheiten PAS 10000 (siehe Anhang D, Abb. D.2, β). Die jeweilige Dauerleistung der mit gemeinsamem Sternpunkt ausgeführten Einheiten ist mit 10 kVA angegeben. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wird primär dieses System für das Leistungsinterface verwendet.

Zur analogen Sollwertvorgabe stehen symmetrische Eingänge mit maximalen Spitzetal-Spannungen von $U_{SS,in} = 10 \text{ V}^4$ und $U_{SS,in} = 32 \text{ V}^5$ zur Verfügung. An diesen

³Für eine Beschreibung der Verstärkertopologien und deren Einordnung siehe Abschnitt 3.4.2.1

⁴Parallele Einbindung zur digitalen Steuereinheit *SyCore* des Systems

⁵Direkte Ansteuerung der jeweiligen Verstärkereinheiten

Eingängen anliegende Signale werden, in Abhängigkeit des am Verstärker als Effektivwert vorgegebenen Spannungsbereichs $U_{\text{eff,LA}}$, proportional verstärkt.

Nach [75] zeigt der PAS 30000 ein Tiefpassverhalten 2. Ordnung entsprechend Kapitel 3, Gl. (3.17), wobei die Totzeit zu $T_{\text{PA}} = 4 \cdot 10^{-6}$ s bestimmt wurde. Mit den von den Autoren ferner angegebenen Parametern $\alpha = 8 \cdot 10^{-7}$ s und $\beta = 2,64 \cdot 10^{-13}$ s² kann die Übertragungsfunktion $G_{\text{LA}}(s)$ des Verstärkersystems zu

$$G_{\text{LA}}(s) = \sqrt{2} \cdot \frac{U_{\text{eff,LA}}}{U_{\text{SS,in}}} \cdot \frac{1}{1 + \alpha s + \beta s^2} \cdot e^{-sT_{\text{PA}}} \quad (5.1)$$

bestimmt werden, wobei die Spannungsbereiche sowohl des analogen Kleinsignal-Eingangs $U_{\text{SS,in}}$ als auch der Ausgangsspannung $U_{\text{eff,LA}}$ berücksichtigt sind.

APS 30000

Der APS 30000 besteht, wie auch der PAS 30000, aus drei Einheiten mit je 10 kVA Leistung, wobei diese mit separaten Neutralleitern ausgeführt sind. Dies ermöglicht einen vollständig unabhängigen Betrieb. Mit der zusätzlichen Option des stromgeführten Betriebs wird die Emulation beliebigen Lastverhaltens ermöglicht. Die Ansteuerung kann entweder analog ($U_{\text{SS,in}} = 4 \dots 50$ V) oder digital mittels dem Xilinx Aurora Protokoll erfolgen. Auch bei diesem System werden momentane Sollwertvorgaben in Abhängigkeit des eingestellten Spannungs- oder Strombereiches verstärkt.

Die für die interne Regelung des APS genutzte Messwerverfassung von Spannung und Strom stellt die Momentanwerte sowohl analog als auch digital bereit, was deren Verwendung für das PHIL-Interface ermöglicht. Entsprechend den für die Regelung des Verstärkers bestehenden Anforderungen an die Messwandler eignen sich die ausgegebenen Messgrößen für die direkte Verwendung im Rahmen des PHIL-Experiments (vgl. Abschnitt 5.1.1.4).

5.1.1.4 Messtechnik

An die Messtechnik bestehen nach Abschnitt 3.4.2.2 die Anforderungen einer möglichst großen Bandbreite sowie geringen Verzögerung. Weiterhin muss das Signal-Rausch-Verhältnis (engl. *signal-to-noise ratio*, SNR) über den kompletten Messbereich hoch sein. Während die im APS 30000 integrierte Messtechnik eine geeignete Signalqualität aufweist, ist für den PHIL-Betrieb mittels PAS 30000 sowie für eine umfangreiche Zustandserfassung proprietäre Messtechnik notwendig.

Die Kalibrierung der Strom- und Spannungsmessungen findet softwareseitig statt. Es wird die jeweilige Messkette inklusive dem verwendeten Kanal des A/D-Wandlers kalibriert, wobei sowohl vorhandene Offsets als auch die Proportionalität korrigiert werden.

Strommessung: Pearson-Wandler

Für den am IEH aufgebauten PHIL-Versuchsstand und den Betrieb des PAS 30000 zur Ausgabe der berechneten Spannung wird bei der Strommessung auf Stromwandler der Firma Pearson Electronics, Inc. zurückgegriffen. Sie sind ausgangseitig vom Leistungsverstärker um die drei Phasenleiter installiert (siehe Anhang D, Abb. D.2, 4 und Abb. D.3a), der Rückstrom über Null- und Erdleiter ergibt sich aus der Summenbildung.

Die verwendeten induktiven Stromwandler *Pearson current monitor model 110* zeichnen sich durch ein geringes, laststromabhängiges Rauschen⁶ sowie eine hohe Bandbreite, eine geringe Anstiegszeit und hohe Spitzenströme aus. Begrenzt ist die Leistungsfähigkeit der Stromwandler durch Sättigungseffekte bei Überschreiten des Strom-Zeit-Produkts sowie die technologiebedingte untere Grenzfrequenz von 1 Hz. Die genauen Kennzahlen der eingesetzten Stromwandler sind Anhang D, Tab. D.7 zu entnehmen.

Spannungsmessung: ohmsche Spannungsteiler

Neben den Lastströmen werden im Rahmen von PHIL-Experimenten auch im realen System anliegende Spannungen erfasst. Dies dient neben der Visualisierung des Systemzustandes insbesondere der Synchronisation von Phasenspannungen, so dass die zuvor genannten Anforderungen an die Signalqualität und den zeitlichen Versatz auch für Spannungswandler gelten. Während die Erfassung von Systemspannungen grundsätzlich auch für Interfacealgorithmen relevant sein kann, finden die Messwerte bei dem in dieser Arbeit realisierten Rückkopplungsalgorithmus (siehe Abschnitt 5.2) keine Anwendung.

Um insbesondere den Phasenversatz möglichst gering zu halten, wird auf ohmsche Spannungsteiler zurückgegriffen. Bei einem verhältnismäßig einfachen Aufbau mittels Schichtwiderständen eignen sich diese aufgrund einer hohen Bandbreite und einem linearen Übertragungsverhalten. Die Spannungsteiler sind derart aufgebaut, dass eine separate Messung von Phasenleitern und Neutralleiter erfolgt (siehe Anhang D, Abb. D.3c).

5.1.1.5 Hardware under Test

Um eine variable und breitbandige Auslegung zu ermöglichen, werden für den Aufbau des Versuchsstandes möglichst verschiedene typischerweise in NS-Netzen installierte Erzeugungsanlagen und Verbraucher genutzt. Es folgen eine kurze Übersicht über die als Hardware under Test verwendeten Komponenten sowie eine Beschreibung des Versuchshaushaltes Energy Smart Home Lab. Dabei wird auch die Funktionalität der in Abb. 5.1 dargestellten Betriebsmittel zur zeitlich gesteuerten phasenscharfen Kopplung der HUT mit dem Versuchsstand zusammengefasst.

⁶Dies steht im Gegensatz zu nennstromabhängigem Rauschen, wie es häufig bei aktiven Stromwandlern der Fall ist

Reale Haushaltsverbraucher und zeitl. synchronisierte Lastzuschaltung

Eine Übersicht über die als Einzelanlagen verwendeten Verbraucher, die nicht im Versuchshaushalt ESHL integriert sind, ist in Anhang D, Tab. D.4 gegeben. Dazu gehören typische Haushaltsgeräte, wie Staubsauger, Mikrowellenherde, Induktionskochplatten und Computernetzteile, aber auch Laborwiderstände und Solarwechselrichter mit Anschlussleistungen von einigen Watt bis hin zu 3,6 kW. Die genutzten Anlagen sind so ausgewählt, dass sowohl unterschiedlichste Lasttypen (ohmsch, ohmsch-induktiv, ohmsch-kapazitiv) als auch aktive und passive leistungselektronische Systeme darunter sind. Insbesondere dienen diese als Hardware unter Test verwendeten Anlagen zur harmonischen Analyse des Betriebsverhaltens und der Auslegung von Rückkopplungsalgorithmen.

Harmonisches Betriebsverhalten

Zur Validierung und Evaluation der Modellierung von Verbrauchern mithilfe des gekoppelten Norton-Äquivalents entsprechend Abschnitt 4.7.3 wurden die in Anhang D, Tab. D.4 mit H gekennzeichneten Geräte verwendet.

Auslegung von Rückkopplungsalgorithmen

Die experimentelle Validierung der realisierten Filtermethoden zur Einbindung von Anlagen mit unbekanntem Verhalten wurde mit den in Anhang D, Tab. D.4 mit S gekennzeichneten Geräten durchgeführt. Neben den harmonisch verzerrten statischen Lastströmen sind hierbei die Einschaltströme relevant, da große Stromflanken und eine damit einhergehende niedrige momentane Lastimpedanz die Stabilität des PHIL-Betriebs entscheidend beeinträchtigen können (vgl. Abschnitte 3.3 und 3.4). Diese Einschaltströme können bei typischen Haushaltsgeräten ein Vielfaches des statischen Laststromes betragen und sind abhängig von der momentanen Höhe der Spannung zum Zeitpunkt des Einschaltens.

Die Untersuchung eines zeitabhängigen Einschaltverhaltens ermöglicht das im Rahmen der vorliegenden Arbeit entwickelte, digital angesteuerte Schaltpaneel zum zeitlich definierten Einschalten einphasiger Verbraucher. Dieses in Anhang D, Abb. D.4 dargestellte Schaltpaneel erlaubt die digitale Ansteuerung der 8 realisierten Kanäle durch die PHIL-Umgebung, so dass die jeweilig angeschlossene Hardware unter Test zu einem exakt definierbaren Zeitpunkt einer beliebigen Phase zugeordnet werden kann.

Emulation von Lasten

Eine Emulation beliebiger Testobjekte kann mit dem zuvor genannten Leistungsverstärker APS 30000 erfolgen. Dieser ermöglicht die Abbildung des Verhaltens simpler oder leistungselektronischer Lasten im Rahmen von CHIL-Experimenten, die entweder durch dem Versuchsstand ähnliche Echtzeitsimulatoren oder andere Ansteuerungen realisiert werden.

Mit weiteren Leistungsverstärkern – oder dem getrennten Betrieb der einphasigen Einheiten – können so auch komplexere Belastungssituationen bis hin zu Multi-Terminal AC- oder DC-Verbundnetzen abgebildet werden. Die dabei beteiligten Verstärkersysteme und Echtzeitsimulatoren können Teil von sowohl PHIL- als auch CHIL-Umgebungen sein.

Energy Smart Home Lab als aktive HUT

Das Energy Smart Home Lab ist eine intelligente Laborumgebung auf dem Campus Süd des KIT, dessen Grundstein im Rahmen des Projektes *MeRegioMobil* im Jahr 2011 gelegt wurde. Das in einer Vielzahl von Projekten weiterentwickelte ESHL diente bis ins Jahr 2014 unter anderem als Forschungsplattform für ein prototypisches Gebäudeenergiemanagementsystem, das *Organic Smart Home* [4]. Parallel dazu wurde es für die Entwicklung eines *Energy Management Panels* zur Interaktion zwischen einem automatisierten Haushalt und seinen Bewohnern [15] sowie für die Erprobung von Konzepten zur Optimierung von Lade- und Entladevorgängen eines Elektrofahrzeugs [84] genutzt. Auf den Vorarbeiten aufbauend wurde das Organic Smart Home von Mauer [83] um multimodale Optimierungsalgorithmen und von Kochanek [67] um ein regionales Energiemanagementsystem erweitert. Seit dem Jahr 2017 verschieben sich die in der Laborumgebung betrachteten Fragestellungen zunehmend in den Bereich der elektrischen Energienetze, wobei insbesondere die Erbringung von Systemdienstleistungen bei gleichzeitiger Kostenoptimierung des Gebäudes Gegenstand der Forschung ist. Darüber hinaus werden im Rahmen von Wohnphasen verschiedene Anreizkonzepte zur Steuerung des Nutzerverhaltens sowie ein optimiertes netzdienliches multimodales Energiemanagement erprobt.

Der größere Teil des ESHL wird von einer 60 m² großen, automatisierten 3-Zimmer-Wohnung eingenommen, zu der sowohl eine voll ausgestattete Küchenzeile als auch handelsübliche Haushaltsverbraucher gehören. Außerdem beinhaltet das Containergebäude einen 20 m² großen Technikraum, in dem die Automatisierungs- und Gebäudetechnik sowie verschiedene elektrische Anlagen installiert sind. Ebenfalls im Technikraum untergebracht ist die für vorangegangene Forschungsarbeiten aufgebaute und im Rahmen der vorliegenden Arbeit ergänzte Mess- und Kommunikationsinfrastruktur⁷ des Energy Smart Home Labs. Sie ermöglicht neben einer verbraucher- und phasenscharfen Erfassung elektrischer Leistungsflüsse insbesondere das Monitoring und die Steuerung der intelligenten Anlagen.

Eine auf [174] aufbauende Übersicht über die elektrisch relevanten Anlagen des ESHL, die im Rahmen der beschriebenen PHIL-Umgebung als Hardware unter Test eingesetzt wurden, ist in Anhang D, Tab. D.5 und Tab. D.6 gegeben. Ein Grundriss des Gebäudes, elektrische und thermische Installationspläne, detaillierte

⁷Der zentrale Nachrichtenbus ist durch eine TCP/IP-basierte Implementierung des Web Application Messaging Protocol (WAMP) [132] realisiert [67], der eine unabhängige, modulare Anbindung beliebiger Komponenten ermöglicht. Als Datenaustauschformat wird vornehmlich auf die *JavaScript Object Notation* (JSON) [58] zurückgegriffen

Informationen über das Organic Smart Home und die Kommunikationsinfrastruktur sowie weitere Ausführungen rund um das Energy Smart Home Lab können [83] und [67] entnommen werden.

5.1.2 Anlagenverbund: Kleinsignale und elektrische Kopplung

An PHIL-Umgebungen bestehen aufgrund der Sensibilität für Störeinkopplungen und den damit verbundenen Beeinträchtigungen von Stabilität und Realitätsnähe besondere Anforderungen. Diese betreffen nicht nur den Echtzeitsimulator, die Leistungselektronik und die Messtechnik, sondern auch die signaltechnische Verbindung dieser einzelnen Anlagen.

5.1.2.1 Kleinsignale

Bei der Kleinsignalübertragung muss eine geeignete Abstimmung der beteiligten Komponenten erfolgen, insbesondere hinsichtlich der Ein- und Ausgangsimpedanzen sowie des Bezugspotentials. Für die analoge Signalübertragung ist weiterhin auf einen möglichst geringen Eintrag externer, nicht leitungsgebundener Störungen zu achten, woraus die Notwendigkeit einer räumlichen Nähe sowie geeigneter Signalleitungen folgt. Aufgrund der unterschiedlichen Anforderungen wird für die beschriebene Versuchsumgebung zwischen der Erfassung von Messwerten und der Ansteuerung der Leistungsverstärker unterschieden.

Messwerterfassung

Der Echtzeitsimulator stellt zur Erfassung analoger Messwerte die A/D-Wandlerplatine OP5340-K1 bereit (vgl. Anhang D, Tab. D.2). Diese weist sich durch differentielle, hochohmige Eingänge aus, deren Eingangswiderstand mit $R_{\text{in}} = 998 \text{ k}\Omega$ und Erdungswiderstand mit $R_{\text{Erde}} = 524 \text{ k}\Omega$ angegeben wird [92]. Dies ermöglicht einen direkten Anschluss der in Abschnitt 5.1.1 beschriebenen Stromwandler und Spannungsteiler ohne die Notwendigkeit einer galvanischen Trennung oder differentieller Messwandler.

Beide Messsysteme sind zur Minimierung externer Störeinflüsse im gleichen Systemschrank wie der Echtzeitsimulator installiert. Die Verbindung zum ausgangsseitigen Breakout-Board der Wandlerplatine erfolgt über 50-ohm-Koaxialkabel (siehe Anhang D, Abb. D.3c).

Ansteuerung Leistungsverstärker

Aktuelle Verstärkersysteme, wie der APS 30000, bieten neben den analogen Ein- und Ausgängen schnelle digitale Kommunikationsschnittstellen an, die einen auf klassischen oder optischen Technologien basierenden Datenaustausch ermöglichen. Im Rahmen von PHIL-Systemen können so sowohl Sollwertvorgaben empfangen als

auch Messdaten, wie der Ausgangsstrom des Verstärkers, rückgeführt werden. Das Vorgängermodell PAS 30000 hingegen stellt für eine hochauflösende Ansteuerung ausschließlich analoge Schnittstellen bereit.

Analoge Signalübertragung

Bei der analogen Sollwertvorgabe wird eine größtmögliche Genauigkeit durch Minimierung des Quantisierungsfehlers und Maximierung der SNR erreicht. Es muss folglich eine möglichst gute Ausnutzung des zur Verfügung stehenden maximalen Signalpegels erfolgen. Für die verwendete D/A-Wandlerplatine OP5330-K1 mit 16 Bit Auflösung (siehe auch Anhang D, Tab. D.2) beträgt der symmetrische, maximale Ausgangspegel $U_{SS,DA} = 32\text{ V}$ und entspricht somit dem maximalen Eingangspegel der verwendeten direkten Ansteuerung der Verstärkereinheiten des PAS 30000 (siehe Anhang D, Tab. D.3).

Im Rahmen des praktischen Aufbaus des Versuchsstandes traten bei funktionalen Tests der analogen Kopplung zwischen Echtzeitsimulator und PAS 30000 Instabilitäten auf. Dabei wurde festgestellt, dass durch den D/A-Wandler vorgegebene Spannungssprünge zur Anregung einer nicht abklingenden, hochfrequenten Schwingung zwischen Verstärkereingang ($R_{in} = 8\text{ k}\Omega$) und ausgangsseitigem Operationsverstärker führen. Um dieses Schwingen zu dämpfen, wurde in der per Koaxialkabel ausgeführten analogen Kopplung der Systeme ein zusätzlicher ohmscher Schichtwiderstand eingebracht (siehe Anhang D, Abb. D.3b), der notwendige Widerstandswert wurde experimentell zu $R = 20\ \Omega$ ermittelt. Dies dämpft das Übertragungssystem auch für die größtmöglichen Spannungssprünge von $\Delta U = 32\text{ V}$ ausreichend.⁸ Zwar ergibt sich durch die Serienschaltung von Dämpfungswiderstand und Eingangswiderstand ein Spannungsteiler, jedoch sind dessen Auswirkungen gering und linearer Natur. Sie können bei Kalibrierung der gesamten Signalkette (Sollwert Echtzeitsimulator bis Ausgangsspannung Linearverstärker) vernachlässigt werden.

Digitale Signalübertragung

Die digitale Signalübertragung ist, sofern verfügbar und unter Annahme hinreichend schneller Signalprozessoren, gegenüber der analogen Signalübertragung zu bevorzugen. Weder können die bei der analogen Kommunikation angeführten Instabilitäten auftreten, noch wird die digitale Signalübertragung leicht durch externes Rauschen beeinflusst⁹. Bei der Nutzung optischer Technologien wird neben der Ermöglichung langer Übertragungsstrecken zudem eine elektrische Entkopplung der Anlagen erreicht (siehe auch den folgenden Abschnitt 5.1.2.2). In der Regel ist die optische Verbindung zwischen zwei Entitäten bidirektional ausgeführt, so dass Messwerte rückgeführt werden können.

⁸Die genaue Ursache für die auftretenden Schwingungen konnte im Rahmen dieser Arbeit aufgrund fehlender Einsicht in den jeweiligen Systemaufbau von D/A-Wandler und eingangsseitigem Signalverstärker des Vierquadrantenstellers weder identifiziert noch behoben werden

⁹Unter Vernachlässigung von Bit- und anderen Übertragungsfehlern

Jedoch ist der Aufbau eines digitalen Kommunikationskanals hinsichtlich der Abstimmung von Protokollen und der übertragenen Datenpakete aufwändiger. So muss die bei der analogen Übertragung notwendige Abstimmung der Signalpegel bei der digitalen Kommunikation in ähnlicher Form erfolgen, zudem ist die Reihenfolge und Interpretation von Daten zu definieren. Entsprechende Konfigurationen sind sowohl für den verwendeten Echtzeitsimulator als auch für das Verstärkersystem APS 30000 vorhanden, die auf Optokopplern aufbauende Kommunikation basiert auf dem Xilinx Aurora Protokoll.

5.1.2.2 Elektrische Kopplung

Sowohl der analoge Eingang des Verstärkersystems PAS 30000 als auch der D/A-Wandler des Echtzeitsimulators beziehen sich direkt auf das Erdpotential des jeweiligen Systemgehäuses und damit auf die Versorgungs Erde.¹⁰ Durch die elektrische Kopplung wird eine Erdschleife gebildet, über deren Schleifenimpedanz niederfrequente Schwebungen auf der analogen Übertragungsstrecke entstehen. Auch diese leitungsgeführte Störung wird durch den Vierquadrantensteller verstärkt, so dass das Ausgangssignal überlagert und das PHIL-System, im Extremfall bis hin zur Instabilität, gestört wird.

Eine Entkopplung des Analogpfades mittels Optokopplern wäre zwar möglich, hätte jedoch auch eine zusätzliche Totzeit und potentielle Ungenauigkeiten zur Folge. Für den aufgebauten Versuchsstand wird deshalb eine galvanische Trennung aller anderen Erdverbindungen des Echtzeitsimulators vorgenommen:

- **Versorgungsspannung** Potentialtrennung mittels Trenntransformator
- **Gehäuseerdung** Potentialfreie Installation im umgebenden 19-Zoll-Rack
- **Ethernetverbindung** Potentialtrennung durch einen Netzwerkisoliator

Eine galvanische Trennung der Messsignale ist, wie zuvor beschrieben, aufgrund der hochohmig geerdeten, differentiellen Eingänge nicht notwendig. Die niederohmige Erdung des Echtzeitsimulators erfolgt somit lediglich mittels der analogen Steuerleitungen und über den geerdeten Analogeingang des Linearverstärkers, es ergibt sich eine sternförmige Erdung des Gesamtsystems.

5.2 ITM-basiertes Interface zum Betrieb realer Anlagen

Die Auslegung des Versuchsstandes zum Betrieb verschiedener Anlagen mit unbekanntem Verhalten bedingt ein breitbandiges Hardwareinterface. Nach der in Abschnitt 3.4.1 gegebenen Übersicht erfüllt die Ideal Transformer Method mit Filterung des rückgeführten Signals diese Anforderung am besten (siehe auch Kapitel 3,

¹⁰Für das System OP5607 sind keine differentiellen D/A-Wandlerplatten verfügbar

Tab. 3.4). Insbesondere die von der HUT verhältnismäßig unabhängige Stabilität der ITM ist dabei hervorzuheben. Die eingesetzten Filter haben jedoch den Nachteil, dass bei der Parametrierung in der Regel ein nicht zur Laufzeit veränderlicher Kompromiss zwischen Stabilität und Realitätsnähe getroffen werden muss.

Aufgrund der überwiegenden Vorteile basiert das im Rahmen der vorliegenden Arbeit realisierte Interface auf der ITM mit FCF. Die Implementierung erfolgt wegen der in NS-Netzen typischen stromgeführten Ausführung aktiver Anlagen sowie des meist hochohmigen, ohmsch-induktiven Verhaltens passiver Verbraucher spannungsgeführt. Um den aus dem Einsatz klassischer, starrer Tiefpassfilter resultierenden Einschränkungen entgegenzuwirken, werden zwei davon abweichende Ansätze zur Signalfilterung realisiert. Diese unterscheiden sich untereinander hinsichtlich der Priorisierung von Genauigkeit, Bandbreite und Dynamik.

Neben der eigentlichen Aufbereitung der über das Interface ausgetauschten physikalischen Größen Spannung und Strom werden Schutzalgorithmen implementiert, die anhand verschiedener Merkmale der am PCC berechneten und ausgegebenen Phasenspannung Instabilitäten oder von der Norm abweichende Spannungsformen identifizieren. Diese werden zur Überführung des Systems in einen stabilen Zustand genutzt und sollen so den sicheren Betrieb der HUT gewährleisten. Die Implementierung dieser Schutzabschaltung erfolgt derart, dass vor einem erneuten PHIL-Betrieb eine manuelle Freigabe des Interface erfolgen muss.

Eine schematische Übersicht über die Ausgestaltung des Hardwareinterface zeigt Abb. 5.2. Die Erläuterung der jeweiligen Signalpfade und Funktionsblöcke ist in den folgenden Abschnitten anhand der kursiven Nummerierung gegeben.

5.2.1 Spannungsausgabe

Die Ausgabe der am PCC an der jeweiligen Phase anliegenden Spannung u_{PCC_s} erfolgt im Normalbetrieb ohne Veränderung (Abb. 5.2, 1). Die Signale werden an die softwareseitig definierten analogen Ausgangskanäle des Echtzeitsimulators übertragen.

Für den Fall eines instabilen Betriebszustandes und die folgende Schutzabschaltung des Interface (siehe Abschnitt 5.2.3) werden sich unterscheidende, stabile Zustände der Ausgangsspannung definiert. Der jeweilig zu präferierende Zustand hängt von den Eigenschaften der HUT ab und ist vor Simulationsstart zu wählen:

- **Starres Drehstromsystem** Das PHIL-System stellt über den Verstärker Wechselspannungen fester Frequenz und ohne harmonische Anteile. Die jeweiligen Amplituden ergeben sich aus den mittels DFT identifizierten Grundschwingungen der zuletzt im Normalbetrieb vorgegebenen und um die Zeit $T_R = 50$ ms verzögerten Phasenspannungen (Abb. 5.2, 2).
- **Keine Spannungseinprägung** Die Ausgangsspannung des Verstärkers wird zu Null gesetzt (Abb. 5.2, 3), die Leistungseinheit bleibt dabei zugeschaltet.

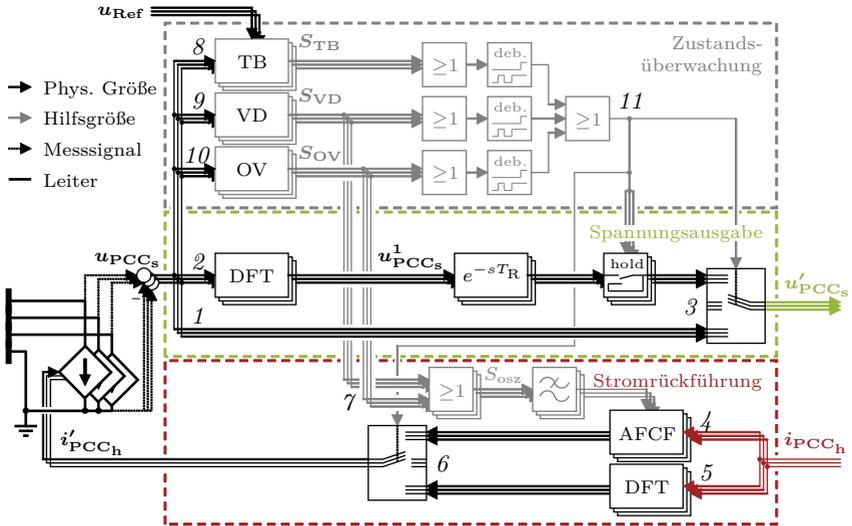


Abb. 5.2: Strukturbild des implementierten Interface mit Signalpfaden zur Spannungsausgabe (1-3), Stromrückführung (4-6), Zustandsüberwachung (7-10) und Schutzabschaltung (11)

5.2.2 Stromrückführung

Eine Rückführung des Stromes ohne Filterung ist aus Stabilitätsgründen nicht praktikabel. Es gilt somit, die durch das FCF verursachten Einschränkungen der Realitätsnähe möglichst gering zu halten, während das Auftreten von Instabilitäten vermieden werden muss. Dabei beruht die gängige Implementierung des FCF auf dem Einsatz eines Tiefpassfilters 1. Ordnung mit fester Grenzfrequenz f_c . Die Auslegung dieser Grenzfrequenz erfolgt konservativ, so dass sich ein für alle Betriebszustände stabiles Gesamtsystem ergibt. Dafür wird oftmals der Kompromiss einer für weite Betriebsbereiche unnötig stark gedämpften Rückkopplung eingegangen.

Entgegen einer dementsprechenden Filterauslegung werden in der vorliegenden Arbeit für den normalen PHIL-Betrieb zwei neue und in den folgenden Abschnitten erläuterte Filtermethoden konzipiert sowie realisiert:

- **Adaptives FCF** Dynamische Anpassung der Grenzfrequenz (Abb. 5.2, 4)
- **DFT-basiertes FCF** Bandpassfilterung mittels einer DFT (Abb. 5.2, 5)

Von der Wahl des Filteralgorithmus unabhängig zu betrachten ist der Fehlerfall. Wird die Schutzabschaltung durch die Zustandsüberwachung der Netzspannung ausgelöst, so erfolgt eine Unterbrechung der Stromrückführung (Abb. 5.2, 6). Eine weitere Beeinflussung des Umgebungsabbildes durch ein gegebenenfalls instabiles Interface wird so unterbunden.

5.2.2.1 Adaptive Feedback Current Filter

Das Ziel des adaptiven FCF (AFCF) ist eine dynamische Anpassung der Grenzfrequenz des eingesetzten Filters, um eine von der Stabilität abhängige Dämpfung des Gesamtaufbaus zu ermöglichen. Durch die Identifikation schwingender Phasenspannungen am PCC sollen dabei die Parameter des Tiefpassfilters kontinuierlich dahingehend angepasst werden, dass ein instabiles System vermieden wird. So wird zu jedem Zeitpunkt eine für die gegebene Lastsituation und Dynamik der HUT möglichst große Realitätsnähe erreicht.

Weiterhin ermöglicht diese dynamische Auslegung auch die Dämpfung von Schwingungen, die durch einzeln auftretende, große Stromflanken angeregt werden. Die hierfür kurzzeitig notwendige Beschränkung der Realitätsnähe ist jedoch im Sinne einer ansonsten größeren Realitätsnähe und des Weiterbetriebs der Versuchsumgebung einer Schutzauslösung gegenüber zu bevorzugen. Eine pauschale Filterauslegung auf entsprechend auftretende Stromspitzen hat hingegen eine dauerhafte Einschränkung der Realitätsnähe zur Folge, womit der grundsätzliche Nutzen des PHIL-Systems in Frage zu stellen ist.

Die Realisierung des adaptiven FCF erfolgt mittels eines Butterworth-Tiefpassfilters 3. Ordnung, wobei $N = 3$ und $M = 1$ (vgl. Abschnitt 4.2.3.2). Dieser stellt einen Kompromiss aus hoher Flankensteilheit und geringer Phasendrehung dar und ist so gewählt, dass die Stabilität über einen möglichst großen Frequenzbereich gewährleistet ist (siehe auch Anhang D, Abb. D.5). Der maximale Bereich der dynamischen Grenzfrequenz wird zu 0,5 kHz bis 7 kHz festgelegt. Die entsprechenden Butterworth-Filterparameter $b_i(f_c)$ und $a_j(f_c)$ werden in jedem Zeitschritt, in Abhängigkeit der jeweiligen momentan vorgegebenen Grenzfrequenz, durch ein Polynom 3. Grades approximiert.

Die Vorgabe dieser momentanen Grenzfrequenz basiert, separat für jede Phase, auf einer Identifikation oszillierender Anteile der jeweiligen Spannung am PCC nach Abschnitt 5.2.3. Dabei wird auf die binären Zustandsidentifikationen S_{VD} und S_{OV} (siehe Abschnitte 5.2.3.2 und 5.2.3.3) der implementierten Schutzalgorithmen zurückgegriffen. Bei Überschreitung der Grenzwerte dient der binäre Zustand $S_{osz} \in \{0, 1\}$, zeitverzögert durch einen Tiefpass 1. Ordnung, als Eingangsgröße des AFCF, wobei $S_{osz} = S_{VD} \vee S_{OV}$ (Abb. 5.2, 7).

Daraus resultiert eine dynamische Anpassung der Grenzfrequenz des adaptiven Filters, deren Veränderungsrate von der Zeitkonstante T_D des Tiefpassfilters

abhängt. Mit den vorzugebenden oberen und unteren Filterfrequenzen $f_{c,o}$ und $f_{c,u}$ ergibt sich eine momentane Grenzfrequenz des AFCF von

$$f_c(s) = f_{c,o} - \frac{f_{c,o} - f_{c,u}}{0,95} \cdot \frac{1}{1 + sT_D} \cdot S_{osz} \quad (5.2)$$

Dabei ermöglicht die Skalierung des Frequenzbereiches um den Faktor 0,95 die Spezifikation einer Zeit $\Delta t = 3T_D$, nach der die maximale Dämpfung erreicht ist. Mittels einer in Abhängigkeit des jeweiligen Experiments optional vorzugebenden Begrenzung der Veränderungsrate nach erfolgter Dämpfung kann die Dynamik bei der Rücksetzung auf höhere Grenzfrequenzen zusätzlich limitiert werden.

Zum Schutz der Hardware und zur Vermeidung extremen Aufschwingens erfolgt eine Parametrierung von $\Delta t = 1$ ms. Dabei ist auf eine angepasste Auslösezeit der Schutzabschaltung zu achten, um eine potentielle Stabilisierung des Systems zu ermöglichen und ein zu frühes Ausschalten des Hardwareinterface zu vermeiden.

5.2.2.2 DFT-basiertes Feedback Current Filter

Bei dem DFT-basierten FCF wird eine diskrete Fourieranalyse mit ihrem Bandpassverhalten zur frequenzselektiven Filterung des rückgeführten Stromsignals genutzt. Die harmonischen Anteile des gemessenen Stromes i_{PCC_h} werden identifiziert und zur Berechnung des eingespeisten Stromes i'_{PCC_h} verwendet. Dabei bringt die DFT für die berücksichtigten Harmonischen ein optimales Übertragungsverhalten mit sich, während andere Frequenzanteile gedämpft werden. Insbesondere oberhalb der höchsten betrachteten Harmonischen wird eine sehr starke Dämpfung erreicht, höherfrequente Anteile – die maßgeblich für instabiles Verhalten des Gesamtsystems verantwortlich sind – werden nahezu ideal unterdrückt. Gegenüber den klassisch eingesetzten Tiefpassfiltern bietet die DFT durch die Zerlegung des rückgespeisten Stromes in seine Frequenzanteile weiterhin den Vorteil, dass eingesetzte Filter sowie eine durch die DFT entstehende Phasendrehung kompensiert werden können.

Während die Bandbreite des Modells im Rahmen des Frequenzspektrums der vorliegenden Arbeit als weitestgehend ideal betrachtet werden kann, so ist das DFT-basierte FCF in der Dynamik stark eingeschränkt. Hierbei ist die für eine hinreichende Genauigkeit der DFT notwendige Betrachtung einer Periode der Grundfrequenz des analysierten Signals ausschlaggebend.

Die Implementierung des Filters basiert phasenscharf auf der frequenzvariablen Fourieranalyse nach Abschnitt 4.2.2. Analog zu der in Abschnitt 4.7.3.3 erläuterten Umsetzung des gekoppelten Norton-Äquivalents wird der in die Simulation rückgeführte Strom zur Reduktion sprunghafter Anstiege zunächst mittels eines IIR-Tiefpasses G_e ($f_c = 2,2$ kHz, $N = 9$, $M = 1$) gefiltert. Dieses Tiefpassfilter wird, wie auch das gleich ausgelegte ausgangsseitige Filter G_a zur Vermeidung numerischer Oszillationen, bei der Berechnung des in der Umgebungsabbildung eingespeisten Stromes i'_{PCC_h} selektiv für jede Harmonische nach Betrag und

Phase kompensiert. Mit den mittels DFT identifizierten Stromamplituden $\hat{i}_{\text{PCC}_h}^k$ und Phasenwinkeln $\varphi_{i_{\text{PCC}_h}^k}$ ergibt sich der momentane Strom mit der maximal betrachteten Harmonischen H zu

$$i'_{\text{PCC}_h}(t, f) = \sum_{k=1}^H i'^k_{\text{PCC}_h}(t, f) , \quad (5.3)$$

wobei

$$i'^k_{\text{PCC}_h}(t, f) = \hat{i}_{\text{PCC}_h}^k \cdot G_e^k \cdot G_a^k \cdot \sin(\omega_n t_{\text{st}} k + \varphi_{i_{\text{PCC}_h}^k} + \varphi_{G_e}^k + \varphi_{G_a}^k) . \quad (5.4)$$

Das sich unter Berücksichtigung ausschließlich ungerader harmonischer Stromanteile $k = 1, 3, \dots, H$ ergebende Übertragungsverhalten des realisierten DFT-basierten FCF ist in Anhang D, Abb. D.6 dargestellt. Aus der Berücksichtigung aller Stromharmonischen $k = 1, 2, \dots, H$ resultiert ein Übertragungsverhalten entsprechend Anhang D, Abb. D.7.

5.2.2.3 Einordnung der ITM mit erweiterten FCF-Methoden

Eine Einordnung des vorgestellten adaptiven sowie des DFT-basierten FCF im Vergleich mit der konventionellen in Abschnitt 3.4.1 vorgestellten FITM, als Referenz mit (●●●) bewertet, gibt Tab. 5.1. Dabei ist zu beachten, dass die in Tab. 5.1 verwendete Bewertungsskala von der in Kapitel 3, Tab. 3.4 aufgrund der jeweils verhältnismäßigen Gegenüberstellung und der daraus folgenden besseren Vergleichbarkeit abweicht. Die Einordnung erfolgt erneut von vergleichsweise schlecht (●) bis vergleichsweise gut (●●●●●).

Tab. 5.1: FCF-Methoden im relativen Vergleich

FITM	Genauigkeit	Stabilität	Dynamik	Bandbreite	Spektrum*
	Besonderheiten, Einschränkungen				
Konv.	●●●	●●●	●●●	●●●	●●●
	Starre Filterauslegung als Kompromiss				
AFCF	●●●●	●●●●	●●●●●	●●●●	●●●
	Adaptionsgeschwindigkeit beeinflusst Stabilität und Genauigkeit				
uDFT†	●●●●●	●●●●●	●	●●●●	●●●●
	Beschränkung auf halbwellensymmetrische Lastströme				
gDFT†	●●●●●	●●●●	●	●●●●●	●●●●●
	Dämpfung unerwünschter Anteile gegenüber uDFT verschlechtert				

* Variabilität des IA hinsichtlich unterschiedlicher HUTs und deren Betriebsverhalten

† uDFT: ungerade Harmonische; gDFT: ungerade und gerade Harmonische

5.2.3 Zustandsüberwachung und Schutzabschaltung

Die Zustandsüberwachung dient primär dem Schutz der realen Hardware. Entsprechend erfolgt eine Überwachung der sich am PCC ergebenden Spannung, deren Kurvenform als ausgegebene physikalische Größe maßgeblich den sicheren und störungsfreien Betrieb der HUT bestimmt. Dabei ist eine generelle Definition eines kritischen Zustandes nicht möglich, da dieser von den betriebenen Anlagen und deren Unempfindlichkeit gegenüber variablen Eingangsspannungen abhängt.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit erfolgt die Auslegung der Schutzalgorithmen anhand dreier Merkmale der Phasenspannung (siehe Abschnitte 5.2.3.1 bis 5.2.3.3):

- **Detektion von Toleranzbandverletzungen (TB)** Identifikation und Plausibilitätskontrolle des Spannungsabfalls im simulierten Netz (Abb. 5.2, 8)
- **Detektion großer Spannungsänderungen (VD)** Identifikation wiederholt auftretender, betragsmäßig großer Spannungsflanken (Abb. 5.2, 9)
- **Detektion hochfrequent oszillierender Spannungen (OV)** Identifikation hinreichend großer, hochfrequenter Signalanteile (Abb. 5.2, 10)

Die Überwachung der PCC-Spannung zwischen Phasen- und Neutralleiter nach den genannten Kriterien ist, wie in Abb. 5.2 dargestellt, parallel implementiert. Bei Überschreitung eines der vorgegebenen Grenzwerte auf einer Phase erfolgt eine Schutzabschaltung der gesamten Rückkopplung, die ausgegebene Spannung wird in einen stabilen Betriebszustand entsprechend Abschnitt 5.2.1 überführt (Abb. 5.2, 11).

Im Sinne des sicheren Betriebs der HUT werden die Grenzwerte konservativ festgelegt, wobei die Parametrierung bei allen realisierten Algorithmen als Kompromiss zwischen Schutzgeschwindigkeit und Fehlertoleranz gewählt werden muss. Eine fallspezifische Anpassung für besonders empfindliche Anlagen oder bei fehlerhaften Schutzauslösungen muss in Abhängigkeit des jeweiligen Versuchsaufbaus erfolgen. Die Vermeidung von Schutzauslösungen aufgrund kurzzeitiger, einzelner Vorgänge wird durch die abgebildeten Entprell-Glieder¹¹ realisiert. Diese sorgen für eine künstliche Trägheit, so dass eine höhere Unempfindlichkeit gegenüber vereinzelt Stromflanken und damit verbundenen Einschwingvorgängen erreicht wird.

Während der Einsatz der Entprell-Glieder bei Verwendung des DFT-basierten FCF optional ist, so muss deren Trägheit bei Verwendung des adaptiven FCF mindestens der für die Anpassung der Filterfrequenz benötigten Zeit entsprechen. Für die den Algorithmen VD und OV zugeordneten Entprell-Glieder gilt dann $T_{\text{deb}} \geq \Delta t$.

¹¹Engl. *debounce*, die binäre Ausgangsgröße folgt der binären Eingangsgröße, wenn diese über eine Zeitdauer von T_{deb} stabil ist

5.2.3.1 Detektion von Toleranzbandverletzungen

Die Detektion von Toleranzbandverletzungen dient der grundsätzlichen Plausibilitätskontrolle sowohl des im simulierten Netz auftretenden Spannungsabfalls als auch der Kurvenform der ausgegebenen Spannung. Ferner werden niederfrequente Schwingungen und daraus folgende extreme Spannungshübe erfasst.

Als Referenzkurve dient bei dem in Abb. 5.3 visualisierten Algorithmus das Zeitsignal einer beliebigen Knotenspannung des simulierten Netzes. Ausgehend von dieser wird ein Toleranzband definiert, das sich unter Berücksichtigung eines Phasenversatzes (T_p), einer Skalierung (F^- , F_+) sowie einer minimalen absoluten Toleranz (ΔU_{\min}) aus den Momentanwerten der Referenzspannung berechnet (Abb. 5.3a, schwarz). Jedes Überschreiten dieses Toleranzbandes durch die auszugebende momentane Spannung wird qualitativ detektiert, wobei die Anzahl der Toleranzbandverletzungen über einen definierten Zeitraum T_h erfasst wird. Die Schutzabschaltung $S_{TB} = 1$ wird ausgelöst, wenn die Anzahl der Toleranzbandverletzungen im Verhältnis zur Anzahl der Simulationszeitschritte im Zeitraum T_h (Dämpfung) über einer festgelegten Quote Q (Sensibilität) liegt (Abb. 5.3a, grau). Ein exemplarisches Toleranzband ist in Abb. 5.3b dargestellt.

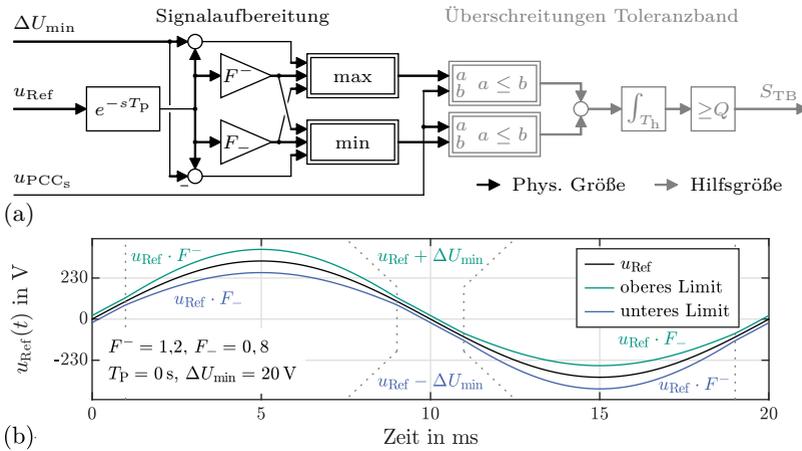


Abb. 5.3: Detektion von Toleranzbandverletzungen; (a) Strukturbild, (b) exemplarisches berechnetes Toleranzband

Bei den im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführten Experimenten hat sich als Referenzspannung u_{ref} die NS-seitige Spannung am Transformator bewährt, da diese als weitestgehend stabil angenommen werden kann. Ferner sind die Basisparameter als Kompromiss zwischen Schutz und Sensibilität zu $T_p = 0$ s, $F^+ = 1,2$, $F^- = 0,8$, $\Delta U_{\min} = 20$ V, $T_h = 5$ ms und $Q = 5\%$ gewählt.

5.2.3.2 Detektion schneller Spannungsänderungen

Zur Identifikation in schneller Folge auftretender großer Spannungsflanken und einer damit einhergehenden potentiellen Schädigung der HUT wird die Änderungsrate der PCC-Spannung überwacht. Dies dient insbesondere der Detektion von starken Oszillationen im mittleren Frequenzbereich. Es ist darauf zu achten, dass der Schutz nicht fälschlich durch die in der betrachteten Bandbreite auftretenden Harmonischen ausgelöst wird.

Der realisierte Algorithmus ist in Abb. 5.4 dargestellt. Nach einer Hochpassfilterung der PCC-Spannung wird die Steigung der verbleibenden hochfrequenten Anteile ermittelt und um das Vorzeichen bereinigt (Abb. 5.4, schwarz). Anschließend wird, ähnlich dem Vorgehen im vorherigen Abschnitt, die Anzahl der einen Grenzwert L übersteigenden Abtastwerte über einen Zeitraum T_h erfasst. Bei Überschreiten einer definierten Quote Q löst der Schutz mit $S_{VD} = 1$ aus (Abb. 5.4, grau).

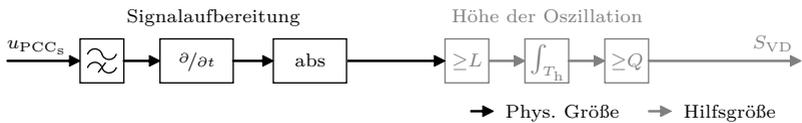


Abb. 5.4: Strukturbild der Detektion schneller Spannungsänderungen

Der Phasengang des gefilterten Signals ist nicht relevant, so dass der eingangsseitige Butterworth-Hochpassfilter mit $N = 8$ und $M = 1$ unterhalb der Grenzfrequenz $f_c = 1$ kHz eine gute Dämpfung aufweist. Die weiteren Parameter werden zu $L = 5$ V, $T_h = 2$ ms und $Q = 50$ % festgelegt. Dabei definiert L die maximal zugelassene Amplitude harmonischer Anteile, bei der keine Schutzauslösung stattfindet. Es ist zu beachten, dass diese maximal zulässige Amplitude für kleinere Frequenzen – insbesondere unterhalb der Grenzfrequenz des Hochpassfilters – aufgrund der Hochpasseigenschaften des Algorithmus über dem vorgegebenen Wert liegt.

5.2.3.3 Detektion hochfrequent oszillierender Spannungen

Der Schutzalgorithmus zur Detektion hochfrequent oszillierender Spannungen zielt auf Frequenzanteile oberhalb der maximal zu betrachtenden Bandbreite ab. Dabei liegt das Hauptaugenmerk sowohl auf numerischen Oszillationen mit $f_{NO} = 10$ kHz als auch auf Oszillationen mit $f_{IR} \geq 2$ kHz, die infolge einer instabilen Rückkopplung entstehen¹².

¹²Die Frequenz des Aufschwingens instabiler Rückkopplungen ist abhängig vom Übertragungsverhalten des verwendeten Rückkopplungsalgorithmus und den damit einhergehenden Verzögerungen. Unter Beachtung der systeminhärenten Totzeiten entsprechend Abschnitt 3.4.3 führt dies zu Closed-Loop-Totzeiten von 3 bis 5 Simulationszeitschritten und entsprechenden Oszillationsfrequenzen von $f_{IR} = 3,3 \dots 2$ kHz

Der realisierte Algorithmus entspricht in der Identifikation der Höhe der oszillierenden Anteile (siehe Abb. 5.5, oberer Signalpfad) dem im vorherigen Abschnitt 5.2.3.2 erläuterten Detektionsalgorithmus. Dabei ist es für die möglichst frühzeitige Erkennung der relevanten Oszillationen notwendig, einen kleinen Grenzwert L sowie eine kurze Beobachtungszeit T_h zu wählen. Gleichzeitig sollen die zu untersuchenden Spannungsharmonischen bis zu einer gewissen Höhe zugelassen werden, so dass zusätzlich das Überschreiten einer definierten Grenzfrequenz f_O erfasst werden muss. Entsprechend wird der untere Signalpfad implementiert, der auf dem Vorzeichenwechsel des aufbereiteten Signals aufbaut (Abb. 5.5, grau, unten). Die aus einem Vorzeichenwechsel resultierenden steigenden Flanken werden über eine Zeitspanne $T_f > \frac{1}{f_O}$ erfasst, mittels derer auch die Verzögerung der Frequenzidentifikation festgelegt wird. Der Grenzwert O definiert die kleinste zu detektierende Frequenz $f_O = \frac{O}{\Delta t}$, mit der Simulationsschrittweite Δt . Werden sowohl der Grenzwert Q als auch der Grenzwert O gleichzeitig überschritten, so löst der Schutz aus und $S_{OV} = 1$.

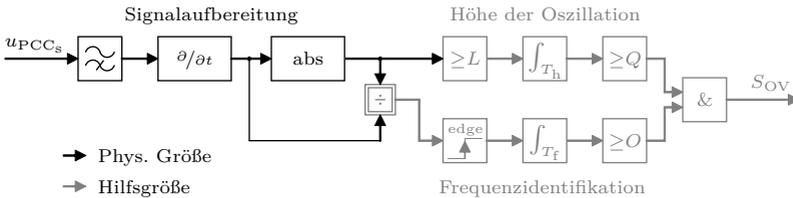


Abb. 5.5: Strukturbild der Detektion oszillierender Spannungen

Auch hier wird ein Butterworth-Hochpassfilter mit $N = 8$, $M = 1$ und $f_c = 1$ kHz eingesetzt. Die Oszillationsdetektion ist mit $L = 0,5$ V, $T_h = 1$ ms und $Q = 80$ % parametrisiert. Für die Frequenzidentifikation gilt $T_f = 1$ ms sowie $O = 10$ %, woraus $f_O = 2$ kHz folgt.

Diese Auslegung führt zu einem sehr sensiblen Algorithmus, der insbesondere aufgrund sich überlagernder Schwingungen auch bei Frequenzen unterhalb von f_O auslösen kann. Zur Vermeidung von Fehlauflösungen ist eine entsprechend angepasste Parametrierung der nachgeschalteten Entprell-Glieder notwendig.

5.3 Softwareschnittstellen zur asynchronen Kommunikation

Aufgrund der Echtzeitbedingungen ist die Kommunikation mit dem Echtzeitsimulator lediglich asynchron möglich. Ferner bedingt die begrenzt verfügbare Rechenzeit die Verwendung einer externen Kommunikationsinfrastruktur. Um eine dementsprechend asynchrone Kommunikation zu ermöglichen, wird für die verwendete Simulationsumgebung HYPERSIM durch deren Hersteller eine Python-

API [93] bereitgestellt. Diese ermöglicht die Vorgabe und das Auslesen von Konstanten. Darüber hinaus bietet die kontinuierlich erweiterte Python-API Befehle zur Steuerung der Simulationsumgebung. Das Auslesen von intern während der Simulation berechneten Größen, wie beispielsweise Knotenspannungen oder momentane Signalwerte, ist über diese Schnittstelle nicht möglich.

Im Rahmen der vorliegenden Arbeit wurde der API entsprechend ein auf der Programmiersprache *Python 2.7* basierendes Interface zur Konfiguration und Parametrierung von Simulationen realisiert. Dieses kann modular an die bestehende Kommunikationsinfrastruktur des ESHL angeschlossen werden und unterstützt die WAMP-typischen Kommunikationsschemata *remote procedure call*¹³ (RPC) sowie *publish and subscribe*¹⁴.

Die konkreten Funktionalitäten lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- **Automatisierte Konfiguration von Szenarien** Zur automatisierten Konfiguration von Versuchsszenarien in bestehenden Simulationen wurde ein prototypisches, lokal ausgeführtes GUI (engl. *graphical user interface*) konzipiert. Dieses ermöglicht, bei entsprechender Auslegung und Konfiguration, das Laden vordefinierter zeitlicher Versuchsabläufe oder die Veränderung des Netzaufbaus durch In- und Exkludieren von Modellen. Es wird eine über die zum jetzigen Zeitpunkt eingeschränkt verfügbaren GUI-Funktionalitäten von HYPERSIM hinausgehende Interaktivität ermöglicht.
- **Datenaustausch mit externer Software** Der realisierte Anschluss des Kommunikationsinterface an den WAMP-Server des ESHL ermöglicht die Interaktion mit einer beliebigen mit diesem Server verbundenen Software. Dabei stellt das Interface eine RPC-Funktion zum Übertragen von Zustandsgrößen im JSON Datenformat bereit.

Ferner wird die PHIL-Umgebung dahingehend erweitert, dass sie im Rahmen von Co-Simulationsumgebungen die Aufgaben eines Simulationsverwalters erfüllen kann. Die zu diesem Zweck implementierte Publish-Funktion dient der Verteilung von Zustandsgrößen und der Triggerung des nächsten Makrozeitschritts. Um dabei eine zeitliche Integrität sicherzustellen, wird die ausgeführte Echtzeitsimulation als Taktgeber verwendet.¹⁵

¹³Eventbasierter Aufruf von Funktionalitäten durch externe Prozesse

¹⁴Publish: Verbreitung spezifischer Informationen ohne Definition eines Adressaten (engl. *subscriber*); subscribe: Empfangen spezifischer Informationen ohne Definition eines Absenders (engl. *publisher*)

¹⁵Wie zuvor erwähnt, ist ein direktes Auslesen interner Rechengrößen von HYPERSIM mittels der Python-API nicht möglich. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit erfolgt die Triggerung deshalb über analog durch den Echtzeitsimulator ausgegebene Rechtecksignale mit definierter Periodendauer. Diese werden mittels externer A/D-Wandler verarbeitet und die Triggerung ausgelöst. Zwar hat dieses Vorgehen eine verzögerte Auslösung des Triggers in der Größenordnung einiger 10 ms zur Folge, jedoch wird gleichzeitig eine langfristig exakte Taktung aufgrund des hart echtzeitfähigen Simulators ermöglicht. Die entstehende Verzögerung wiederum ist für hinreichend große Makrozeitschritte und eine asynchrone Kopplung von Co-Simulationsumgebungen vernachlässigbar

Kapitel 6

Betrieb und Grenzen der PHIL-Umgebung

Die im vorherigen Kapitel beschriebene Power-Hardware-in-the-Loop-Versuchsumgebung zum Anschluss realer Anlagen soll der experimentellen Analyse und Validierung zukünftiger Niederspannungsnetze und deren Komponenten dienen. Um eine Beurteilung der Funktionalität des Gesamtaufbaus zu ermöglichen, werden im vorliegenden Kapitel am Beispiel des Energy Smart Home Labs exemplarische Anwendungsfälle präsentiert und Grenzen des Systems dargelegt. Dabei wird auf die in dieser Arbeit beschriebenen echtzeitfähigen Modelle zurückgegriffen.

Zunächst wird der PHIL-Betrieb des Systems analysiert und die Realitätsnähe sowie die Stabilität des Interface diskutiert. Anschließend erfolgt die Betrachtung eines an reale Vorgänge angelehnten Fehlerfalls, wobei das Netz durch die Systemdienstleistungserbringung von sowohl simulierten als auch real betriebenen Komponenten beeinflusst wird. Zuletzt wird die Einbindung des Versuchsstandes in eine funktionsfähige Co-Simulationsumgebung zusammengefasst, durch die das Zusammenspiel mit beliebigen asynchron gekoppelten Simulations- und Realumgebungen ermöglicht wird.

6.1 Experimenteller PHIL-Betrieb des ESHL

Das für die im Rahmen der vorliegenden Arbeit durchgeführten Experimente verwendete Netzabbild orientiert sich in grober Näherung an dem in Kapitel 4, Abb. 4.13 dargestellten Niederspannungsnetz, das sich durch ein ca. 1 km langes Kabel zwischen ONS und den zu versorgenden Haushalten hervorhebt. Unter Vernachlässigung der vergleichsweise kurzen Kabel zwischen den Haushalten sowie unter Verwendung der in Kapitel 4 beschriebenen Modelle ergibt sich das aus drei Knoten bestehende Niederspannungsnetz nach Abb. 6.1. Die verwendete

Konfiguration von Verbraucheranlagen und -modellen variiert in Abhängigkeit des jeweiligen Testfalls. Eine exemplarische Darstellung des Simulationsaufbaus in der Software HYPERSIM ist in Anhang C, Abb. C.19 gegeben.

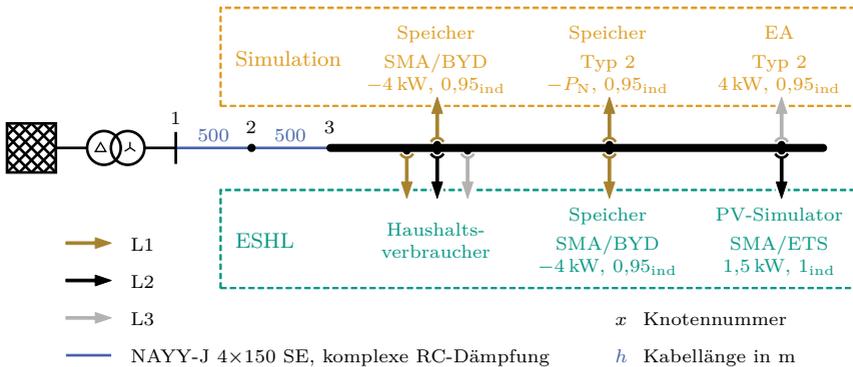


Abb. 6.1: Netzmodell für exemplarische Testfälle im Erzeugerzählpfelsystem, Anlagen entsprechend Anhang C, Tab. C.9 und Anhang D, Tab. D.6

Die Durchführung der Experimente folgt einem festen Ablauf:

- **Konfiguration** Konfiguration der modellierten Verbraucher, des ESHL, der Simulationsumgebung sowie des Interface
- **Realbetrieb** Start der Simulation, Synchronisierung dieser mit dem realen Netz und unterbrechungsfreie Umschaltung des ESHL auf PHIL-Betrieb
- **Experiment** Lösen des Synchronbetriebs, Aktivierung des Closed-Loop-Interface und Durchführung der Experimente
- **Netzbetrieb** Synchronisation mit realem Netz und unterbrechungsfreie Umschaltung des ESHL auf öffentliches Versorgungsnetz

Bei erfolgter Schutzabschaltung ist das implementierte Interface – je nach Abschaltverhalten – zu reaktivieren, um eine erneute Netzsynchronisation zu ermöglichen.

6.1.1 Stabilität, Betriebsgrenzen und Realitätsnähe

Zur Analyse von Funktionsweise und Grenzen der implementierten Filtermethoden wird von dem in Abb. 6.1 dargestellten Netzmodell zunächst ausschließlich Phase 1 (Leiter L1) betrachtet. Während des Experiments wurde an dieser Phase 1 der einphasig angeschlossene SMA/BYD-Speicher (siehe Anhang D, Tab. D.6) mit einer Wirkleistungsaufnahme von $P = 4\text{ kW}$ und einem $\cos \varphi = 0,95_{\text{ind}}$ betrieben. Alle

weiteren Anlagen waren während des Experiments vom Netz getrennt, so dass die sich einstellenden Ströme einzig auf den SMA/BYD-Speicher zurückzuführen sind. In den folgenden Abschnitten werden die für instabile sowie stabile Betriebszustände des Testaufbaus¹ ausgegebenen Spannungen u'_{PCC_s} , der gemessene Strom i_{PCC_h} und der in die Umgebungsabbildung eingespeiste Strom i'_{PCC_h} gegenübergestellt. Dabei wurde die Versorgungsspannung durch die Überlagerung mit Spannungsharmonischen ($\hat{u}^3 = 14 \text{ V}$ mit $\varphi^3 = 20^\circ$, $\hat{u}^7 = 11 \text{ V}$ mit $\varphi^7 = 0^\circ$ und $\hat{u}^{13} = 14 \text{ V}$ mit $\varphi^{13} = 0^\circ$) symmetrisch verzerrt. Hinsichtlich der Interpretation der Ergebnisse ist zu beachten, dass das Verhalten des Speichers über die Zeit leicht variiert und somit lediglich ein qualitativer Vergleich stattfinden kann.

6.1.1.1 Instabile Rückkopplung und Zustandsüberwachung

Die Betrachtung des zuvor beschriebenen Aufbaus erfolgt zunächst für eine instabile Konfiguration der Filter. Das daraus resultierende Aufschwingen des Testaufbaus bei Aktivierung der Rückkopplung ist in Abb. 6.2 dargestellt.

Anhand der Abbildungen wird ersichtlich, dass das System sowohl bei der uDFT-basierten Filterung (Abb. 6.2a, siehe auch Abschnitt 5.2.2.2) als auch bei Filterung mit einem einfachen Tiefpass (Abb. 6.2b) innerhalb weniger Perioden aufschwingt. Die Frequenz der angeregten Schwingung beträgt $f_{\text{osc}} = 1550 \text{ Hz}$ und entspricht damit der beobachteten Stabilitätsgrenze. Die Grenzwerte der implementierten Zustandsüberwachung werden zum jeweiligen Zeitpunkt t_{aus} überschritten, so dass die Rückkopplung abgeschaltet wird: in das Modell zurückgespeiste Ströme i'_{PCC_h} werden zu Null, die Ausgangsspannung u'_{PCC_s} ein starrer Sinus (siehe auch Abschnitt 5.2.1). Ab dem Ausschaltzeitpunkt ist ein Abklingen des angeregten Stromes i_{PCC_h} der HUT erkennbar.

Eine vergleichbare Signalanregung wird zunächst auch bei der Rückkopplung mit adaptiver Anpassung des Filters in Abb. 6.2c ersichtlich ($f_{c,o} = 1,2 \text{ kHz}$, $f_{c,u} = 0,5 \text{ kHz}$, siehe Abschnitt 5.2.2.1). Hier greift jedoch zum Zeitpunkt $t_{\text{adapt},1}$ die Reduktion der Filterfrequenz, wodurch die Schwingung gedämpft und ein Abschalten vermieden werden kann. Nach erfolgter Rücksetzung der Filterfrequenz des adaptiven Tiefpasses ist, aufgrund des unveränderten Systemaufbaus und der entsprechend gleichen Stabilitätsgrenze, ein erneutes Aufschwingen zu beobachten. Auch hier wird zum Zeitpunkt $t_{\text{adapt},2}$ die Filterfrequenz angepasst und das System stabilisiert, der Vorgang wiederholt sich periodisch.

¹Im Rahmen der Untersuchungen konnte für den beschriebenen Versuchsaufbau ein gerade noch stabiler Betrieb bei einer maximal betrachteten Harmonischen $H = 30$ (uDFT-FCF) sowie bei einer Grenzfrequenz von $f_c = 1 \text{ kHz}$ (adaptives FCF) festgestellt werden. Die bei höheren Grenzwerten ($H = 32$, $f_c = 1,1 \text{ kHz}$) entstehende Instabilität des Gesamtaufbaus ist auf die stark ausgeprägte 31. Stromharmonische des betrachteten Speichersystems im Zusammenspiel mit der verhältnismäßig langen simulierten Leitung zurückzuführen. Diese auftretende Resonanz des Speichers geht vermutlich auf das netzseitige Filter des Inverters zurück und wird auch bei Betrachtung der CNE-Modelle des Speichersystems (siehe auch Anhang C, Abb. C.16 bis Abb. C.18) ersichtlich

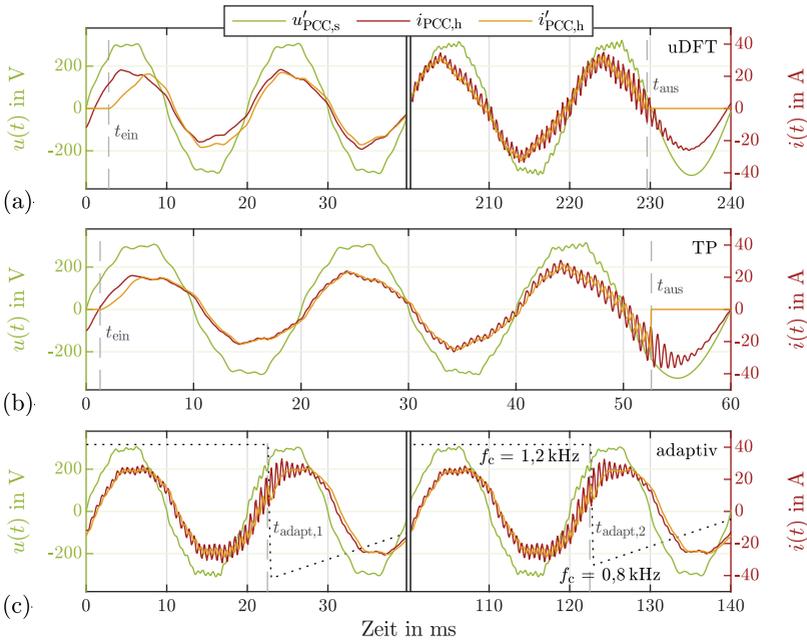


Abb. 6.2: Aufschwingender PHIL-Betrieb bei $\Delta t = 50 \mu\text{s}$, Verbraucherszählfeilsystem; (a) uDFT-FCF, (b) Tiefpassfilterung, (c) adaptives FCF

Während der in Abb. 6.2c dargestellte Betriebszustand bei PHIL-Systemen zwar nicht als stabil betrachtet werden kann, so wird hierbei dennoch die Funktionalität des FCF ersichtlich. Durch die adaptive Filterung können nicht systeminhärente Instabilitäten, wie einzeln auftretende hohe oder hochfrequente Überhöhungen des Stromes, gedämpft und das Experiment stabilisiert werden. Eine Auslegung des Gesamtsystems auf einzeln auftretende Vorgänge wird vermieden.

6.1.1.2 Stabile Rückkopplung, Realitätsnähe und Dynamik

In Abb. 6.3 sind Spannung und Strom des exemplarischen PHIL-Aufbaus für eine Auslegung der Filter unterhalb der Stabilitätsgrenze dargestellt. Dabei sind beide Filter mit $H = 20$ und $f_c = 1 \text{ kHz}$ für die gleiche Betrachtungsbandbreite konfiguriert. Die jeweils dargestellte Zeitspanne umfasst einen Zeitpunkt, zu dem der reale Batteriespeicher aufgrund einer detektierten Überfrequenz bei $f = 51,5 \text{ Hz}$ abschaltet. Dabei ist der im Hinblick auf den Spannungsverlauf unterschiedliche Abschaltzeitpunkt auf variierendes Anlagenverhalten zurückzuführen.

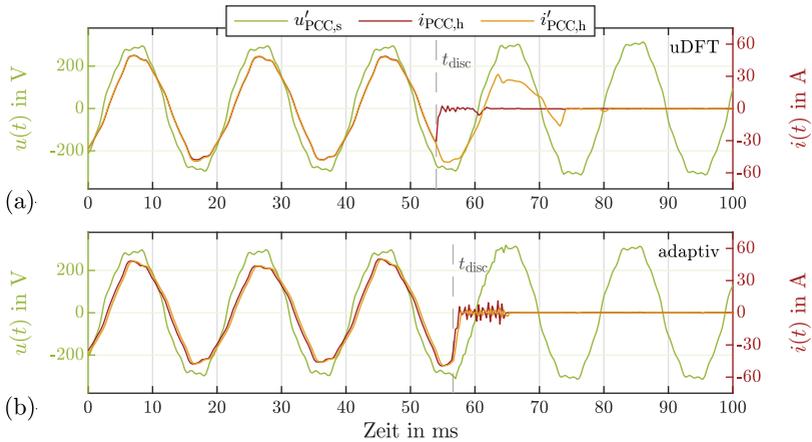


Abb. 6.3: Realer und gefilterter Stromverlauf bei selbsttätigem Ausschalten des Speichersystems bei $\Delta t = 50 \mu\text{s}$, Verbraucherzählpeilsystem; (a) uDFT-FCF, (b) adaptives FCF

Während beim Vergleich der gefilterten ($i'_{\text{PCC,h}}$) mit den jeweilig gemessenen Strömen ($i_{\text{PCC,h}}$) allgemein eine gute Abbildung des realen Stromes durch den Interfacealgorithmus ersichtlich wird, bestehen insbesondere hinsichtlich der statischen sowie dynamischen Realitätsnähe deutliche Unterschiede (siehe auch Kapitel 5, Tab. 5.1). Das uDFT-Filter zeigt aufgrund des kompensierbaren Phasenversatzes beim statischen Betrieb von Anlagen ein nahezu optimales Übertragungsverhalten (Abb. 6.3a). Der bestehende Nachteil wird bei dynamischen Vorgängen wie dem Ausschaltverhalten zum Zeitpunkt t_{disc} deutlich. Hier ist eine Zeitverzögerung um eine Periode der Grundschiwingung infolge der Signalidentifikation festzustellen, wenn auch mit stetig abnehmendem Signalpegel – dynamische Vorgänge werden stark gedämpft, woraus eine eingeschränkte Realitätsnähe bei deren Abbildung resultiert. Beim adaptiven FCF hingegen ist ein Phasenversatz der Grundschiwingung in Höhe von $\approx 5,4^\circ$ ($\approx 300 \mu\text{s}$), auch im statischen Betrieb, auffällig (Abb. 6.3b). Dieser entspricht der Dämpfung des Tiefpassfilters und ist von der Grenzfrequenz f_c des Filters abhängig. Jedoch ist bei der Abbildung des Ausschaltverhaltens die vergleichsweise gute dynamische Performanz erkennbar.

6.1.2 Systemdienstleistungserbringung und Netzauslastung

Mögliche Anwendungsfälle von PHIL-Umgebungen umfassen die Erbringung von Systemdienstleistungen in NS-Netzen. Im Rahmen der nachfolgend erläuterten

exemplarischen Anwendung wird in dem gegebenen Beispielnetz ein plötzliches Leistungsungleichgewicht infolge des Wegfalls eines verhältnismäßig großen Verbrauchers simuliert. Das sich einstellende Frequenzverhalten des Netzabbaus orientiert sich an dem des südwestlichen Netzgebietes während des realen Fehlerfalls vom 4. November 2006, der zum Zerfall des kontinentaleuropäischen Verbundnetzes geführt hat.² Dabei sind sowohl die auftretenden Leistungssprünge als auch die Trägheiten von Netz und Maschinensätzen sowie das Verhalten der Regelalgorithmen so parametrisiert, dass eine möglichst realistische Abbildung des realen Frequenzverlaufs erreicht wird (siehe auch Anhang C, Tab. C.1, Abb. C.4 und Abb. C.5).

Um im PHIL-Betrieb eine Beeinflussung der Netzfrequenz durch den Regelbeitrag der realen und simulativ abgebildeten Anlagen darstellen zu können, ist das beschriebene Modell auf eine für ein Microgrid ohne synchrone Verbindung zum Verbundnetz realistische Größe skaliert. Weiterhin wird für den dargestellten Testfall, abweichend vom Referenzfehler, der plötzliche Wegfall von Verbrauchern und daraus folgend eine Überfrequenz simuliert. Der automatisierte Abwurf von Anlagen ist während des Versuchs deaktiviert, so dass zur Frequenzstabilisierung lediglich die durch das simulierte Netz und die daran betriebenen Anlagen bereitgestellte Regelleistung zur Verfügung steht.

Der PHIL-Aufbau entspricht dem in Abb. 6.1 dargestellten Netz mit allen beschriebenen Komponenten. Neben dem ESHL mit seinen Haushaltsverbrauchern, dem SMA/BYD-Speichersystem und dem PV-Simulator (siehe Anhang D, Tab. D.6), umfasst dies auch die simulativ abgebildeten Anlagen: das CNE-Modell des SMA/BYD-Speichers nach Abschnitt 4.7.3 (siehe auch Anhang C, Abb. C.16 bis Abb. C.18) sowie einen Speicher und eine EA nach Abschnitt 4.7.2 (Typ 2, Regelung nach VDE-AR-N 4105, siehe auch Anhang C, Tab. C.9). Die sich bei Eintreten des beschriebenen Fehlerfalls einstellenden Leistungsflüsse und Verhaltensweisen der Anlagen sowie der daraus resultierende Frequenzgang werden in den folgenden Abschnitten für zwei verschiedene Nennleistungen des Typ-2-Speichers dargestellt und diskutiert. Die Betrachtung des gesamten abgebildeten Drehstromsystems erfolgt, abweichend vom vorherigen Abschnitt, im Erzeugerzählpeilsystem.

Durchgeführt wurden die Experimente zur Systemdienstleistungserbringung durch dezentrale Anlagen mit einer Simulationsschrittweite von $\Delta t = 50 \mu\text{s}$. Die maximal benötigte Rechenzeit des Echtzeitsimulators betrug $\Delta t_{\text{sim,max}} = 42,5 \mu\text{s}$.

²Der genannte Zwischenfall wird aufgrund der verhältnismäßig guten Datenlage als Referenz für ein reales Netzverhalten während eines Fehlerfalls herangezogen. Dabei kam es aufgrund einer fehlerhaften Abstimmung zweier deutscher ÜNBs bezüglich der Grenzwerte des Leitungsschutzes sowie der Verletzung des n-1-Kriteriums infolge einer geplanten Leitungsabschaltung zu einem Zerfall des Verbundnetzes. Das aufgrund des Energiehandels herrschende Leistungsungleichgewicht sorgte im südwestlichen Netzgebiet für einen starken Frequenzabfall. Neben der zeitlichen Folge von Erzeugungs- und Lastausfällen, die in groben Zügen nachempfunden werden kann, ist dem offiziellen Untersuchungsbericht der UCTE [124] auch der genaue Frequenzverlauf zu entnehmen

Geringe Nennleistung des simulierten Speichersystems

Die Ergebnisse des ersten Simulationslaufs mit verhältnismäßig geringer Nennleistung des Speichers sind in Abb. 6.4 über einen Zeitraum von $T = 14$ s dargestellt. Das simulierte Netz befindet sich zum Zeitpunkt des Fehlereintritts in einem stationären Zustand, der initiale Lastausfall wird rechnerisch abgebildet. Die im Netz befindlichen Anlagen werden zunächst in ihrem Nennbetrieb nach Abb. 6.1 gefahren, die Nennleistung des variablen Typ-2-Speichers beträgt $P_n = 1$ kW.

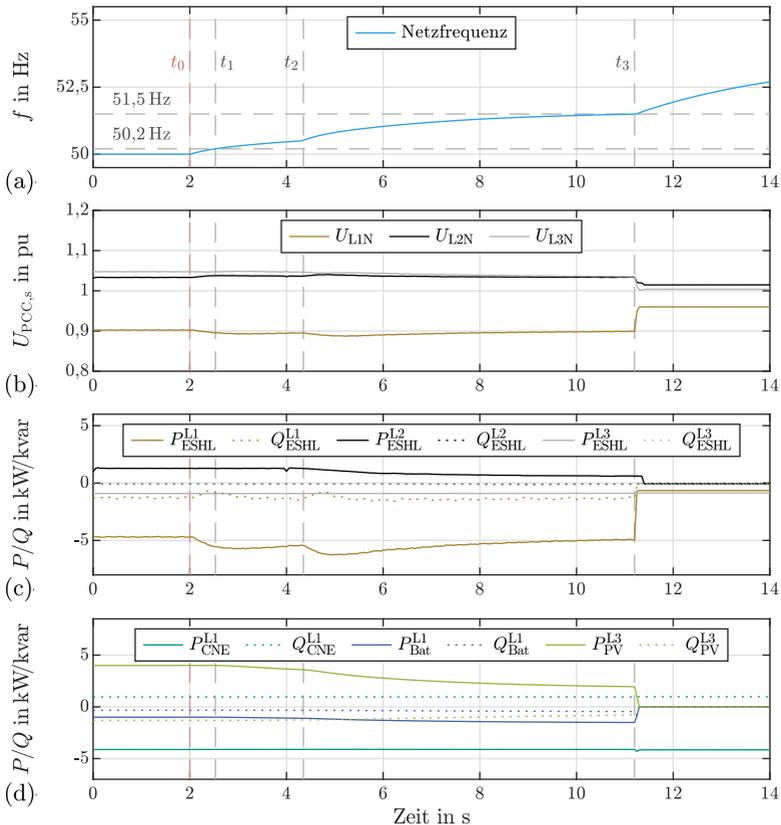


Abb. 6.4: PHIL-Betrieb des ESHL und simulierter EA in einem Microgrid bei Überfrequenz durch einen Lastausfall, Typ-2-Speicher: $P_n = 1$ kW; (a) Netzfrequenz, (b) Spannung an gemeinsamem Anschlussknoten, (c) Leistungen des ESHL, (d) Leistungen der simulierten EA

Die Vorgänge während des betrachteten Zeitraums des PHIL-Experiments lassen sich nach ihrer zeitlichen Abfolge anhand der in Abb. 6.4a definierten Zeitpunkte wie folgt beschreiben:

- $t_0 = 2,0$ s Fehlereintritt, initialer Lastausfall $\Delta P_{\text{Last},1} = 3$ kW (bilanziell, nicht dargestellt); in der Folge Beginn von erhöhtem Wirkleistungsbezug durch SMA/BYD-Speicher ($P_{\text{ESHL}}^{\text{L1}}$, Abb. 6.4c)
- $t_1 = 2,6$ s Überschreiten des nach VDE-AR-N 4105 [161] für Wirkleistungsstatiken vorgegebenen unteren Grenzwerts von $f_o = 50,2$ Hz bei Überfrequenz, Beginn von erhöhtem Wirkleistungsbezug der simulierten Typ-2-Anlagen ($P_{\text{Bat}}^{\text{L1}}$ und $P_{\text{PV}}^{\text{L3}}$, Abb. 6.4d)
- $t_2 = 4,3$ s Überschreiten des nach VDE-AR-N 4105 für Wirkleistungsstatiken vorgegebenen oberen Grenzwerts von $f_o = 50,5$ Hz bei Überfrequenz, Beginn von reduzierter Wirkleistungseinspeisung durch PV-Simulator ($P_{\text{ESHL}}^{\text{L2}}$, Abb. 6.4d); entsprechend dem realen Fehlerfall (vgl. Anhang C, Abb. C.5) implementierter zusätzlicher bilanzieller Lastausfall von $\Delta P_{\text{Last},2} = 3,4$ kW und folglich erhöhter Frequenzanstieg
- t_2 bis t_3 Zunehmende Regelleistungsbereitstellung durch aktive Anlagen nicht ausreichend, weiterer Anstieg der Netzfrequenz (Abb. 6.4a)
- $t_3 = 11,2$ s Überschreiten der nach VDE-AR-N 4105 vorgegebenen oberen Trennfrequenz von $f_{\text{T},o} = 51,5$ Hz, selbsttätige Netztrennung aller sich an der Regelleistungsbereitstellung beteiligenden Anlagen

Bei Betrachtung der Phasenspannungen wird eine zwar kritische, aber noch innerhalb der Grenzen liegende Auslastung des simulierten Niederspannungsstranges deutlich (siehe Abb. 6.4b). Insbesondere ist eine ungleiche Verschiebung der Leiter-Neutralleiterspannungen ersichtlich, die sowohl durch die stark unsymmetrische Lastverteilung als auch durch den unsymmetrischen Kabelaufbau verursacht wird. Ferner ist eine indirekte Beeinflussung benachbarter Phasenspannungen infolge der Leistungsanpassung einzelner Anlagen erkennbar.

Im Gesamten muss der Testfall so bewertet werden, dass die in dem abgebildeten Microgrid durch dezentrale Anlagen bereitgestellte Regelleistung dem simulierten Lastausfall nicht ausreichend entgegenwirken kann. Zwar kann der Frequenzabfall zunächst verlangsamt und nahezu stabilisiert werden, jedoch findet bei Überschreitung der oberen Trennfrequenz eine Trennung der Anlagen vom Netz und in der Folge ein weiterer Anstieg der Netzfrequenz statt.

Hohe Nennleistung des simulierten Speichersystems

Die gleichen Lastausfälle zu den Zeitpunkten $t_0 = 2$ s sowie bei Überschreiten einer Frequenz von $f = 50,5$ Hz, jedoch bei einer höheren Nennleistung des simulierten

Typ-2-Speichers in Höhe von $P_n = 4,6 \text{ kW}$, bilden die Ausgangssituation für den in Abb. 6.5 dargestellten Testfall. Die Konfiguration der übrigen Netzlasten, der realen Verbraucher des ESHL sowie der Frequenzregelung des Microgrids entsprechen unverändert dem in Abb. 6.1 gegebenen Aufbau.

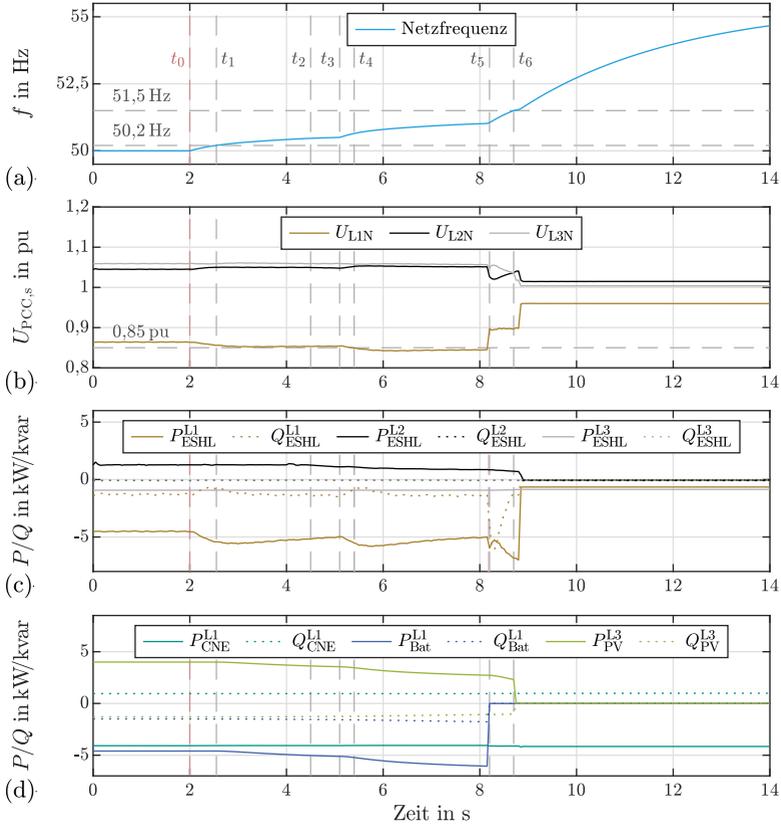


Abb. 6.5: PHIL-Betrieb des ESHL und simulierter EA in einem Microgrid bei Überfrequenz durch einen Lastausfall, Typ-2-Speicher: $P_n = 4,6 \text{ kW}$; (a) Netzfrequenz, (b) Spannung an gemeinsamem Anschlussknoten, (c) Leistungen des ESHL, (d) Leistungen der simulierten EA

Verglichen mit dem vorherigen Experiment wird bei Betrachtung der in Abb. 6.5b dargestellten Phasenspannungen die bereits zu Beginn höhere Auslastung des Netzstranges ersichtlich. Der untere zulässige Grenzwert ist durch die Phasen-

spannung U_{LIN} bei Nennbetrieb nahezu erreicht, wenn auch noch nicht unzulässig unterschritten. Der Verlauf der Vorgänge des Experiments lässt sich wie folgt zusammenfassen, wobei die Vorgänge, die in Analogie zum ersten Testfall stattfinden, nur knapp beschrieben werden:

- $t_0 = 2,0 \text{ s}$ Fehlereintritt, initialer Lastausfall $\Delta P_{\text{Last},1} = 3 \text{ kW}$; Erhöhung Wirkleistungsbezug durch SMA/BYD-Speicher (P_{ESHL}^{L1} , Abb. 6.5c)
- $t_1 = 2,6 \text{ s}$ Überschreiten einer Frequenz von $f = 50,2 \text{ Hz}$, Erhöhung Wirkleistungsbezug der simulierten Typ-2-Anlagen (P_{Bat}^{L1} und P_{PV}^{L3} , Abb. 6.5d)
- $t_2 = 4,5 \text{ s}$ Überschreiten einer Frequenz von $f = 50,46 \text{ Hz}$, Reduktion Wirkleistungseinspeisung durch PV-Simulator (P_{ESHL}^{L2} , Abb. 6.5d)
- $t_3 = 5,1 \text{ s}$ Lastausfall von $\Delta P_{\text{Last},2} = 3,4 \text{ kW}$, Erhöhung Frequenzanstieg (Abb. 6.5a)
- $t_4 = 5,4 \text{ s}$ Unterschreiten der unteren Grenzspannung in Höhe von $0,85 \text{ pu}$ auf Phase 1 (U_{LIN} , Abb. 6.5b), Beginn eines FRT-relevanten Ereignisses nach VDE-AR-N 4105 für geregelte Anlagen (vgl. Kapitel 2, Abb. 2.7)
- t_4 bis t_5 Weiterhin Regelleistungsbereitstellung durch aktive Anlagen, Frequenz wird zunehmend stabilisiert (Abb. 6.5a); weiterhin unterschrittene FRT-Grenzspannung auf Phase 1 (U_{LIN} , Abb. 6.5b)
- $t_5 = 8,2 \text{ s}$ Unterschreiten der FRT-Grenzkurve nach Kapitel 2, Abb. 2.7, selbsttätige Netztrennung des simulierten Typ-2-Speichers (P_{Bat}^{L1} , Abb. 6.5d); Rückkehr der Phasenspannung U_{LIN} in zulässige Grenzen, Klärung des FRT-relevanten Ereignisses für am Netz verbliebene Anlagen (U_{LIN} , Abb. 6.5d) und starker Anstieg der Frequenz durch zusätzliches Leistungsungleichgewicht; kurzzeitige Störung des Betriebs des realen SMA/BYD-Speichers infolge der plötzlichen Spannungsänderung (P_{ESHL}^{L1} und Q_{ESHL}^{L1} , Abb. 6.5c)
- $t_6 = 8,7 \text{ s}$ Überschreiten der oberen Trennfrequenz von $f_{T,o} = 51,5 \text{ Hz}$, selbsttätige Netztrennung aller sich noch am Netz befindlichen und sich an der Regelleistungsbereitstellung beteiligenden Anlagen

Die dargestellten Ergebnisse zeigen, dass die in diesem Fall bereitgestellte Regelleistung betragsmäßig ausreicht, um die Netzfrequenz auf einem Wert unterhalb der Trennfrequenz von $f_{T,o} = 51,5 \text{ Hz}$ zu stabilisieren. Jedoch wird dabei, aufgrund dieser Regelleistungsbereitstellung und ausgehend von der bereits hohen Phasenbelastung, die als kritisch definierte Phasenspannung von $U_{LIN} = 0,85 \text{ pu}$ unterschritten. Nach Durchfahren des FRT-relevanten Ereignisses und einer anhaltenden Unterspannung findet in der Folge eine Lasttrennung statt, die einen weiteren Anstieg der Frequenz bis hin zur Trennfrequenz hervorruft.

Der exemplarische Testfall zeigt die Notwendigkeit der Berücksichtigung des Netzaufbaus bei der Bereitstellung und dem Abruf von Regelleistung von dezentral installierten Anlagen auf. Die beschriebene PHIL-Versuchsumgebung eignet sich zur realitätsnahen Nachbildung entsprechender Szenarien rund um die Bereitstellung von Systemdienstleistungen unter Einbezug realer Komponenten.

6.2 Gestaltung einer asynchronen Co-Simulationsumgebung

Zur Abbildung umfangreicher Simulations- und Testszenarien wurde in Zusammenarbeit mit dem Institut für Angewandte Informatik und Formale Beschreibungsverfahren (AIFB) des KIT sowie dem FZI Forschungszentrum Informatik eine Co-Simulationsumgebung geschaffen. Diese ermöglicht das Zusammenspiel verschiedener Simulations-, Optimierungs- und Laborumgebungen unter Einbezug realer Messdaten. Die Umgebungen, auch als Zellen bezeichnet, werden dabei asynchron über den WAMP-Server des ESHL (siehe Abschnitt 5.1.1.5) gekoppelt³, wobei die ausgetauschten Größen phasorbasierte Leistungs- und Spannungsdaten umfassen.

Als beispielhafter Anwendungsfall dient die Erprobung eines Energiemanagementsystems (EMS), wobei die realen Laborgebäude ESHL und FZI House of Living Labs (HoLL) als Teil der simulierten Netzumgebung betrieben werden. Das Szenario bildet das parallele Laden mehrerer Elektrofahrzeuge (E-Kfz) im simulierten Niederspannungsnetz ab, in dessen Folge der MV/LV-Transformator thermisch überlastet wird. Das EMS wird aktiv und strebt eine auf Anreizen basierte Verringerung der durch die Netzteilnehmer bezogenen Leistung an. Dafür werden verschiedene hypothetische Preissignale an die simulierten Haushalte gesendet, die eine Kostenoptimierung ihres eigenen Lastverhaltens durchführen und ihre preisabhängigen Lastprognosen an das EMS übermitteln. Das EMS wählt dann dasjenige Preissignal aus, mit dem das im Sinne der Betriebsmittelüberlastung netzdienlichste Gesamtergebnis erreicht wird und kommuniziert es an alle Netzteilnehmer.⁴

Im Folgenden werden zunächst das Gesamtsystem und die zeitlichen Abläufe der Kommunikation zwischen den Zellen beschrieben. Anschließend werden die bestehenden Herausforderungen zusammengefasst und ein Fazit gezogen.

³Aufgrund der Verfügbarkeit einer eigenen Kommunikationsinfrastruktur und dem begrenzten Simulationsumfang wird im Sinne der Simplizität nicht auf eines der gängigen Co-Simulations-Frameworks (vgl. Abschnitt 3.3.4) zurückgegriffen

⁴Für eine detaillierte Erläuterung des Beispielszenarios sei auf das Video zur Beschreibung der Co-Simulationsumgebung verwiesen [47]

6.2.1 Gesamtsystem und Kommunikationsabläufe

Der Gesamtaufbau der Co-Simulationsumgebung ist in Abb. 6.6 dargestellt. Es ist hervorzuheben, dass die beteiligten Simulationsumgebungen PHIL und OSH (Organic Smart Home) das gleiche Niederspannungsnetz abbilden. Jedoch unterscheiden sich Zielsetzung und zeitliche Auflösung der Zellen, so dass ihrem jeweiligen Fokus entsprechend unterschiedliche Abstraktionen des Netzes implementiert sind. Die Netzsimulationen laufen damit parallel und teilweise überlappend ab, wobei eine regelmäßige Synchronisation stattfindet. Die Zelle HoLL, die keine Netzsimulation beinhaltet, wird virtuell in den anderen Zellen abgebildet.

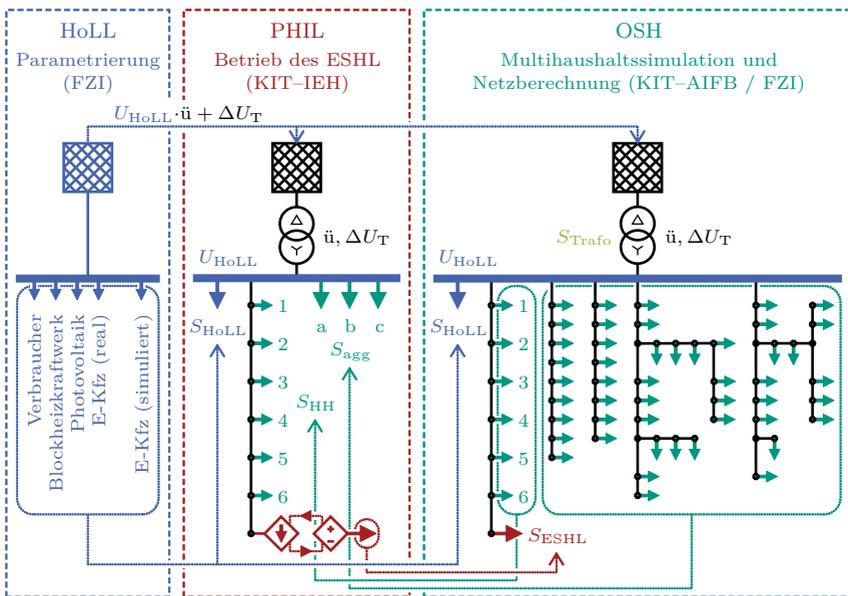


Abb. 6.6: Realisierte Zellen der Co-Simulationsumgebung und Austauschgrößen, Netz der Zelle OSH nach [68]

Eine zusammenfassende Beschreibung der in Abb. 6.6 dargestellten Zellen inkl. deren Netzabbildern und der ausgetauschten Größen kann wie folgt gegeben werden:

- **Zelle OSH des KIT-AIFB und FZI** Das OSH umfasst in seiner zuletzt von Kochanek veröffentlichten Version sowohl ein „automatisiertes und energieträgerübergreifendes Gebäudeenergiemanagement als eine Multiagentensimulation“ als auch ein regionales EMS mit zugehöriger Netzsimulation [67]. Die Betrachtung von Netzen erfolgt symmetrisch und mittels

Phasoren. Im Vordergrund stehen bei der Zelle OSH, basierend auf einem Netzampelkonzept, Szenarien zur Vermeidung von Netzengpässen durch den gezielten Abruf von Systemdienstleistungen. Das im vorliegenden Szenario abgebildete Netz ist eine Implementierung des in [68] beschriebenen dörflichen Referenznetzes. Es werden neben 54 durch das OSH simulierten Haushalten auch das HoLL und das ESHL, basierend auf realen Messwerten der jeweiligen Zellen⁵, als Lasten repräsentiert. Für eine detaillierte Beschreibung des OSH und seiner Funktionalitäten sei auf [67] verwiesen.

- **Zelle PHIL des KIT-IEH** Die Zelle PHIL beinhaltet die in der vorliegenden Arbeit beschriebene PHIL-Umgebung. Der Fokus der Zelle liegt auf einer dynamischen, hochauflösenden und unsymmetrischen Abbildung des vom OSH simulierten NS-Netzes, in der ein realitätsnaher Betrieb des ESHL ermöglicht wird⁶. So kann der Versuchshaushalt als eigenständige Entität an der Systemdienstleistungserbringung teilnehmen. Zur Begrenzung der für die Netzsimulation notwendigen Rechenzeit werden benachbarte Stränge abstrahiert; die Leistung der simulierten Haushalte wird aggregiert durch das OSH bereitgestellt ($S_{\text{agg,a...c}}$). Lediglich die sich im betrachteten Strang befindlichen Haushalte werden detailliert abgebildet und einzeln parametrisiert ($S_{\text{HH,1...6}}$). Zur Schaffung unsymmetrischer Belastungssituationen werden die symmetrisch simulierten Haushalte jeweils einer der drei Phasen zugeordnet.
- **Zelle HoLL des FZI** Das HoLL umfasst als Laborgebäude verschiedene sogenannte FZI Living Labs, eine Beschreibung erfolgt auf der Homepage des FZI [48]. Im Rahmen des FZI Living Labs smartEnergy beinhaltet das HoLL verschiedene dezentrale Erzeugungsanlagen und Großverbraucher, das Gebäude ist mit umfangreicher Messtechnik ausgestattet. In der Co-Simulationsumgebung wird die damit erfasste Gesamtlast in den Zellen PHIL und OSH abgebildet, wobei das HoLL um virtuelle Ladestationen für E-Kfz erweitert wird (S_{HoLL}). Zudem dient die am Gebäude anliegende Anschlussspannung als Referenzspannung; die Bilanzknoten der Netzsimulationen in den anderen Zellen werden anhand der Spannung des HoLL parametrisiert (U_{HoLL}).

Aufgrund ihrer harten Echtzeitfähigkeit übernimmt die Zelle PHIL die Aufgaben des Simulationsverwalters. Eine Aufschlüsselung der Kommunikation zwischen den Zellen HoLL, PHIL und OSH ist in Abb. 6.7 gegeben.

Das Sequenzdiagramm stellt beispielhaft die Abläufe während eines Makrozeitschritts dar. Zum Makrozeitpunkt t_1 findet eine Synchronisation der Zellen statt; die in der Zelle PHIL gebufferten Zustandsgrößen aller Zellen werden geladen und

⁵Die Leistungsmessung des ESHL erfolgt durch die interne Infrastruktur. Das Auslesen der durch das PHIL-System erfassten Leistung ist aufgrund fehlender Schnittstellen nicht möglich (siehe auch Abschnitt 5.3)

⁶Das ESHL wird als intelligenter Haushalt durch eine eigene Instanz des OSH betrieben und beinhaltet die gleichen Optimierungsfunktionalitäten wie die simulativ abgebildeten Haushalte

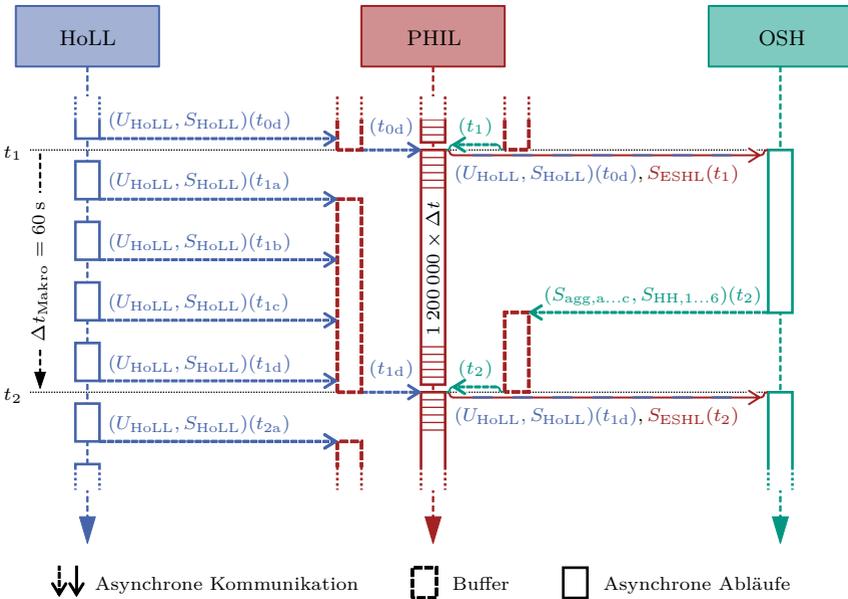


Abb. 6.7: Sequenzdiagramm der zeitlichen Abläufe der Co-Simulationsumgebung, mit für den jeweils angegebenen Zeitpunkt t aktuellen ausgetauschten Zustandsgrößen, $\Delta t = 50 \mu\text{s}$

mit einem ab Simulationsstart inkrementellen Zähler an alle Zellen verteilt. Von diesem gemeinsamen Ausgangspunkt aus laufen die einzelnen Zellen während des Makrozzeitritts asynchron:

- **OSH** Zelleninterne synchrone Co-Simulation zwischen EMS und Haushalten: Netzberechnung und Senden hypothetischer Preissignale (EMS), Kostenoptimierung (Haushalte), Optimierung durch das EMS und Senden finaler Preissignale (EMS); anschließend Rücksendung der neuen Zustandsgrößen
- **PHIL** Zelleninterne asynchrone PHIL-Simulation: Netzberechnung, Ausgabe momentaner Spannungen, Messung sich einstellender Ströme; bei eingehenden Zustandsgrößen: Bufferung des zuletzt eingehenden Wertes
- **HoLL** Regelmäßige asynchrone Übertragung von Zustandsgrößen

Zum nächsten Makrozzeitpunkt t_2 erfolgt erneut die Synchronisation und Triggerung durch die Zelle PHIL, der Zyklus beginnt von vorne.

6.2.2 Herausforderungen und Möglichkeiten

Beim Aufbau der in Abschnitt 6.2.1 vorgestellten Co-Simulationsumgebung bestanden verschiedene Herausforderungen hinsichtlich der Ausgestaltung der zeitlichen Abläufe, der Behandlung und Vermeidung zeitlicher Verschiebungen sowie bei der asynchronen Kommunikation zwischen den einzelnen Zellen. Dabei muss insbesondere die zu Makrozeitpunkten durch den Echtzeitsimulator ausgelöste Synchronisation und Triggerung des nächsten Zeitschritts hervorgehoben werden, die aufgrund der Echtzeitanforderungen mittels eines durch proprietäre Systeme erfassten Analogsignals erfolgt.

Eine weitere systeminhärente Herausforderung entsteht durch die Asynchronität während der Makrozeitschritte. Abbildung 6.7 verdeutlicht, dass das Verhalten der jeweils anderen Zellen aufgrund der zeitdiskreten Kommunikation für die Zeitdauer Δt_{Makro} als konstant angenommen wird. Dies hat einen Fehler zur Folge, der für jede Simulationsumgebung und deren Ergebnisse separat zu bewerten ist.

Trotz der zu lösenden Problemstellungen sind die durch die Verwendung von Co-Simulationsumgebungen entstehenden Möglichkeiten zur flexiblen Erweiterung des Betrachtungsspektrums als vielversprechend zu bewerten. So zeigt der gegebene Aufbau einerseits die Option der Auslagerung rechenintensiver Optimierungsaufgaben und andererseits die Fähigkeit zur Interaktion mit beliebigen weiteren Versuchsumgebungen, die mit verschiedenem Funktionsumfang asynchron gekoppelt werden können.

Kapitel 7

Zusammenfassung und offene Fragen

Im Zuge des Ausbaus erneuerbarer Energien und einer sich nicht zuletzt aus klimapolitischen Gründen verändernden Verbraucherlandschaft unterliegen die elektrischen Energienetze in Deutschland aktuell einem starken Wandel. Ausgehend von einem traditionell hierarchischen Energiesystem mit zentraler Erzeugung gewinnen die Verteilnetze dabei aufgrund der steigenden Anzahl neuartiger Verbraucher und dezentraler Erzeugungsanlagen zunehmend an Bedeutung. Durch die Integration dieser meist leistungselektronisch angebundenen Anlagen entstehen Herausforderungen bezüglich der Belastung von Betriebsmitteln, der Spannungsqualität nach DIN EN 50160 und dem Netzschutz.

Zur Erprobung von Konzepten für die Gestaltung zukünftiger Verteilnetze stellt die Methode Power Hardware-in-the-Loop (PHIL) ein vielversprechendes Werkzeug dar. Dabei besteht gegenüber rein simulativen Methoden der Vorteil, dass reale Anlagen bereits während der Entwicklung in beliebigen virtuellen Nachbildungen ihrer natürlichen Netzumgebung sicher und wiederholbar getestet werden können. So ermöglicht eine PHIL-Umgebung nicht nur die Identifikation von schwer modellierbaren Wechselwirkungen mit anderen Anlagen, sondern auch die Evaluation neuartiger Regelungs- und Steuerungskonzepte für die Betriebsführung zukünftiger Energienetze.

Aufgrund der typischen Ausgangsspannungen von gängigen Verstärkersystemen, die das Interface zwischen Umgebungsabbild und realer Anlage darstellen, eignet sich die Methode PHIL insbesondere für den Testbetrieb von Anlagen und Betriebsmitteln der Niederspannung (NS). Der Aufbau einer dementsprechenden Evaluationsumgebung, mit der die Echtzeitsimulation von Niederspannungsnetzen für den realitätsnahen Betrieb beliebiger Hardware unter Test (HUT) ermöglicht wird, stand im Mittelpunkt dieser Arbeit. In diesem Kontext sollten auch die Methode PHIL evaluiert und deren Grenzen identifiziert werden.

Bei vergleichbaren PHIL-Umgebungen wird in der Regel ein auf das jeweilige Testobjekt abgestimmter und damit spezifischer Versuchsaufbau verwendet. Ein den Ergebnissen dieser Dissertation entsprechendes, auf beliebige HUTs ausgelegtes Interface zur Einbindung in detailliert abgebildete deutsche NS-Netze wurde nach derzeitigem Kenntnisstand bisher nicht vorgestellt.

Zunächst wurden verschiedene grundlegende Betrachtungen durchgeführt:

- **Niederspannungsnetze in Deutschland** Die technische Ausgestaltung deutscher Niederspannungsnetze sowie durch die Normung vorgegebene Rahmenbedingungen wurden analysiert und daraus Anforderungen an die simulative Abbildung von Anlagen und Komponenten abgeleitet. Hinsichtlich der Netzbetriebsmittel und des Netzaufbaus wurde dabei die Notwendigkeit einer detaillierten, unsymmetrischen Modellierung des TN-C-S-Systems als zentrale Aufgabenstellung deutlich; bei der Modellierung von Anlagen stehen eine realistische Nachbildung des Verhaltens nach VDE-AR-N 4105 und die Abbildung von Stromharmonischen im Vordergrund. Die bei Messungen in realen Netzabschnitten identifizierten Spannungsunsymmetrien und Stromharmonischen verdeutlichen die Relevanz dieser Anforderungen.
- **PHIL als Methode** Die spezifischen Merkmale der Methode PHIL wurden herausgearbeitet und von anderen in-the-Loop-Methoden abgegrenzt. Des Weiteren wurde eine Analyse hinsichtlich der für den Aufbau von PHIL-Umgebungen zu betrachtenden Forschungsfelder, die sich grob in die Bereiche Software, Hardware und Interface unterteilen lassen, durchgeführt. Es ergaben sich konträre Anforderungen hinsichtlich Dynamik und Bandbreite, Simulationsschrittweite und Stabilität, zwischen denen beim Aufbau einer PHIL-Umgebung ein Kompromiss zu finden ist. Bei einer detaillierten Betrachtung der jeweiligen Forschungsfelder wurden in der Literatur verfügbare Ansätze zur Optimierung von Rechenzeiten und Stabilität diskutiert. Insbesondere stand dabei die Verwendbarkeit der jeweiligen Ansätze für die Abbildung von Niederspannungsnetzen im Vordergrund. Es ergaben sich relevante Problemstellungen durch eine hohe Anzahl an Verbrauchern, den unsymmetrischen Netzaufbau und durch fehlende Möglichkeiten zur mathematischen Entkopplung von NS-Netzen.

Auf den genannten Grundlagen aufbauend, wurden in der vorliegenden Arbeit echtzeitfähige Modelle zur Simulation deutscher Niederspannungsnetze entwickelt und in der Softwareumgebung HYPERSIM realisiert. Dies bedingte eine geeignete Abstraktion der Netzebenen, die Implementierung von physikalischen Modellen elektrischer Betriebsmittel und die Emulation des Verhaltens vorgelagerter Netzebenen sowie einzelner leistungselektronischer Anlagen. Ein zentrales Element ist die vorgeschlagene Systematik zum zeitlich optimierten Umgang mit veränderlichen Frequenzen, mit der die Abbildung dynamischer Frequenzgänge ermöglicht wird. Ferner wurde ein neuartiger Modellierungsansatz zur Simulation

deutscher TN-C-S-Systeme entwickelt, bei dem der unsymmetrische Netzaufbau, die Kopplung zwischen einzelnen Phasen und die Erdungsverhältnisse realer NS-Netze berücksichtigt werden. Dabei erfolgte eine Parametrierung der verwendeten Modelle. Zur Abbildung harmonisch verzerrter Lastströme schließlich findet ein gekoppeltes Norton-Äquivalent (CNE) Anwendung, das in dieser Arbeit für eine echtzeitfähige Implementierung aufbereitet und hinsichtlich der benötigten Rechenzeit optimiert wurde. Das CNE ermöglicht die Emulation harmonischer Interaktionen zwischen Anlagen und Netzbetriebsmitteln in Echtzeit.

Die Evaluation der Methode PHIL umfasste zwingend den Aufbau einer PHIL-Umgebung, die im Rahmen der vorliegenden Arbeit den experimentellen Betrieb des Energy Smart Home Labs (ESHL) ermöglichen sollte. Bei der Realisierung des entsprechenden Versuchsstandes lag ein besonderes Augenmerk auf der technischen Ausgestaltung des Hardwareaufbaus, der analogen Kommunikation zwischen den Komponenten und der Erfassung von Messwerten, so dass eine flexible, dynamische und hoch präzise Umgebung geschaffen wurde. Die Interaktion mit der realen, als unbekannt angenommenen HUT wird durch das implementierte Interface ermöglicht. Es basiert auf der gängigen Ideal Transformer Method (ITM), wobei zwei neuartige Methoden zur Filterung des in die Simulationsumgebung rückgeführten Stromes vorgeschlagen wurden. Bei der Evaluation der Filteralgorithmen konnten hinsichtlich der Stabilität und der Genauigkeit des Interface vielversprechende Ergebnisse erzielt werden; das Betriebsverhalten der HUT wird bedarfsgerecht rückgekoppelt, wobei auftretende Störeinflüsse hinreichend gut gedämpft werden. Komplettiert wird das Interface durch die entwickelten Schutzalgorithmen, die dem Schutz der HUT dienen und den Versuchsstand im Falle auftretender Instabilitäten in einen sicheren Zustand überführen.

Anhand instabiler Betriebspunkte der Versuchsumgebung beim Einsatz eines kommerziellen Speichersystems als HUT konnten die Funktionsweise des Interface evaluiert und die Schutzabschaltung validiert werden. Der stabile Realbetrieb des ESHL in der aufgebauten PHIL-Umgebung wurde anhand exemplarischer Betriebsszenarien dargestellt und diskutiert, wobei das im Rahmen der vorliegenden Arbeit modellierte Netzabbild Verwendung fand. Abschließend wurde die Einbettung des PHIL-Versuchsstandes in eine Co-Simulationsumgebung erläutert und deren Funktionalität dargelegt.

Die allgemein ausgelegte und im Rahmen dieser Arbeit am Institut für Elektroenergiesysteme und Hochspannungstechnik entwickelte PHIL-Umgebung ermöglicht Experimente zur Integration realer Anlagen in beliebige NS-Netzumgebungen mit Bandbreiten von bis zu 2 kHz. Dabei wird auch ohne Kenntnis des Anlagenverhaltens ein sicherer und stabiler Betrieb der realen Hardware unter Test gewährleistet. Die entwickelten Modelle ermöglichen eine realitätsnahe, frequenzvariable Abbildung deutscher NS-Netze und daran angeschlossener Anlagen. Um eine fallspezifische Anpassung des Versuchsstandes zu ermöglichen, können die neuartigen Schutz- und Filteralgorithmen flexibel parametrierbar werden.

Offene Forschungsfragen im Sinne einer Fortsetzung dieser Dissertation lassen sich wie folgt zusammenfassen:

- **Betriebsmittelmodelle** Die Parameter der implementierten Betriebsmittelmodelle basieren auf Einzelfrequenz- π -Gliedern mit Auslegung auf eine Frequenz von 50 Hz, wobei eine Frequenzabhängigkeit der Längsbeläge nicht berücksichtigt werden kann. Eine Erweiterung der Modelle zu Mehrfachfrequenz- π -Gliedern würde eine Approximation der Längsbeläge über den jeweilig relevanten Betrachtungsbereich ermöglichen.

Des Weiteren erfolgte die Auslegung von Betriebsmittelmodellen, wie im Rahmen von Echtzeitsimulationen üblich, für als statisch angenommene Betriebspunkte und entsprechend mit starr vorgegebenen Parametern. Jedoch zeigen die durchgeführten Untersuchungen eine starke Temperatur- und damit Belastungsabhängigkeit der Modellparameter. Eine Betrachtung der Stromhistorie und eine davon abhängige dynamische Anpassung der Parameter von Betriebsmittelmodellen verspricht eine höhere Realitätsnähe von Langzeituntersuchungen mit parallel zur Realzeit laufenden Echtzeitsimulationen.

- **Gekoppeltes Norton-Äquivalent und Anlagenregelung** Das gekoppelte Norton-Äquivalent stellt eine gute Annäherung des Betriebsverhaltens der abgebildeten Anlage dar, ist hinsichtlich der eingespeisten oder bezogenen Scheinleistung jedoch auf einen Arbeitspunkt beschränkt. Eine Weiterentwicklung des Modells hin zu einer dynamischen Änderung der Modellparameter in Abhängigkeit des Arbeitspunktes würde eine über die derzeitige Implementierung hinausgehende Flexibilität und Realitätsnähe ermöglichen. Damit einherginge insbesondere auch die Möglichkeit der Erweiterung des CNE-Modells durch eine Anlagenregelung entsprechend VDE-AR-N 4105.

In diesem Zusammenhang ist auch eine Überarbeitung und Erweiterung des Modells zur Regelung der durch Erzeugungsanlagen und Speicher erbrachten Systemdienstleistungen zu betrachten. So könnte das Realverhalten von Anlagen – beispielsweise eine kurzzeitige Überhöhung eingespeister Blindleistung infolge eines zeitlichen Versatzes bei der Identifikation sich verändernder Frequenzen – abgebildet werden.

- **Optimierung des Interface** Das beschriebene Interface zum Betrieb realer Anlagen basiert auf einer Implementierung der spannungsgeführten Ideal Transformer Method. Die Stabilität ist dabei direkt von dem Verhältnis von HUT- zu Netzimpedanz abhängig. Um das Spektrum möglicher Testfälle und betreibbarer Hardware unter Test zu erweitern, ist die Entwicklung von weitergehenden Interfacealgorithmen anzustreben. Hinsichtlich der realisierten ITM ist ein möglicher Ansatz, einen fließenden Übergang zwischen

spannungs- und stromgeführten Implementierungen zu erproben. Eine mögliche Realisierung wäre eine direkte Beeinflussung der Regelungsalgorithmen des Verstärkersystems, so dass eine dynamische Anpassung der Führungsgröße erfolgen kann. Alternativ hierzu könnten zwei Verstärkersysteme verwendet werden, die ähnlich dem sogenannten *Taganrog*-Interface parallel, jedoch mit fortlaufend angepasster Gewichtung betrieben werden.

Über die in der vorliegenden Arbeit durchgeführten Betrachtungen hinaus zeigt sich deutlich eine generelle Notwendigkeit der Minimierung von Simulationsschrittweiten, wodurch das Einsatzspektrum der Methode PHIL erweitert und die Stabilität erhöht werden kann. Aufgrund der durch heutige Computersysteme begrenzten Rechenkapazität wird deshalb eine Kopplung von Systemen mit unterschiedlichen Schrittweiten notwendig. Zum Aufbau entsprechender Co-Simulationsumgebungen sind auf Seiten der Netzsimulation geeignete Abstraktionen zu treffen, wobei hinsichtlich der Abstraktion Untersuchungen zur Ausbreitung im Energienetz auftretender physikalischer Effekte notwendig werden. Der durch Asynchronitäten entstehende Fehler muss abgeschätzt und evaluiert werden.

Unter dem Gesichtspunkt der Stabilität des Interface erscheinen insbesondere Systeme mit verschiedenen Schrittweiten vielversprechend, bei denen das Interface auf FPGAs ausgelagert wird. Durch die erreichbaren, sehr geringen Simulationsschrittweiten von FPGAs in der Größenordnung einiger hundert Nanosekunden können Stabilitätsprobleme, die infolge der diskreten Abtastung des kontinuierlichen, realen Systems auftreten, minimiert werden. Dabei ergeben sich Herausforderungen hinsichtlich der Einbettung des FPGA-basierten Interface in größere CPU-basierte Netzsimulationen sowie in Bezug auf die genaue Ausgestaltung des Interface selbst. Abschließend sei als weiteres Forschungsfeld die hardwareseitige Kopplung unabhängiger PHIL-Umgebungen angeführt. Während eine solche Kopplung zwar maßgeblich das Spektrum möglicher Testszenarien erweitern würde, besteht die Herausforderung, zeitliche Verschiebungen der Echtzeitsimulationen zu bewältigen, die durch verschiedene als Taktgeber verwendete Oszillatoren entstehen.

Literatur

Veröffentlichungen, Bücher und technische Dokumente

- [1] 50HERTZ TRANSMISSION GMBH ; AMPRION GMBH ; TENNET TSO GMBH: *Netzentwicklungsplan 2035, Version 2021, 1. Entwurf, Teil 1 (Kapitel 1 bis 8)*. 2021
- [2] A. EBERLE GMBH & CO. KG: *Bedienungsanleitung Netzanalysator / Transientenrekorder PQ-Box 200 & 300*. 2021. URL: https://www.a-eberle.de/wp-content/uploads/2021/02/IM_PQBox200-300_DE_Hardware_584.0850.pdf (aufgerufen am 01.12.2021)
- [3] AHSAN, S. M. ; KHAN, H. A. ; HUSSAIN, A. ; TARIQ, S. ; ZAFFAR, N. A.: Harmonic Analysis of Grid-Connected Solar PV Systems with Nonlinear Household Loads in Low-Voltage Distribution Networks. In: *Sustainability* 13 (2021) Nr. 7, S. 3709. DOI: 10.3390/su13073709
- [4] ALLERDING, F.: *Organic Smart Home - Energiemanagement für Intelligente Gebäude*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2013
- [5] ALMEIDA, C. F. M. ; KAGAN, N.: Harmonic coupled norton equivalent model for modeling harmonic-producing loads. In: *Proceedings of 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power - ICHQP*. 2010, S. 1–9. DOI: 10.1109/ICHQP.2010.5625491
- [6] AYASUN, S. ; FISCHL, R. ; CHMIELEWSKI, T. ; VALLIEU, S. ; MIU, K. ; NWANKPA, C.: Evaluation of the static performance of a simulation-stimulation interface for power hardware in the loop. In: *Conference proceedings / IEEE Bologna Power Tech*. 2003, S. 996–1003. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304513
- [7] AYASUN, S. ; VALLIEU, S. ; FISCHL, R. ; CHMIELEWSKI, T.: Electric machinery diagnostic/testing system and power hardware-in-the-loop studies. In: *Proceedings / IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*. 2003, S. 361–366. DOI: 10.1109/DEMPED.2003.1234602

- [8] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *49,5-Hertz-Problem: Allgemeine Informationen*. 2015. URL: <https://www.bdew.de/energie/systemstabilitaetsverordnung/495-hertz-problem/> (aufgerufen am 19.04.2021)
- [9] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *50,2-Hertz-Problem: Allgemeine Informationen*. 2012. URL: <https://www.bdew.de/energie/systemstabilitaetsverordnung/502-hertz-problem/> (aufgerufen am 19.04.2021)
- [10] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *BDEW veröffentlicht aktuelle Zahlen zur Stromnetzlänge in Deutschland: Stromnetzlänge entspricht 45facher Erdumrundung*. 2014
- [11] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *Entwicklung der Bruttostromerzeugung in Deutschland*. 2020. URL: <https://www.bdew.de/service/daten-und-grafiken/entwicklung-der-bruttostromerzeugung-deutschland/> (aufgerufen am 25.03.2021)
- [12] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *Länge des deutschen Stromnetzes*. 2018
- [13] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *Nettostromverbrauch nach Verbrauchergruppen*. 2020. URL: <https://www.bdew.de/service/daten-und-grafiken/entwicklung-der-bruttostromerzeugung-deutschland/> (aufgerufen am 25.03.2021)
- [14] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *Positionspapier - Power-to-Heat*. 2020
- [15] BECKER, B.: *Interaktives Gebäude-Energiemanagement*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2014
- [16] BEHARRYSINGH, S.: *Phase unbalance on low-voltage electricity networks and its mitigation using static balancers*. Dissertation. Loughborough University, 2014
- [17] BENIGNI, A. ; STRASSER, T. ; CARNE, G. de ; LISERRE, M. ; CUPELLI, M. ; MONTI, A.: Real-Time Simulation-Based Testing of Modern Energy Systems: A Review and Discussion. In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 14 (2020) Nr. 2, S. 28–39. ISSN: 1932-4529. DOI: 10.1109/MIE.2019.2957996
- [18] BENOIT, C.: *Models for investigation of flexibility benefits in unbalanced low voltage smart grids*. Dissertation. Université Grenoble Alpes, 2015
- [19] BRANDL, R.: Operational Range of Several Interface Algorithms for Different Power Hardware-In-The-Loop Setups. In: *Energies* 10 (2017) Nr. 12, S. 1946. DOI: 10.3390/en10121946

- [20] BRONŠTEJN, I. N. ; SEMENDJAEV, K. A. ; MUSIOL, G. ; MÜHLIG, H.: *Taschenbuch der Mathematik*. 10., überarb. Aufl. Haan-Gruiten: Verlag Europa-Lernmittel - Nourney Vollmer, 2016. ISBN: 3-8085-5790-7
- [21] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Ein Strommarkt für die Energiewende. Diskussionspapier des Bundesministeriums für Wirtschaft und Energie (Grünbuch)*. 2014
- [22] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Smart Meter und digitale Stromzähler. Eine sichere, digitale Infrastruktur für die Energiewende*. 2020
- [23] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE ; BUNDESAMT FÜR SICHERHEIT IN DER INFORMATIONSTECHNIK: *Smart Metering – Datenschutz und Datensicherheit auf höchstem Niveau*. 2015
- [24] BUNDESNETZAGENTUR: *Zahlen, Daten und Informationen zum EEG*. 2020. URL: https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Sachgebiete/ElektrizitaetundGas/Unternehmen_Institutionen/ErneuerbareEnergien/ZahlenDatenInformationen/zahlenunddaten-node.html (aufgerufen am 25.03.2021)
- [25] CARNE, G. de ; LISERRE, M. ; LANGWASSER, M. ; NDREKO, M. ; BACHMANN, R. ; DONCKER, R. W. de ; DIMITROVSKI, R. ; MORTIMER, B. J. ; NEUFELD, A. ; ROJAS, F.: Which Deepness Class Is Suited for Modeling Power Electronics?: A Guide for Choosing the Right Model for Grid-Integration Studies. In: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 13 (2019) Nr. 2, S. 41–55. ISSN: 1932-4529. DOI: 10.1109/MIE.2019.2909799
- [26] CARSON, J. R.: Wave propagation in overhead wires with ground return. In: *5. Bell Systems Technical Journal* (1926)
- [27] CASTRO, D. B. de ; REZANIA, R. ; LITZLBAUER, M.: V2G-Strategien: Auswirkung verschiedener Elektromobilitätsszenarien auf die Spannungsqualität von Niederspannungsnetzen unter Betrachtung der Phasenunsymmetrie. In: *12. Symposium Energieinnovation* (2012)
- [28] CIGRÉ TASK FORCE C6.04.02: *Benchmark systems for network integration of renewable and distributed energy resources*. Paris: CIGRÉ, 2014. ISBN: 9782858732708
- [29] CIRIC, R. M. ; FELTRIN, A. P. ; OCHOA, L. F.: Power flow in four-wire distribution networks-general approach. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 18 (2003) Nr. 4, S. 1283–1290. ISSN: 0885-8950. DOI: 10.1109/TPWRS.2003.818597
- [30] CLAUS, V. ; SCHWILL, A. (Hrsg.): *Duden Informatik: Ein Fachlexikon für Studium und Praxis*. Originalausg., 3. Aufl., [Taschenbuchausg.] Mannheim: Dudenverlag, 2003. ISBN: 3-411-10023-0

- [31] CRASTAN, V.: *Elektrische Energieversorgung 1.* 4., bearb. Aufl. Berlin und Heidelberg: Springer Vieweg, 2015. ISBN: 978-3-662-45985-0
- [32] CRASTAN, V. ; WESTERMANN, D.: *Elektrische Energieversorgung 3.* 3., bearb. Aufl. Berlin: Springer, 2012. ISBN: 978-3-642-20100-4
- [33] DEUTSCHE ENERGIE-AGENTUR GMBH: *Beobachtbarkeit und Steuerbarkeit im Energiesystem. Handlungsbedarfsanalyse der dena-Plattform Systemdienstleistungen.* 2016
- [34] DUDENREDAKTION: „Echtzeit“ auf Duden online. URL: <https://www.duden.de/node/36444/revision/36473> (aufgerufen am 27.04.2021)
- [35] DUFOUR, C. ; JALILI-MARANDI, V. ; BÉLANGER, J.: Real-Time Simulation Using Transient Stability, ElectroMagnetic Transient and FPGA-Based High-Resolution Solvers. In: *SC Companion: High Performance Computing, Networking Storage and Analysis.* 2012, S. 283–288. DOI: 10.1109/SC.Companion.2012.46
- [36] DUFOUR, C. ; BELANGER, J.: On the Use of Real-Time Simulation Technology in Smart Grid Research and Development. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 50 (2014) Nr. 6, S. 3963–3970. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2014.2315507
- [37] DUFOUR, C. ; CENSE, S. ; JALILI-MARANDI, V. ; BELANGER, J.: Review of state-of-the-art solver solutions for HIL simulation of power systems, power electronic and motor drives. In: *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE).* 2013, S. 1–12. DOI: 10.1109/EPE.2013.6632001
- [38] DUFOUR, C. ; MAHSEREDJIAN, J. ; BELANGER, J.: A Combined State-Space Nodal Method for the Simulation of Power System Transients. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 26 (2011) Nr. 2, S. 928–935. ISSN: 0885-8977. DOI: 10.1109/TPWRD.2010.2090364
- [39] DYCK, M. ; NZIMAKO, O.: Real-time simulation of large distribution networks with distributed energy resources. In: *CIREN - Open Access Proceedings Journal* (2017) Nr. 1, S. 1402–1405. DOI: 10.1049/oap-cired.2017.0423
- [40] E.ON ENERGY RESEARCH CENTER, RWTH AACHEN: *VILLASframework - FEIN Aachen.* URL: <https://fein-aachen.org/projects/villas-framework/> (aufgerufen am 01.12.2021)
- [41] EDRINGTON, C. S. ; STEURER, M. ; LANGSTON, J. ; EL-MEZYANI, T. ; SCHODER, K.: Role of Power Hardware in the Loop in Modeling and Simulation for Experimentation in Power and Energy Systems. In: *Proceedings of the IEEE* 103 (2015) Nr. 12, S. 2401–2409. ISSN: 0018-9219. DOI: 10.1109/JPROC.2015.2460676

- [42] EUROPEAN NETWORK OF TRANSMISSION SYSTEM OPERATORS FOR ELECTRICITY ENTSO-E: *Policy 1: Load-frequency control and performance*. 2009
- [43] EUROPEAN NETWORK OF TRANSMISSION SYSTEM OPERATORS FOR ELECTRICITY ENTSO-E: *Policy 1: Load-frequency control and performance, Appendix*. 2009
- [44] EXNER, C. ; FRANKENBACH, M.-A. ; HAKEN, A. von ; HÖCK, A. ; KONERMANN, M.: A practical implementation of the management of local flexible generation and consumption units using a quota-based grid traffic light approach. In: *CIREN 2020 Berlin Workshop* (2020). URL: <https://app.oxfordabstracts.com/events/1162/program-app/submission/156808> (aufgerufen am 07. 07. 2021)
- [45] FERTIGHAUS.DE: *Wie viel Grundstück braucht man für ein Haus?* 2019. URL: <https://www.fertighaus.de/ratgeber/grundstueck/wie-viel-grundstueck-braucht-man-fuer-ein-haus/> (aufgerufen am 21. 06. 2021)
- [46] FÖLTING, A. S. ; MYRZIK, J. M. A. ; WIESNER, T. ; JENDERNALIK, L.: Practical implementation of the coupled norton approach for nonlinear harmonic models. In: *Power Systems Computation Conference*. 2014, S. 1–7. DOI: 10.1109/PSCC.2014.7038372
- [47] FZI FORSCHUNGSZENTRUM INFORMATIK: *C/sells: Zellverbund Karlsruhe*. 2020. URL: <https://youtu.be/EiVN8x4n-uk> (aufgerufen am 01. 12. 2021)
- [48] FZI FORSCHUNGSZENTRUM INFORMATIK: *FZI House of Living Labs*. URL: <https://www.fzi.de/forschung/fzi-house-of-living-labs/> (aufgerufen am 08. 11. 2021)
- [49] GARCÍA-MARTÍNEZ, E. ; SANZ, J. F. ; MUÑOZ-CRUZADO, J. ; PERIÉ, J. M.: A Review of PHIL Testing for Smart Grids—Selection Guide, Classification and Online Database Analysis. In: *Electronics* 9 (2020) Nr. 3, S. 382. DOI: 10.3390/electronics9030382
- [50] GLOVER, J. D. ; OVERBYE, T. J. ; SARMA, M. S.: *Power system analysis & design*. 6th ed. Boston, MA: Cengage Learning, 2017. ISBN: 978-1-305-63213-4
- [51] GRIGSBY, L. L.: *Electric power generation, transmission, and distribution: The Electric Power Engineering Handbook*. 3rd ed. Boca Raton, FL: CRC Press, 2012. ISBN: 9781439856284
- [52] HAUSJOURNAL.NET: *Das Fundament und seine Maße*. URL: <https://www.hausjournal.net/fundament-masse> (aufgerufen am 21. 06. 2021)

- [53] HEINHOLD, L. ; STUBBE, R. (Hrsg.): *Kabel und Leitungen für Starkstrom: Grundlagen und Produkt-Know-how für das Projektieren von Kabelanlagen*. 5., wesentl. überarb. und erw. Aufl. Erlangen: Publicis MCD Verlag, 1999. ISBN: 389578088X
- [54] HERING, E.: Berechnung der Erdungswiderstände ringförmiger Erder. In: *Elektropraktiker* (2000) Nr. 54. (Aufgerufen am 05. 11. 2021)
- [55] HEUCK, K. ; DETTMANN, K.-D. ; SCHULZ, D.: *Elektrische Energieversorgung*. 9., aktual. und korr. Aufl. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2013. ISBN: 978-3-8348-1699-3
- [56] HOOSHYAR, H. ; VANFRETTI, L. ; DUFOUR, C.: Delay-free parallelization for real-time simulation of a large active distribution grid model. In: *Proceedings of the IECON2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2016, S. 6278–6284. DOI: 10.1109/IECON.2016.7793885
- [57] ISERMANN, R. ; SCHAFFNIT, J. ; SINSEL, S.: Hardware-in-the-loop simulation for the design and testing of engine-control systems. In: *Control Engineering Practice* 7 (1999) Nr. 5, S. 643–653. ISSN: 09670661. DOI: 10.1016/S0967-0661(98)00205-6
- [58] JAVASCRIPT OBJECT NOTATION: *Introducing JSON*. URL: <https://www.json.org/> (aufgerufen am 11. 11. 2021)
- [59] JENSEN, M. H. ; BAK-JENSEN, B.: Series impedance of the four-wire distribution cable with sector-shaped conductors. In: *IEEE Porto Power Tech Proceedings (Cat. No.01EX502)*. 2001, S. 6. DOI: 10.1109/PTC.2001.964859
- [60] KARRARI, S.: *Integration of Flywheel Energy Storage Systems in Low Voltage Distribution Grids*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2021
- [61] KERBER, G.: *Aufnahmefähigkeit von Niederspannungsverteilstnetzen für die Einspeisung aus Photovoltaikkleinanlagen*. Dissertation. Technische Universität München, 2011
- [62] KERBER, G. ; WITZMANN, R.: Statistische Analyse von NS-Verteilungsnetzen und Modellierung von Referenznetzen. In: *ew - Magazin für die Energiewirtschaft* Heft 6 (2008), S. 22–26. URL: <https://mediatum.ub.tum.de/doc/681082/681082.pdf>
- [63] KERSTING, W. H.: Radial distribution test feeders. In: *Conference proceedings, 2001 IEEE Power Engineering Society winter meeting*. 2001, S. 908–912. DOI: 10.1109/PESW.2001.916993
- [64] KERSTING, W. H. ; PHILLIPS, W. H.: Phase frame analysis of the effects of voltage unbalance on induction machines. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 33 (1997) Nr. 2, S. 415–420. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/28.568004

- [65] KERSTING, W. H.: *Distribution system modeling and analysis*. 4th ed. Boca Raton, London und New York: CRC Press Taylor & Francis Group, 2017. ISBN: 9781498772143
- [66] KIEFER, G. ; SCHMOLKE, H.: *VDE 0100 und die Praxis: Wegweiser für Anfänger und Profis*. 16., neu bearb. und erw. Aufl. Berlin und Offenbach: VDE Verlag, 2017. ISBN: 9783800743452
- [67] KOCHANNECK, S.: *Systemdienstleistungserbringung durch intelligente Gebäude*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2018
- [68] KOCHANNECK, S. ; GEIS-SCHROER, J. ; MAUSER, I. ; SCHMECK, H.: Reference Scenarios for the Evaluation of the Traffic Light Concept in Low-voltage Power Systems. In: *International ETG Congress*. 2017
- [69] KRASSELT, P. F.: *Optimierte Netzverträglichkeit von Gleichstrom-Schnellladestellen durch aktive Netzbeeinflussung*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2016
- [70] KÜCHLER, A.: *Hochspannungstechnik: Grundlagen - Technologie - Anwendungen*. 4. Aufl. Berlin: Springer Vieweg, 2017. ISBN: 978-3-662-54700-7
- [71] KUFFEL, R. ; WIERCKX, R. P. ; DUCHEN, H. ; LAGERKVIST, M. ; WANG, X. ; FORSYTH, P. ; HOLMBERG, P.: Expanding an Analogue HVDC Simulator's Modelling Capability Using a Real-Time Digital Simulator (RTDS). In: *First International Conference on Digital Power System Simulators, ICDS '95*. 1995, S. 199–204. DOI: 10.1109/ICDS.1995.492830
- [72] KUNDUR, P. S. (Hrsg.): *Power system stability and control*. New York: McGraw-Hill, 1994. ISBN: 0-07-035958-X
- [73] LA ROSA, F. C. de: *Harmonics and power systems*. Boca Raton, FL: CRC/Taylor & Francis, 2006. ISBN: 0849330165
- [74] LAUSS, G. ; FARUQUE, M. O. ; SCHODER, K. ; DUFOUR, C. ; VIEHWEIDER, A. ; LANGSTON, J.: Characteristics and Design of Power Hardware-in-the-Loop Simulations for Electrical Power Systems. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63 (2016) Nr. 1, S. 406–417. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2015.2464308
- [75] LEHFUSS, F. ; LAUSS, G. ; KOTSAMPOPOULOS, P. ; HATZIARGYRIOU, N. ; CROLLA, P. ; ROSCOE, A.: Comparison of multiple power amplification types for power Hardware-in-the-Loop applications. In: *Complexity in Engineering Proceedings (COMPENG)*. 2012, S. 1–6. DOI: 10.1109/CompEng.2012.6242959
- [76] LEIBFRIED, T.: *Energieübertragung und Netzregelung (EÜN)*. Manuskript zur Vorlesung. Karlsruher Institut für Technologie, 2020

- [77] LI, W. ; JOOS, G. ; BELANGER, J.: Real-Time Simulation of a Wind Turbine Generator Coupled With a Battery Supercapacitor Energy Storage System. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 57 (2010) Nr. 4, S. 1137–1145. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2009.2037103
- [78] LIU, J. ; WEI, T. ; LIU, J. ; WEI, Z. ; HOU, J. ; XIANG, Z.: Suppression of numerical oscillations in power system electromagnetic transient simulation via 2S-DIRK method. In: *IEEE PES Asia Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*. 2016, S. 2230–2235. DOI: 10.1109/APPEEC.2016.7779883
- [79] LOKU, F. ; RUFFING, P. ; BRANTL, C. ; PUFFER, R.: *Demonstration of Offshore Wind Integration with an MMC Test Bench featuring Power-Hardware-in-the-Loop Simulation*. Wind Energ. Sci. Discuss. [preprint], 2020. DOI: 10.5194/wes-2020-27
- [80] MAHSEREDJIAN, J. ; DINAVAH, V. ; MARTINEZ, J. A.: Simulation Tools for Electromagnetic Transients in Power Systems: Overview and Challenges. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 24 (2009) Nr. 3, S. 1657–1669. ISSN: 0885-8977. DOI: 10.1109/TPWRD.2008.2008480
- [81] MAHSEREDJIAN, J. ; DUFOUR, C. ; KARAAGAC, U. ; BÉLANGER, J.: Simulation of power system transients using state-space grouping through nodal analysis. In: *International Conference on Power Systems Transients (IPST)*. 2011
- [82] MARKIEWICZ, H. ; KLAJN, A.: Erdungssysteme - Grundlagen der Berechnung und Auslegung. In: *Erdung und elektromagnetische Verträglichkeit* (2004)
- [83] MAUSER, I.: *Multi-modal Building Energy Management*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- [84] MÜLTIN, M.: *Das Elektrofahrzeug als flexibler Verbraucher und Energiespeicher im Smart Home*. Dissertation. Karlsruher Institut für Technologie, 2014
- [85] NASSIF, A. B. ; YONG, J. ; XU, W.: Measurement-based approach for constructing harmonic models of electronic home appliances. In: *IET Generation, Transmission & Distribution* 4 (2010) Nr. 3, S. 363. ISSN: 17518687. DOI: 10.1049/iet-gtd.2009.0240
- [86] NEUSEL-LANGE, N.: *Dezentrale Zustandsüberwachung für intelligente Niederspannungsnetze*. Dissertation. Bergische Universität Wuppertal, 2013
- [87] NIEMAND, T. ; SCHRÖDER, A.: *Erdungsanlagen*. 2., voll. überarb. Aufl. Berlin u. a.: VDE Verlag, EW Medien und Kongresse, 2016. ISBN: 978-3-8007-3566-2
- [88] OEDING, D. ; OSWALD, B. R.: *Elektrische Kraftwerke und Netze*. 8. Aufl. Berlin: Springer Vieweg, 2016. ISBN: 978-3-662-52703-0

- [89] OFFIS – INSTITUT FÜR INFORMATIK: *mosaik – A flexible Smart Grid co-simulation framework*. URL: <https://mosaik.offis.de/> (aufgerufen am 01.12.2021)
- [90] OLIVIER, F. ; FONTENEAU, R. ; ERNST, D.: Modelling of three-phase four-wire low-voltage cables taking into account the neutral connection to the earth. In: *CIREN 2018 Ljubljana Workshop*. 2018. DOI: 10.34890/295
- [91] OMICRON ELECTRONICS GMBH: *DIRANA – Das schnellste Verfahren zur Feuchtebestimmung in Leistungstransformatoren und Messwandler sowie zur Zustandsbewertung von rotierenden Maschinen*. 2018. URL: <https://www.omicronenergy.com/download/document/D735659E-887A-407F-BE93-8E452256A3DC/> (aufgerufen am 28.09.2021)
- [92] OPAL-RT TECHNOLOGIES INC.: *Hardware Products Documentation*. URL: <https://wiki.opal-rt.com/display/HDGD/HIL+and+RCP+Platforms> (aufgerufen am 25.08.2021)
- [93] OPAL-RT TECHNOLOGIES INC.: *HYPERSIM User Documentation*. URL: <https://wiki.opal-rt.com/display/DOCHS> (aufgerufen am 24.05.2021)
- [94] ORR, M.: *Selecting a Linear or PWM Power Source*. Evaluation Engineering (EE). 2008
- [95] PAMMER, G.: *P-HIL Tutorial - key design factors*. Vortrag. URL: https://erigrid.eu/wp-content/uploads/2019/11/07_FINAL_PHIL-Tutorial.pdf (aufgerufen am 01.12.2021)
- [96] PARAN, S. ; FLEMING, F. ; LI, D. ; EDRINGTON, C. S.: Utilization of adaptive PHIL interfaces for harmonic load cases. In: *IECON 2014 - 40th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2014, S. 3803–3808. DOI: 10.1109/IECON.2014.7049066
- [97] PARDATSCHER, R.: *Planungskriterien und Spannungsqualität in Mittel- und Niederspannungsnetzen mit hoher Photovoltaik-Einspeisung*. Dissertation. Technische Universität München, 2015
- [98] PEARSON ELECTRONICS, INC.: *Datasheet – Pearson Current Monitor Model 110*. 1999. URL: <https://www.pearsonelectronics.com/pdf/110.pdf> (aufgerufen am 27.08.2021)
- [99] REIMANN, T. ; HECKMANN, W.: Blinding-Effekte im Niederspannungsnetz - Berücksichtigung im Schutzkonzept bei dezentraler Erzeugung. In: *Tagung Zukünftige Stromnetze für Erneuerbare Energien*. Berlin, 2018

- [100] REN, W. ; SLODERBECK, M. ; STEURER, M. ; DINAVAH, V. ; NODA, T. ; FILIZADEH, S. ; CHEVREFILS, A. R. ; MATAR, M. ; IRAVANI, R. ; DUFOUR, C. ; BELANGER, J. ; FARUQUE, M. O. ; STRUNZ, K. ; MARTINEZ, J. A.: Interfacing Issues in Real-Time Digital Simulators. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 26 (2011) Nr. 2, S. 1221–1230. ISSN: 0885-8977. DOI: 10.1109/TPWRD.2010.2072792
- [101] REN, W.: *Accuracy Evaluation of Power Hardware-in-the-Loop (PHIL) Simulation*. Dissertation. The Florida State University, College of Engineering, 2007
- [102] REN, W. ; STEURER, M. ; BALDWIN, T. L.: Improve the Stability and the Accuracy of Power Hardware-in-the-Loop Simulation by Selecting Appropriate Interface Algorithms. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* 44 (2008) Nr. 4, S. 1286–1294. ISSN: 0093-9994. DOI: 10.1109/TIA.2008.926240
- [103] SALLES, D. ; JIANG, C. ; XU, W. ; FREITAS, W. ; MAZIN, H. E.: Assessing the Collective Harmonic Impact of Modern Residential Loads—Part I: Methodology. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 27 (2012) Nr. 4, S. 1937–1946. ISSN: 0885-8977. DOI: 10.1109/TPWRD.2012.2207132
- [104] SCHEFFLER, J.: *Bestimmung der maximal zulässigen Netzanschlussleistung photovoltaischer Energiewandlungsanlagen in Wohnsiedlungsgebieten*. Dissertation. Technische Universität Chemnitz, 2002
- [105] SCHLABBACH, J. ; MOMBAUER, W.: *Power Quality: Entstehung und Bewertung von Netzrückwirkungen, Netzanschluss erneuerbarer Energiequellen, Theorie, Normung und Anwendung von DIN EN 61000-3-2 (VDE 0838-2), DIN EN 61000-3-12 (VDE 0838-12), DIN EN 61000-3-3 (VDE 0838-3), DIN EN 61000-3-11 (VDE 0838-11), DIN EN 61000-2-2 (VDE 0839-2-2), DIN EN 61000-2-4 (VDE 0839-2-4), DIN EN 61000-4-7 (VDE 0847-4-7), DIN EN 61000-4-15 (VDE 0847-4-15), DIN EN 50160, DIN EN 61000-4-30 (VDE 0847-4-30), VDN - Technische Regeln zur Beurteilung von Netzrückwirkungen*. Bd. 127. Berlin: VDE Verlag, 2008. ISBN: 9783800729937
- [106] SCHLOEGL, F. ; ROHJANS, S. ; LEHNHOFF, S. ; VELASQUEZ, J. ; STEINBRINK, C. ; PALENSKY, P.: Towards a classification scheme for co-simulation approaches in energy systems. In: *International Symposium on Smart Electric Distribution Systems and Technologies (EDST)*. 2015, S. 516–521. DOI: 10.1109/SEDST.2015.7315262
- [107] SCHNYDER, G. ; MAUCHLE, P. ; HÖCKEL, M. ; LÜCHINGER, P. ; FRITZ, O. ; HÄDERLI, C. ; JAGGY, E.: *Zunahme der dezentralen Energieerzeugungsanlagen in elektrischen Verteilnetzen: Schlussbericht*. 2003

- [108] SCHULZ, D.: *Netzurückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung: Nach DIN VDE 0838, DIN VDE 0839 und den VDEW-Richtlinien mit Simulationsbeispielen in Simpleren und Messbeispielen von netzgekoppelten Photovoltaik- und Windkraftanlagen*. 2. Aufl. Bd. 115. Berlin: VDE Verlag, 2004. ISBN: 3800727579
- [109] SCHULZE, W. ; ZAJADATZ, M. ; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Emulation of grid-forming inverters using real-time PC and 4-quadrant voltage amplifier. In: *Forschung im Ingenieurwesen* 85 (2021) Nr. 2, S. 425–430. ISSN: 0015-7899. DOI: 10.1007/s10010-021-00484-9
- [110] SCHUSTER, A.: *Ladeinfrastruktur und Verteilnetzbelastungen durch Elektromobilität*. Dissertation. Technische Universität Wien, 2013
- [111] SCHWAB, A. J.: *Elektroenergiesysteme: Smarte Stromversorgung im Zeitalter der Energiewende*. 6. Aufl. Berlin und Heidelberg: Springer Vieweg, 2020. ISBN: 9783662603741
- [112] SHAFIEIPOUR, M. ; CHEN, Z. ; MENSHOV, A. ; SILVA, J. de ; OKHMATOVSKI, V.: Efficiently computing the electrical parameters of cables with arbitrary cross-sections using the method-of-moments. In: *Electric Power Systems Research* 162 (2018), S. 37–49. ISSN: 03787796. DOI: 10.1016/j.epsr.2018.04.013
- [113] SPINA, A. ; PALANIAPPAN, R. ; HILBRICH, D. ; HAGER, U. ; REHTANZ, C.: Comparison between CHIL simulation and hardware test of a Dynamic Power Flow Controller. In: *IEEE Manchester PowerTech*. 2017, S. 1–6. DOI: 10.1109/PTC.2017.7980968
- [114] SPITZENBERGER & SPIES GMBH & Co. KG: *Bedienungsanleitung – Dreiphasige Netzsimulationseinrichtung Typ DM 30000/APS*. 2019
- [115] SPITZENBERGER & SPIES GMBH & Co. KG: *Bedienungsanleitung – EMV Basis-System Typ EMC D 30000/PAS*. 2019
- [116] STACHOWIAK, H.: *Allgemeine Modelltheorie*. Wien: Springer, 1973. ISBN: 3-211-81106-0
- [117] STEGNER, J.: *Bestimmung thermischer Materialkennwerte von Erdkabelbetonungen*. Dissertation. Universität Darmstadt, 2016
- [118] STETTINGER, G. ; ZEHETNER, J. ; BENEDIKT, M. ; THEK, N.: Extending Co-Simulation to the Real-Time Domain. In: *SAE Technical Paper Series*. 2013. DOI: 10.4271/2013-01-0421
- [119] SUCKOW, J.: *Weiterentwicklung der Anforderungen an Erzeugungsanlagen: Verhalten im Fehlerfall*. Vortrag. 2014. URL: <https://www.vde.com/resource/blob/825646/8222b967552812c5f439c384cdcba901/vde-fnn-studie-fehlerfall-ppt-data.pdf> (aufgerufen am 01.12.2021)

- [120] SUN, Y. ; ZHANG, G. ; XU, W. ; MAYORDOMO, J. G.: A Harmonically Coupled Admittance Matrix Model for AC/DC Converters. In: *IEEE Transactions on Power Systems* 22 (2007) Nr. 4, S. 1574–1582. ISSN: 0885-8950. DOI: 10.1109/TPWRS.2007.907514
- [121] TEKTRONIX INC.: *MSO Serie 5 - Mixed-Signal-Oszilloskop - Datenblatt*. 2018. URL: <https://download.tek.com/datasheet/5-Series-MSO-Datasheet-DE-DE-48G608506.pdf> (aufgerufen am 01.12.2021)
- [122] THUNBERG, E. ; SODER, L.: A Norton approach to distribution network modeling for harmonic studies. In: *IEEE Transactions on Power Delivery* 14 (1999) Nr. 1, S. 272–277. ISSN: 0885-8977. DOI: 10.1109/61.736738
- [123] TYPHOON HIL: *Eine gemeinsame Methode. Model-Based System Engineering*. URL: <https://www.typhoon-hil.com/controller-hil-common-methodologies-german/> (aufgerufen am 27.04.2021)
- [124] UNION FOR THE CO-ORDINATION OF TRANSMISSION OF ELECTRICITY UCTE: *Final Report - System Disturbance on 4 November 2006*. 2007
- [125] URQUHART, A.: *Accuracy of Low Voltage Electricity Distribution Network Modelling*. Dissertation. Loughborough University, 2016
- [126] URQUHART, A. J. ; THOMSON, M.: Series impedance of distribution cables with sector-shaped conductors. In: *IET Generation, Transmission & Distribution* 9 (2015) Nr. 16, S. 2679–2685. ISSN: 17518687. DOI: 10.1049/iet-gtd.2015.0546
- [127] VENTZKE, U.: *Spannungsregelungskonzepte in Verteilnetzen aus Sicht der Netzplanung*. Vortrag. 2013. URL: <https://www.vde-thueringen.de/resource/blob/782610/131c1b303569555e256674497d630bbd/vortrag-uwe-ventzke-data.pdf> (aufgerufen am 07.04.2021)
- [128] VIEHWEIDER, A. ; LAUSS, G. ; FELIX, L.: Stabilization of Power Hardware-in-the-Loop simulations of electric energy systems. In: *Simulation Modelling Practice and Theory* 19 (2011) Nr. 7, S. 1699–1708. ISSN: 1569190X. DOI: 10.1016/j.simpat.2011.04.001
- [129] WAGLER, M., WITZMANN, R.: Effects of asymmetrically connected PV and battery systems on the node voltages and pen-conductor currents in low-voltage grids. In: *24th International Conference & Exhibition on Electricity Distribution (CIRED)* (2017)
- [130] WAKILEH, G. J.: *Power systems harmonics: Fundamentals, analysis and filter design*. Berlin: Springer, 2001. ISBN: 3540422382
- [131] WANHAMMAR, L. ; SARAMÄKI, T.: *Digital filters using MATLAB*. Cham: Springer, 2020. ISBN: 978-3-030-24063-9
- [132] WEB APPLICATION MESSAGING PROTOCOL: *The Web Application Messaging Protocol*. URL: <https://wamp-protocol.org/> (aufgerufen am 11.11.2021)

- [133] YAMANE, A. ; ABOURIDA, S.: Real-time simulation of distributed energy systems and microgrids. In: *International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*. 2015, S. 1–6. DOI: 10.1109/SMART.2015.7399214
- [134] ZES ZIMMER ELECTRONIC SYSTEMS GMBH: *LMG500 – Präzisions-Leistungsmessgerät*. 2012. URL: https://www.zes.com/content/download/285/2461/file/ZES_LMG500_DE_1408_RZ_V2.pdf (aufgerufen am 28.09.2021)
- [135] ZOU, M. ; MAHSEREDJIAN, J. ; JOOS, G. ; DELOURME, B. ; GÉRIN-LAJOIE, L.: Interpolation and reinitialization in time-domain simulation of power electronic circuits. In: *Electric Power Systems Research* 76 (2006) Nr. 8, S. 688–694. ISSN: 03787796. DOI: 10.1016/j.epsr.2005.12.019

Gesetze, Verordnungen, Richtlinien und Standards

- [136] BDEW BUNDESVERBAND DER ENERGIE- UND WASSERWIRTSCHAFT E.V.: *Technische Anschlussbedingungen TAB 2019 für den Anschluss an das Niederspannungsnetz*. Berlin, 2019
- [137] BUNDESMINISTERIUM FÜR VERKEHR UND DIGITALE INFRASTRUKTUR: *Förderrichtlinie Ladeinfrastruktur für Elektrofahrzeuge in Deutschland*. 2017
- [138] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Gesetz für den Ausbau erneuerbarer Energien (ErneuerbareEnergien-Gesetz - EEG 2021)*. 2021
- [139] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Richtlinie für die Bundesförderung für effiziente Gebäude - Einzelmaßnahmen (BEG EM)*. Bundesanzeiger, 2020
- [140] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Verordnung über Allgemeine Bedingungen für den Netzanschluss und dessen Nutzung für die Elektrizitätsversorgung in Niederspannung (Niederspannungsanschlussverordnung - NAV)*. 2006
- [141] BUNDESMINISTERIUM FÜR WIRTSCHAFT UND ENERGIE: *Verordnung zur Gewährleistung der technischen Sicherheit und Systemstabilität des Elektrizitätsversorgungsnetzes (Systemstabilitätsverordnung - SysStabV)*. 2012
- [142] CZECH ASSOCIATION OF THE REGULATED POWER SUPPLY COMPANIES (CSRES), VERBAND DER ELEKTRIZITÄTSUNTERNEHMEN ÖSTERREICHS (VEÖ), VERBAND DER NETZBETREIBER VDN E.V. BEI VDEW (VDN), VERBAND SCHWEIZERISCHER ELEKTRIZITÄTSUNTERNEHMEN (VSE/AES): *Technische Regeln zur Beurteilung von Netzzrückwirkungen, 2. Ausgabe*. 2007
- [143] DIE BUNDESREGIERUNG: *Regierungsprogramm Elektromobilität*. 2011

- [144] 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: Beuth Verlag, 2020
- [145] DIN EN 50588-1:2019-12; *Mittelleistungstransformatoren 50 Hz, mit einer höchsten Spannung für Betriebsmittel nicht über 36 kV – Teil 1: Allgemeine Anforderungen; Deutsche Fassung EN 50588-1:2017*. Berlin: Beuth Verlag, 2019
- [146] DIN EN 60038:2012-04 ; VDE 0175-1:2012-04: *CENELEC-Normspannungen (IEC 60038:2009, modifiziert); Deutsche Fassung EN 60038:2011*. Berlin: Beuth Verlag, 2012
- [147] DIN EN 60228:2005-09 ; VDE 0295:2005-09: *Leiter für Kabel und isolierte Leitungen (IEC 60228:2004); Deutsche Fassung EN 60228:2005 + Corrigendum:2005*. Berlin: Beuth Verlag, 2005
- [148] DIN EN 61000-2-2:2020-05 ; VDE 0839-2-2:2020-05: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 2-2: Umgebungsbedingungen - Verträglichkeitspegel für niederfrequente leitungsgeführte Störgrößen und Signalübertragung in öffentlichen Niederspannungsnetzen (IEC 61000-2-2:2002 + A1:2017 + A2:2018); Deutsche Fassung EN 61000-2-2:2002 + A1:2017 + A2:2019*. Berlin: Beuth Verlag, 2020
- [149] DIN EN 61000-3-12:2012-06 ; VDE 0838-12:2012-06: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-12: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme, verursacht von Geräten und Einrichtungen mit einem Eingangsstrom $> 16A$ und $\leq 75A$ je Leiter, die zum Anschluss an öffentliche Niederspannungsnetze vorgesehen sind (IEC 61000-3-12:2011); Deutsche Fassung EN 61000-3-12:2011*. Berlin: Beuth Verlag, 2012
- [150] DIN EN 61000-3-3:2020-07 ; VDE 0838-3:2020-07: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-3: Grenzwerte - Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen für Geräte mit einem Bemessungsstrom $\leq 16 A$ je Leiter, die keiner Sonderanschlussbedingung unterliegen (IEC 61000-3-3:2013 + A1:2017); Deutsche Fassung EN 61000-3-3:2013 + A1:2019*. Berlin: Beuth Verlag, 2020
- [151] DIN EN 61000-4-30:2016-01 ; VDE 0847-4-30:2016-01: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-30: Prüf- und Messverfahren - Verfahren zur Messung der Spannungsqualität (IEC 61000-4-30:2015); Deutsche Fassung EN 61000-4-30:2015*. Berlin: Beuth Verlag, 2016

- [152] DIN EN IEC 61000-3-11:2021-03 ; VDE 0838-11:2021-03: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-11: Grenzwerte - Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen für Geräte mit einem Bemessungsstrom ≤ 75 A je Leiter, die einer Sonderanschlussbedingung unterliegen (IEC 61000-3-11:2017); Deutsche Fassung EN IEC 61000-3-11:2019*. Berlin: Beuth Verlag, 2021
- [153] DIN EN IEC 61000-3-2:2019-12 ; VDE 0838-2:2019-12: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom ≤ 16 A je Leiter) (IEC 61000-3-2:2018); Deutsche Fassung EN IEC 61000-3-2:2019*. Berlin: Beuth Verlag, 2019
- [154] DIN VDE 0100-100:2009-06: *Errichten von Niederspannungsanlagen - Teil 1: Allgemeine Grundsätze, Bestimmungen allgemeiner Merkmale, Begriffe (IEC 60364-1:2005, modifiziert); Deutsche Übernahme HD 60364-1:2008*. Berlin: Beuth Verlag, 2009
- [155] DIN VDE 0100-200:2006-06: *Errichten von Niederspannungsanlagen - Teil 200: Begriffe (IEC 60050-826:2004, modifiziert)*. Berlin: Beuth Verlag, 2006
- [156] DIN VDE 0100-540:2012-06: *Errichten von Niederspannungsanlagen - Teil 5-54: Auswahl und Errichtung elektrischer Betriebsmittel - Erdungsanlagen und Schutzleiter (IEC 60364-5-54:2011); Deutsche Übernahme HD 60364-5-54:2011*. Berlin: Beuth Verlag, 2012
- [157] DIN VDE 0276-603:2010-03: *Starkstromkabel - Teil 603: Energieverteilungskabel mit Nennspannung 0,6/1 kV; Deutsche Fassung HD 603 S1:1994/A3:2007, Teile 0, 1, 3-G und 5-G*. Berlin: Beuth Verlag, 2010
- [158] IEC 60038:2009-06: *IEC standard voltages*. Berlin: VDE Verlag, 2009
- [159] ISO/IEC 2382:2015-05: *Informationstechnologie - Vokabularien*. Berlin: Beuth Verlag, 2015
- [160] VDE-AR-N 4100 ANWENDUNGSREGEL: 2019-04: *Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Niederspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Niederspannung)*. Berlin: VDE Verlag, 2019
- [161] VDE-AR-N 4105 ANWENDUNGSREGEL: 2018-11: *Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*. Berlin: VDE Verlag, 2018
- [162] VDE-AR-N 4110 ANWENDUNGSREGEL: 2018-11: *Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Mittelspannung)*. Berlin: VDE Verlag, 2018

Eigene Veröffentlichungen und geladene Vorträge

- [163] BECKER, B. ; MAUSER, I. ; SCHMECK, H. ; HUBSCHNEIDER, S. ; LEIBFRIED, T.: Smart grid services provided by building energy management systems. In: *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Latin America (ISGT LATAM)*. 2015, S. 851–856. DOI: 10.1109/ISGT-LA.2015.7381266
- [164] BOHNET, B. ; KOCHANNECK, S. ; MAUSER, I. ; HUBSCHNEIDER, S. ; BRAUN, M. ; SCHMECK, H. ; LEIBFRIED, T.: Hybrid Energy Storage System Control for the Provision of Ancillary Services. In: *International ETG Congress*. 2017
- [165] GEIS-SCHROER, J. ; HUBSCHNEIDER, S. ; HELD, L. ; GIELNIK, F. ; ARM-BRUSTER, M. ; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Modeling of German Low Voltage Cables with Ground Return Path. In: *Energies* 14 (2021) Nr. 5, S. 1265. DOI: 10.3390/en14051265
- [166] HALLER, B. ; LANGNISS, O. ; REUTER, A. ; SPENGLER, N. (Hrsg.): *1,5°Csell-sius: Energiewende zellulär - partizipativ - vielfältig umgesetzt*. 1. Auflage. Stuttgart: C/sells Verlag, 2020. ISBN: 9783000672361
- [167] HUBSCHNEIDER, S.: *Power Hardware-in-the-Loop – Emulation of Distribution Grid Challenges at KIT-IEH*. Vortrag. RT Spotlight: OPAL-RT’s Local Conference on Power Systems and Power Electronics Real-Time Simulation. Winterthur, Schweiz, 2019. URL: https://www.opal-rt.com/resource-center/document/?resource=L00161_1104 (aufgerufen am 01.12.2021)
- [168] HUBSCHNEIDER, S.: *Power Hardware-in-the-Loop and the KIT Energy Smart Home Lab Environment*. Vortrag. RT17: OPAL-RT’s 9th International Conference on Real-Time Simulation. Montreal, Kanada, 2017. URL: https://www.opal-rt.com/resource-center/document/?resource=L00161_0608 (aufgerufen am 01.12.2021)
- [169] HUBSCHNEIDER, S. ; HELD, L. ; WOLF, P. ; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Dynamic Implementation of Harmonic Behaviour for Power Hardware-in-the-Loop Real-Time Simulations. In: *CIREN 2021 - The 26th International Conference and Exhibition on Electricity Distribution*. 2021, S. 901–905. DOI: 10.1049/icp.2021.1474
- [170] HUBSCHNEIDER, S. ; KOCHANNECK, S. ; BOHNET, B. ; SURIYAH, M. ; MAUSER, I. ; LEIBFRIED, T. ; SCHMECK, H. ; BRAUN, M.: Requirements for Power Hardware-in-the-Loop Emulation of Distribution Grid Challenges. In: *53rd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. 2018, S. 1–6. DOI: 10.1109/UPEC.2018.8541851

- [171] HUBSCHNEIDER, S. ; UHRIG, M. ; SURIYAH, M. ; LEIBFRIED, T.: Optimized meter placement in low voltage grids based on asymmetric state estimation. In: *52nd International Universities Power Engineering Conference (UPEC)*. 2017, S. 1–6. DOI: 10.1109/UPEC.2017.8231887
- [172] HUBSCHNEIDER, S. ; WACZOWICZ, S. ; WIEGEL, F. ; KARRARI, S. ; SOUSA, W. T. B. de ; CARNE, G. de ; GEISBÜSCH, J. ; HILLER, M. ; LEIBFRIED, T. ; HAGENMEYER, V. ; NOE, M.: *PHIL Testing Experience at KIT: Experimental Validations of New Technologies*. Vortrag. RT20: OPAL-RT's 12th Conference on Real-Time Simulation. Online, 2020. URL: https://www.opal-rt.com/resource-center/document/?resource=L00161_1287 (aufgerufen am 01.12.2021)
- [173] JOHNSON, J. ; LAUSS, G. ; HUBSCHNEIDER, S. ; TREMBLAY, O. ; GENGANANTHA, C.: *The Role of PHIL for the Modernization of Power Systems*. Paneldiskussion. RT21: OPAL-RT's 13th Conference on Real-Time Simulation. Online, 2021. URL: https://www.opal-rt.com/resource-center/document/?resource=L00161_1104 (aufgerufen am 01.12.2021)
- [174] KOCHANNECK, S. ; MAUSER, I. ; BOHNET, B. ; HUBSCHNEIDER, S. ; SCHMECK, H. ; BRAUN, M. ; LEIBFRIED, T.: Establishing a hardware-in-the-loop research environment with a hybrid energy storage system. In: *IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)*. 2016, S. 497–503. DOI: 10.1109/ISGT-Asia.2016.7796435

Betreute studentische Abschlussarbeiten

- [175] BOCKLISCH, J.: *Implementierung von Rückkopplungsmechanismen und Fehlerdetektion für Power Hardware-in-the-Loop Systeme*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2019
- [176] BRUTSCHIN, P.: *Implementierung und Entwicklung von Rückkopplungsverfahren für Power Hardware-in-the-Loop Systeme*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- [177] DE JONGH, S.: *Optimierung der Betriebsführung eines Ladeparks für Elektrofahrzeuge mittels Reinforcement Learning*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2018
- [178] GEIS-SCHROER, J.: *Modellierung von Niederspannungskabeln zur Untersuchung unsymmetrischer Stromflüsse*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020
- [179] GIELNIK, F.: *Dynamische Modellbildung und Simulation von Niederspannungsnetzen bei unsymmetrischer Belastung*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2019

- [180] KÄSTNER, W.: *Grundlegende Konzeption eines Inselnetzes zur Versorgung nicht angebundener Ortschaften mit Wasserkraft*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- [181] MENNE, C.: *Vorhersage des Lastgangs an Ladestationen für Elektroautos unter Verwendung von neuronalen Netzwerken*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2017
- [182] MÜLLER, S.: *Konzeption und Realisierung von Ausstellungsmodellen zur Erläuterung der aktuellen und zukünftigen Netzsituation in Deutschland*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020
- [183] PIEPKA, L.: *Identifikation und Implementierung von Netz- und Verbraucherverhalten für eine PHIL Umgebungssimulation*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020
- [184] SCHMIDT, B.: *Konzeption und Aufbau einer digitalen Steuereinheit für elektrisch verfahrbare Stelltransformatoren*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2021
- [185] SCHMIDT, T.: *Entwicklung und Evaluierung eines netzdienlichen Regel- und Optimierungsverfahrens für das Energy Smart Home Lab*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2021
- [186] SCHNEIDER, A.: *Entwurf, Realisierung und Vergleich von Regelkonzepten zur Steuerung eines Batteriespeichers im Energy Smart Home Lab*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020
- [187] WELTE, S.: *Ansteuerung und Bestimmung des Betriebsverhaltens einer Wärmepumpe im Energy Smart Home Lab*. Bachelorarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020
- [188] WOLF, P.: *Charakterisierung und dynamische Simulation von Oberschwingungsverhalten im Niederspannungsnetz*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2020
- [189] ZOU, T.: *Fault Detection for Solid State Circuit Breakers*. Masterarbeit. Karlsruher Institut für Technologie, 2019

Anhang A

Mathematische Grundlagen

In den folgenden Abschnitten werden die für die vorliegende Arbeit relevanten mathematischen Grundlagen kurz zusammengefasst.

A.1 Symmetrische Komponenten

Die Beschreibung eines Dreiphasen-Drehstromsystems durch sein Mit-, Gegen- und Nullsystem geht auf C. L. Fortescue zurück. Die *Methode der symmetrischen Komponenten* nutzt die Transformationsmatrix

$$\underline{\mathbf{T}} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

mit

$$\underline{a} = e^{j\frac{2}{3}\pi}, \quad (\text{A.2})$$

zur Überführung der Spannungen \underline{U}_R , \underline{U}_S und \underline{U}_T eines beliebigen linksdrehenden Drehstromsystems RST [111]. Die symmetrischen Komponenten \underline{U}_1 (Mitsystem), \underline{U}_2 (Gegensystem) und \underline{U}_0 (Nullsystem) werden nach [111] zu

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_0 \\ \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{bmatrix} = \underline{\mathbf{T}} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_R \\ \underline{U}_S \\ \underline{U}_T \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{U}_R \\ \underline{U}_S \\ \underline{U}_T \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

berechnet.

A.2 Knotenpotentialanalyse

Entsprechend [80] wird, basierend auf dem 1. Kirchhoffschen Gesetz, die symmetrische komplexe Knotenadmittanzmatrix $\underline{\mathbf{Y}}$ so aufgestellt, dass

$$\underline{\mathbf{Y}} \cdot \underline{\mathbf{U}} = \underline{\mathbf{I}} \quad (\text{A.4})$$

gilt, wobei der Vektor $\underline{\mathbf{U}}$ die unbekanntenen Knotenspannungen und der Vektor $\underline{\mathbf{I}}$ die eingespeisten Ströme enthält. In der Zeitdomäne erfolgt die Abbildung differentiell zu berechnender Komponenten mittels des Norton-Äquivalents, so dass sich Gl. (A.4) zu

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{u}(t) = \mathbf{i}(t) - \mathbf{i}(t - \Delta t) \quad (\text{A.5})$$

ergibt, wobei \mathbf{G} die Leitwertmatrix und der Vektor $\mathbf{i}(t - \Delta t)$ die historischen Ströme darstellen. Die Vektoren $\mathbf{u}(t)$ und $\mathbf{i}(t)$ beinhalten die unbekanntenen Knotenspannungen sowie die eingespeisten Ströme zum Zeitpunkt t [35]. Die Berechnung des ohmschen Norton-Äquivalents differentieller Komponenten erfolgt basierend auf numerischen Integrationsverfahren. Typischerweise findet hier aufgrund ihrer geringen Komplexität die Trapezregel Verwendung, wonach eine allgemeine Differentialgleichung

$$\frac{dx}{dt} = f(x, t) \quad , \quad (\text{A.6})$$

mit $x(0) = x_0$, zur numerischen Annäherung eines Integrals zu

$$x_t = \frac{\Delta t}{2} \cdot f_t + \frac{\Delta t}{2} \cdot f_{t-\Delta t} + x_{t-\Delta t} \quad (\text{A.7})$$

berechnet wird [80]. Die Zeitspanne Δt ist bei Echtzeitsimulationen durch die Simulationsschrittweite fest definiert.

A.3 Fourierreihenentwicklung

Entsprechend [20] lässt sich ein beliebiges periodisches Signal

$$g(t) = g(t + vT) \quad , \quad (\text{A.8})$$

wobei Periodendauer $T \neq 0$ und $v \in \mathbb{N}$, mittels der Fourierreihe

$$g(t) = \frac{a_{\text{F}}^0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} (a_{\text{F}}^h \cos(\omega th) + b_{\text{F}}^h \sin(\omega th)) \quad , \quad (\text{A.9})$$

wobei $\omega = 2\pi f$ und $f = 1/T$, darstellen. Die Fourier-Koeffizienten a_F^h und b_F^h werden zu

$$a_F^h = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \cos(\omega th) dt \quad (\text{A.10})$$

und

$$b_F^h = \frac{2}{T} \int_0^T g(t) \sin(\omega th) dt \quad (\text{A.11})$$

berechnet. Aus diesen ergeben sich die Amplituden \hat{g}^h und Phasenwinkel φ_g^h zu

$$\hat{g}^h = \sqrt{a_F^{h2} + b_F^{h2}} \quad (\text{A.12})$$

und

$$\varphi_g^h = \arctan2(a_F^h, b_F^h) , \quad (\text{A.13})$$

wobei

$$\arctan2(a_F^h, b_F^h) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{b_F^h}{a_F^h}\right) & , a_F^h > 0 \\ \arctan\left(\frac{b_F^h}{a_F^h}\right) + \pi & , a_F^h < 0, b_F^h > 0 \\ \pm\pi & , a_F^h < 0, b_F^h = 0 \\ \arctan\left(\frac{b_F^h}{a_F^h}\right) - \pi & , a_F^h < 0, b_F^h < 0 \\ +\frac{\pi}{2} & , a_F^h = 0, b_F^h > 0 \\ -\frac{\pi}{2} & , a_F^h = 0, b_F^h < 0 \end{cases} . \quad (\text{A.14})$$

In Abhängigkeit der Symmetrieeigenschaften des darzustellenden periodischen Signals können folgende Annahmen getroffen werden [73]:

- **Achsensymmetrie** Für $g(t) = g(-t)$ gilt das Signal als achsensymmetrisch; die Fourierreihe besteht nur aus Kosinus-Termen ($b_F^h = 0$) und kann einen Gleichanteil enthalten ($a_F^0 \in \mathbb{R}$)
- **Punktsymmetrie** Für $g(-t) = -g(t)$ gilt das Signal als punktsymmetrisch; die Fourierreihe besteht nur aus Sinus-Termen ($a_F^h = 0$) und enthält keinen Gleichanteil ($a_F^0 = 0$)
- **Halbwellensymmetrie** Für $g(t) = -g(t \pm \frac{T}{2})$ gilt die Funktion als halbwellensymmetrisch; die Fourierreihe besteht nur aus ungeraden Sinus- und Kosinus-Termen ($a_F^h = 0, b_F^h = 0$ für $h \in \{2, 4, 6, \dots\}$) und enthält keinen Gleichanteil ($a_F^0 = 0$)

A.4 Berechnung von Skin- und Proximity-Effekt

Die Berechnung von Skin- und Proximity-Effekt orientiert sich an dem Vorgehen in [88]. Zunächst wird die Eindringtiefe δ des elektrischen Feldes, auch Skintiefe genannt, bestimmt. Sie gibt die Tiefe an, in der die elektrische Feldstärke sowie die Stromstärke um den Faktor e kleiner sind als an der Leiteroberfläche. Mit dem temperaturabhängigen spezifischen Widerstand

$$\rho = \rho_{\text{Al},\vartheta} = \rho_{\text{Al},20} \left(1 + \alpha_{\text{Al}} (\vartheta - 20 \text{ }^\circ\text{C}) \right) , \quad (\text{A.15})$$

wobei $\rho_{\text{Al},20} = 0,0286 \text{ } \Omega \text{ mm}^2 \text{ m}^{-1}$ und $\alpha_{\text{Al}} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, der Frequenz f und der Permeabilität μ berechnet sich die Skintiefe zu

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} . \quad (\text{A.16})$$

Zur Verwendung der für Rundleiter konzipierten Näherungsformeln nach [88] wird eine Größe x bestimmt, die den Leiterradius r und die Skintiefe δ ins Verhältnis setzt. Für die in der vorliegenden Arbeit betrachteten Sektorenleiter wird dabei ein Rundleiter mit äquivalentem Querschnitt angenommen. Mit der in Abschnitt 4.6.3.1 getroffenen Abschätzung des realen Leiterquerschnitts $A = 0,88 \cdot A_n$ ergibt sich

$$x = \frac{r}{2\delta} = \frac{\sqrt{0,88 \frac{A_n}{\pi}}}{2\delta} . \quad (\text{A.17})$$

Mit dieser Größe x werden der Skin-Effekt zu

$$F_S = 1 + \frac{1}{3} x^4 \quad (\text{A.18})$$

und der Proximity-Effekt zu

$$F_P = 1 + \frac{x^4 Q}{3 + x^4} \cdot \left(0,312 Q + \frac{1}{0,2825 x^4 + 0,2288} \right) \quad (\text{A.19})$$

angenähert. Die Größe Q beschreibt das quadrierte Verhältnis von Leiterdurchmesser zu Leiterabstand, wobei in [88] eine symmetrische Anordnung der Leiter angenommen wird.

Zur Berücksichtigung des unsymmetrischen Aufbaus der betrachteten Kabel wird Q in der vorliegenden Arbeit zunächst für benachbarte sowie gegenüberliegende Leiter getrennt bestimmt und anschließend anteilig entsprechend der Anzahl der Leiter gemittelt. Mit dem Durchmesser d entsprechend Kapitel 4, Abb. 4.12 ergibt sich

$$Q = \frac{2}{3} \left(\frac{d}{D_{ij,b}} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{d}{D_{ij,g}} \right)^2 . \quad (\text{A.20})$$

Dabei beschreiben $D_{ij,b}$ und $D_{ij,g}$ die nach Kapitel 4, Gl. (4.39) bestimmten mittleren geometrischen Abstände der benachbarten und gegenüberliegenden Leiter, wobei $i, j \in \{1, 2, 3, N\}$ und $i \neq j$.

A.5 Berechnung von Transformatorparametern

Für einen Transformator mit der Bemessungsscheinleistung S_r sowie den Parametern für Leerlaufverluste P_0 , Kurzschlussverluste P_k und Kurzschlussimpedanz z_k nach Anhang C, Tab. C.2 berechnet sich die Leerlaufimpedanz Z_0 nach [88] zu

$$Z_0 = \frac{U_{OS}}{i_0 I_1} = \frac{U_{OS}^2}{i_0 S_r} , \quad (\text{A.21})$$

wobei der Leerlaufstrom entsprechend [88, 111] zu $i_0 \approx 1\%$ angenommen wird.¹ Mit $Z_0 \approx Z_H \approx |R_{FE} \parallel j\omega L_H|$ ergibt sich ferner

$$R_{FE} = \frac{U_{OS}^2}{P_0} \quad (\text{A.22})$$

und

$$L_H = \frac{1}{\omega} \frac{R_{FE} Z_0}{\sqrt{R_{FE}^2 - Z_0^2}} . \quad (\text{A.23})$$

Entsprechend [111] ergibt sich für die OS-seitige Kurzschlussimpedanz

$$Z_k = \frac{u_k U_{OS}^2}{S_r} \quad (\text{A.24})$$

und für die OS-seitigen Parameter mit $Z_1 = \sqrt{R_1^2 + \omega^2 L_{\sigma 1}^2} \approx Z_2 \approx \frac{Z_k}{2}$ nach [31]

$$R_1 = \frac{P_k}{2} \frac{U_{OS}^2}{S_r^2} \quad (\text{A.25})$$

sowie

$$L_{\sigma 1} = \frac{1}{\omega} \sqrt{Z_1^2 - R_1^2} . \quad (\text{A.26})$$

Eine analoge Berechnung gilt für die NS-seitigen Parameter. Die exemplarisch für drei typische Transformatoren ermittelten Parameter sind in Anhang C, Tab. C.3 gegeben.

¹Ersatzschaltbild und Größen entsprechend Kapitel 4, Abb. 4.9

Anhang B

Herleitung des klassischen Leitungsmodells

Basierend auf dem in Kapitel 4, Abb. 4.10 dargestellten π -Leitungsmodell wird in [65] ein Modell zur Simulation unsymmetrischer Verteilnetze mit Erdrückleitung entwickelt. Es beruht auf einem 5-Leiter Freileitungssystem nach Abb. B.1, wobei Leiter 1–3 die Phasenleiter, Leiter N den Neutralleiter und Leiter E den Rückleitungspfad durch das Erdreich repräsentiert. Weiterhin besteht eine magnetische Kopplung zwischen allen Leitern, eine Queradmittanz hingegen wird aufgrund der als hoch angenommenen Leiterabstände sowie $\varepsilon_{r,\text{Luft}} \approx 1$ vernachlässigt.

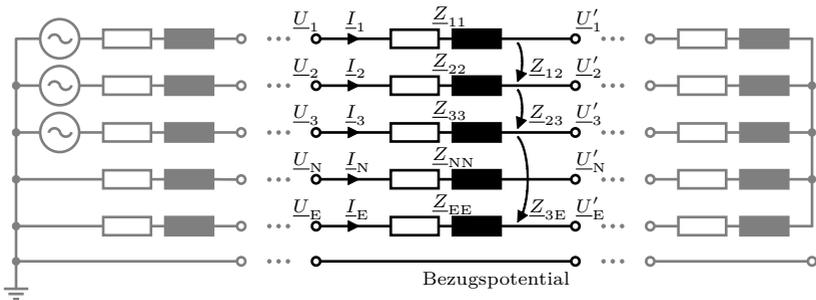


Abb. B.1: 5-Leiter Freileitungssystem mit fünftem Leiter für Erdrückleitung, magnetische Kopplung unvollständig abgebildet, nach [165]

Eine Kopplung zur Referenzerde besteht ausschließlich am versorgenden Transformator. Entsprechend der Zählpfeilrichtung in Abb. B.1 ergeben sich die Leiterströme zu

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2 + \underline{I}_3 + \underline{I}_N + \underline{I}_E = 0 . \quad (\text{B.1})$$

Werden ferner die Spannungen an den Knoten relativ zur Referenzerde definiert, so resultiert für den Spannungsabfall über dem dargestellten Leitungsabschnitt

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 - \underline{U}'_1 \\ \underline{U}_2 - \underline{U}'_2 \\ \underline{U}_3 - \underline{U}'_3 \\ \underline{U}_N - \underline{U}'_N \\ \underline{U}_E - \underline{U}'_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{11} & \underline{Z}_{12} & \underline{Z}_{13} & \underline{Z}_{1N} & \underline{Z}_{1E} \\ \underline{Z}_{21} & \underline{Z}_{22} & \underline{Z}_{23} & \underline{Z}_{2N} & \underline{Z}_{2E} \\ \underline{Z}_{31} & \underline{Z}_{32} & \underline{Z}_{33} & \underline{Z}_{3N} & \underline{Z}_{3E} \\ \underline{Z}_{N1} & \underline{Z}_{N2} & \underline{Z}_{N3} & \underline{Z}_{NN} & \underline{Z}_{NE} \\ \underline{Z}_{E1} & \underline{Z}_{E2} & \underline{Z}_{E3} & \underline{Z}_{EN} & \underline{Z}_{EE} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_N \\ \underline{I}_E \end{bmatrix} , \quad (\text{B.2})$$

wobei $\{\underline{U}_E, \underline{U}'_E\} \neq 0$ für ein vom Transformator entferntes Leitungsstück.

Eine Reduktion des Systems wird durch den Bezug der Phasen- und Neutralleiter-spannungen auf die Erdleiterspannung an ihrem jeweiligen Leitungsende erreicht. Durch Umstellen von Gl. (B.2) unter Berücksichtigung von Gl. (B.1) ergibt sich der Spannungsabfall über die verbleibenden Leiter entsprechend [165] zu

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{1E} - \underline{U}'_{1E} \\ \underline{U}_{2E} - \underline{U}'_{2E} \\ \underline{U}_{3E} - \underline{U}'_{3E} \\ \underline{U}_{NE} - \underline{U}'_{NE} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\underline{Z}}_{11} & \hat{\underline{Z}}_{12} & \hat{\underline{Z}}_{13} & \hat{\underline{Z}}_{1N} \\ \hat{\underline{Z}}_{21} & \hat{\underline{Z}}_{22} & \hat{\underline{Z}}_{23} & \hat{\underline{Z}}_{2N} \\ \hat{\underline{Z}}_{31} & \hat{\underline{Z}}_{32} & \hat{\underline{Z}}_{33} & \hat{\underline{Z}}_{3N} \\ \hat{\underline{Z}}_{N1} & \hat{\underline{Z}}_{N2} & \hat{\underline{Z}}_{N3} & \hat{\underline{Z}}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_N \end{bmatrix} , \quad (\text{B.3})$$

$$\text{wobei } \underline{U}_{iE} - \underline{U}'_{iE} = \underline{U}_i + \underline{U}'_E - \underline{U}'_i - \underline{U}_E , \quad (\text{B.4})$$

$$\hat{\underline{Z}}_{ii} = \underline{Z}_{ii} + \underline{Z}_{EE} - \underline{Z}_{Ei} - \underline{Z}_{iE} \quad (\text{B.5})$$

$$\text{und } \hat{\underline{Z}}_{ij} = \underline{Z}_{ij} + \underline{Z}_{EE} - \underline{Z}_{Ej} - \underline{Z}_{iE} , \quad (\text{B.6})$$

$$\text{mit } i, j \in \{1, 2, 3, N\} , \quad \underline{Z}_{Ei} = \underline{Z}_{iE} \quad \text{und} \quad \underline{Z}_{Ej} = \underline{Z}_{jE} .$$

In [65] werden die Impedanzen $\hat{\underline{Z}}_{ii}$ als *primitive Selbstimpedanzen* und $\hat{\underline{Z}}_{ij}$ als *primitive Koppelimpedanzen* bezeichnet, in denen die Selbst- und Koppelimpedanzen des Erdleiters einberechnet sind. Die Leiterimpedanzen \underline{Z}_{ij} lassen sich aus den geometrischen Abmessungen des Kabels bestimmen (siehe auch Abschnitt 4.6.3), die Impedanzen des Erdleiters bedürfen in Ermangelung genauer Kenntnisse des Erdreichs einiger Annahmen.

B.1 Erdrückleitung nach Carson

Nach einigen Vereinfachungen und ausschließlicher Betrachtung der bei Netzfrequenz relevanten Terme [65] sowie Anpassungen für das SI-Einheitensystem basierend auf [125] ergeben sich, ausgehend von den ursprünglich von Carson in [26] formulierten Gleichungen, die reduzierten Gleichungen

$$\hat{Z}'_{ii} = R'_{ii} + \frac{\mu_0 \cdot \omega}{8} + j \frac{\mu_0 \cdot \omega}{2 \cdot \pi} \ln \left(\frac{658.9}{D_{ii} \cdot \sqrt{f/\rho_E}} \right) \quad (\text{B.7})$$

und

$$\hat{Z}'_{ij} = \frac{\mu_0 \cdot \omega}{8} + j \frac{\mu_0 \cdot \omega}{2 \cdot \pi} \ln \left(\frac{658.9}{D_{ij} \cdot \sqrt{f/\rho_E}} \right), \quad (\text{B.8})$$

wobei R'_{ii} den Widerstandsbelag, ρ_E den spezifischen Erdwiderstand, μ_0 die magnetische Feldkonstante und f die Frequenz beschreibt, mit $\omega = 2\pi f$. Mittlere geometrische Radien D_{ii} und mittlere geometrische Distanzen D_{ij} werden aus dem Leiterdurchmesser, der Form sowie der Leiteranordnung bestimmt. Die entsprechend Gl. (B.7) und Gl. (B.8) berechneten *primitiven Impedanzbeläge* in $\frac{\Omega}{\text{m}}$ stellen, trotz ihrer Entwicklung für auf Rundleitern basierende Freileitungssysteme, die gängige Berechnungsgrundlage für die primitiven Impedanzen in Gl. (B.3) dar.

B.2 Kron-Reduktion: Erdung des Neutralleiters

Um die *Kron-Reduktion* zu ermöglichen, wird an jedem Leitungsknoten des in Abb. B.1 dargestellten und zusätzlich um den Leiter E entsprechend Gl. (B.3) reduzierten Ersatzschaltbildes eine ideale Erdung des Neutralleiters angenommen. Damit gilt $\underline{U}_{\text{NE}} = \underline{U}'_{\text{NE}} = 0$. Ein möglicher Spannungsabfall auf dem Neutralleiter über die primitiven Neutralleiterimpedanzen \hat{Z}_{iN} und \hat{Z}_{Nj} wird auf die Phasenleiter umgelegt, so dass sich aus der Impedanzmatrix nach Gl. (B.3) mit

$$\begin{bmatrix} \hat{Z}_{11} & \hat{Z}_{12} & \hat{Z}_{13} & | & \hat{Z}_{1N} \\ \hat{Z}_{21} & \hat{Z}_{22} & \hat{Z}_{23} & | & \hat{Z}_{2N} \\ \hat{Z}_{31} & \hat{Z}_{32} & \hat{Z}_{33} & | & \hat{Z}_{3N} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \hat{Z}_{N1} & \hat{Z}_{N2} & \hat{Z}_{N3} & | & \hat{Z}_{NN} \end{bmatrix} =: \begin{bmatrix} \hat{Z}_{ij} & | & \hat{Z}_{iN} \\ \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ \hat{Z}_{Nj} & | & \hat{Z}_{NN} \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

nach der Kron-Reduktion die auf 3 Leiter reduzierte Impedanzmatrix

$$\underline{Z}_{\text{abc}} = \hat{Z}_{ij} - \frac{\hat{Z}_{iN} \hat{Z}_{Nj}}{\hat{Z}_{NN}} = \begin{bmatrix} \underline{Z}_{aa} & \underline{Z}_{ab} & \underline{Z}_{ac} \\ \underline{Z}_{ba} & \underline{Z}_{bb} & \underline{Z}_{bc} \\ \underline{Z}_{ca} & \underline{Z}_{cb} & \underline{Z}_{cc} \end{bmatrix} \quad (\text{B.10})$$

ergibt [65].

Anhang C

Modellimplementierung und Modellparameter

In diesem Anhang sind Strukturbilder, Ablaufdiagramme, Kurvenverläufe und Tabellen enthalten, die weitergehende Informationen und Ergänzungen zu den für die echtzeitfähige Simulation von Niederspannungsnetzen relevanten Modelle bieten.

C.1 Implementierung einer frequenzabhängigen Zeit

Abbildung C.1 zeigt das in HYPERSIM realisierte Strukturbild zur Erzeugung der frequenzabhängigen Zeit t_{st} nach Abschnitt 4.2.1.

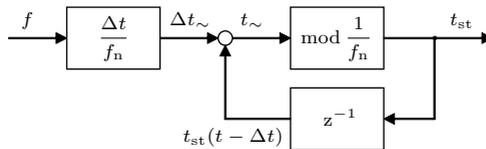


Abb. C.1: Modelltechnische Implementierung einer sägezahnförmigen frequenzabhängigen Zeit t_{st}

C.2 Echtzeitfähige frequenzvariable Fourierreihenzerlegung

Die Umsetzung der frequenzvariablen Fourierreihenzerlegung entsprechend Abschnitt 4.2.2 ist in Abb. C.2 gegeben.

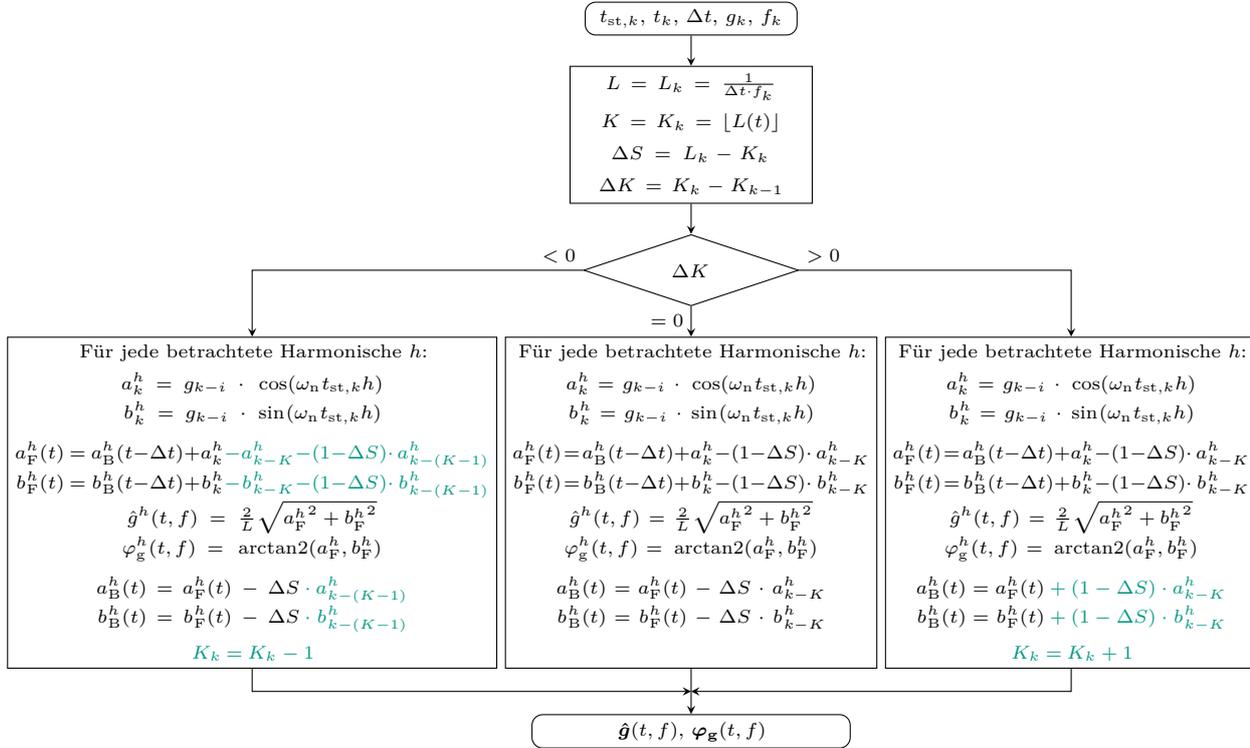


Abb. C.2: Ablaufdiagramm zur echtzeitfähigen Realisierung der frequenzvariablen Fourierreihenzerlegung, mit Kennzeichnung der jeweiligen Änderungen gegenüber $\Delta K = 0$ (grün)

C.3 FIR-Filter mit sinusförmigem Verlauf

Eine Darstellung der Sprungantwort des speziellen entsprechend Abschnitt 4.2.3.1 implementierten Filters mit endlicher Impulsantwort ist in Abb. C.3 gegeben.

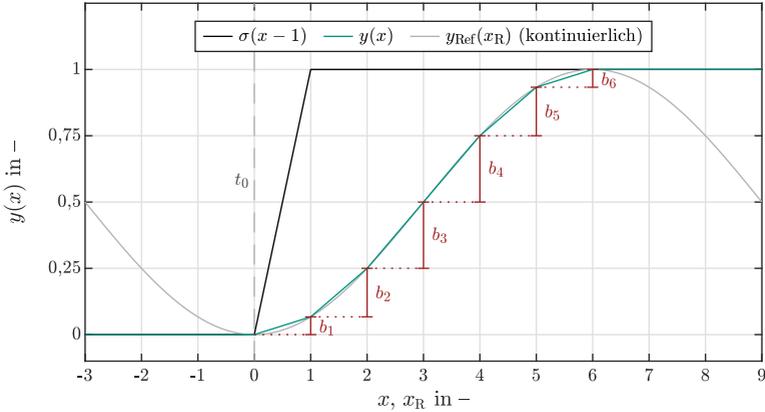


Abb. C.3: Sprungantwort eines speziellen diskreten FIR-Filters $y(x)$ mit sinusförmigem Verlauf der Ordnung $M = 6$ entsprechend Abschnitt 4.2.3.1, Gl. (4.20) nach Anregung mit der Sprungfunktion $\sigma(x - 1)$, wobei $x \in \mathbb{Z}$, dargestellt gegenüber einer kontinuierlichen Referenzkurve $y_{\text{Ref}}(x_{\text{R}}) = \frac{1}{2} \cdot \cos(\pi \cdot \frac{x_{\text{R}}}{M} + \pi) + \frac{1}{2}$ mit $x_{\text{R}} \in \mathbb{R}$; die Filterparameter b_i mit $i = (1, 2, \dots, M)$ ergeben sich aus der Steigung der Sprungantwort zwischen zwei Zeitschritten

C.4 ENTSO-E Regelmodell

Die Parametrierung des ENTSO-E Frequenzregelmodells sowie das detaillierte Strukturbild sind in Tab. C.1 und Abb. C.4 dargelegt. Abbildung C.5 zeigt den Frequenzverlauf während eines Netzfehlers sowie dessen simulative Annäherung.

Tab. C.1: Parameterübersicht des Modells der ENTSO-E Frequenzregelung entsprechend Abb. C.4 für den ENTSO-E Nennbetrieb sowie das südwestliche Netzgebiet während des Netzerfalls vom 4. November 2006 im Erzeugerzählpeilsystem, Parametrierung entsprechend Abschnitt 4.4.2.2, Daten aus [42, 43, 72, 76, 124]

Parameter	Größe	ENTSO-E Verbundnetz	Netzgebiet SW 4.11.2006
Nennbetrieb und Fehlerfall			
Nennlast	P_L	-150 GW	-182,7 GW
Nennerzeugung	P_E	150 GW	182,7 GW
Nennfrequenz	f_n	50 Hz	50 Hz
(Norm-)Fehlerfall	ΔP_L	-3 GW	-9 GW
Netz und Anlagen			
Selbstregeleffekt Lasten	D_L	1 %/Hz	1 %/Hz
Selbstregeleffekt Erzeugung	D_E	1 %/Hz	0,5 %/Hz
Zeitkonstante Generatoren	T_G	10 s	21 s
Primärregelung			
Statik (Verstärkung P-Verhalten)	s_P	20	15,38
Verfügbare Regelleistung	P_{Pmax}	3 GW	0,95 GW
Totband und Unempfindlichkeit	f_{dbP}	± 20 mHz	± 20 mHz
Zyklus Frequenzmessung	T_{fP}	1 s	1 s
Totzeit Regelleistungsabruf	T_{totP}	12 s	12 s
Sekundärregelung			
Verstärkung PI-Verhalten	β_S	0,35	0,35
Zeitkonstante PI-Verhalten	T_S	150 s	100 s
Totband und Unempfindlichkeit	f_{dbS}	± 1 mHz	± 1 mHz
Zyklus Frequenzmessung	T_{fS}	1 s	1 s
Totzeit Regelleistungsabruf	T_{totS}	30 s	30 s
Turbinenregler und Turbine			
Zeitkonstante Turbinenregler	T_R	0,2 s	0,2 s
Zeitkonstante Dampfkammer	T_{DK}	0,3 s	0,3 s
Zeitkonstante Zwischenüberhitzer	$T_{ZÜ}$	7 s	7 s
Leistungsanteil Hochdruckturbine	F_{HD}	0,3	0,3

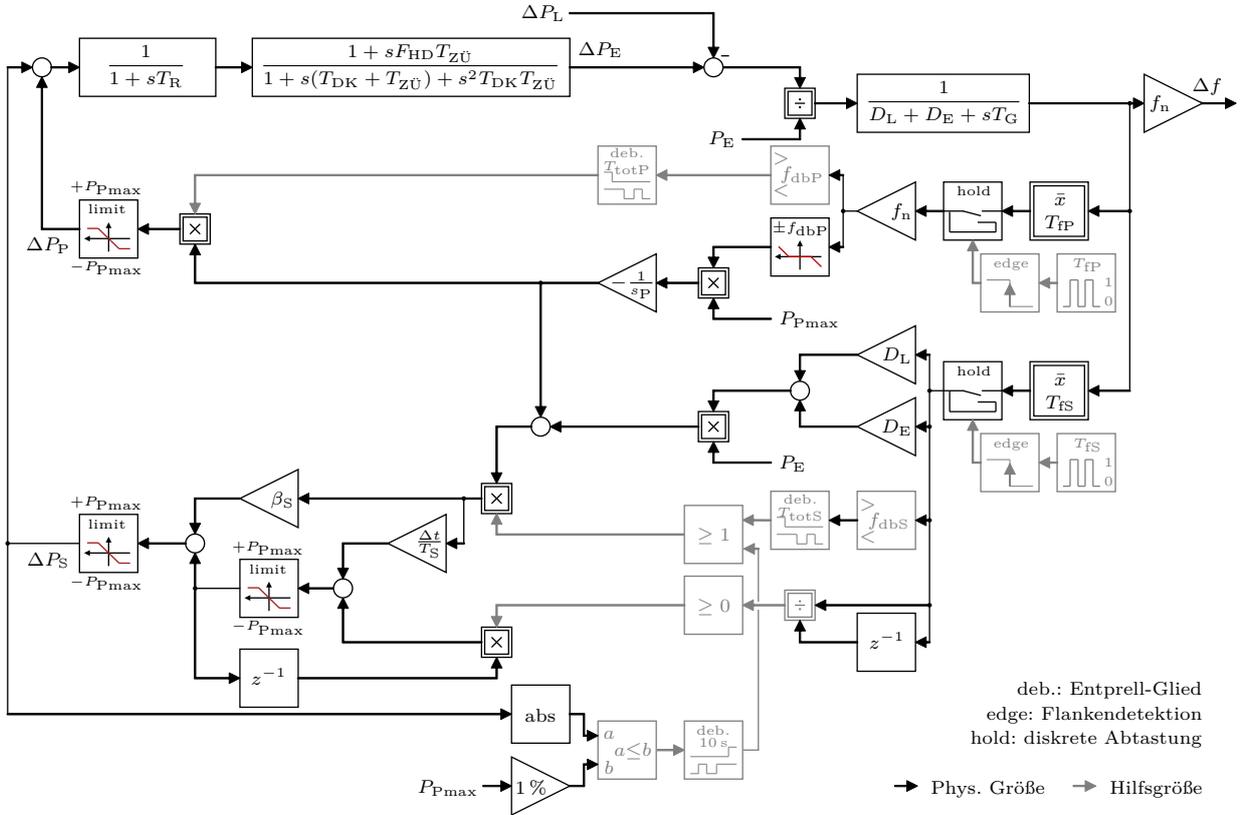


Abb. C.4: Implementierung der ENTSO-E Frequenzregelung, Parametrierung entsprechend Tab. C.1

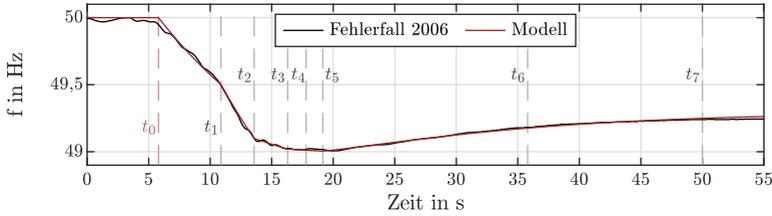


Abb. C.5: Gegenüberstellung des Frequenzverlaufs im südwestlichen Netzgebiet während des Zerfalls des kontinentaleuropäischen Verbundnetzes am 4. November 2006 nach [124] sowie des modellierten Frequenzverlaufs in HYPERSIM;

Ausgangslage: $P_{\text{Netz}} = 182,7 \text{ GW}$, t_0 : Erzeugungsausfall $\Delta P = 9 \text{ GW}$, t_1 : Erzeugungsausfall $\Delta P = 10 \text{ GW}$ sowie Lastausfall $\Delta P = 4,5 \text{ GW}$, t_2 : Lastabwurf $\Delta P = 7,5 \text{ GW}$, t_3 : Lastabwurf $\Delta P = 1,5 \text{ GW}$, t_4 : Einsetzen Primärregelung, t_5 : Lastabwurf $\Delta P = 0,9 \text{ GW}$, t_6 : Einsetzen Sekundärregelung, t_7 : abweichender Fortgang der Frequenzen von Fehlerfall 2006 und Modell, da keine detaillierte Datenlage vorhanden

C.5 Dreiphasige MS/NS-Transformatoren

Abbildung C.6 zeigt die Schaltung der entsprechend Abschnitt 4.5 implementierten Transformatormodelle. Transformatorparameter in Abhängigkeit der Güteklassen sowie Kenngrößen typischer Transformatoren sind in Tab. C.2 und Tab. C.3 gegeben.

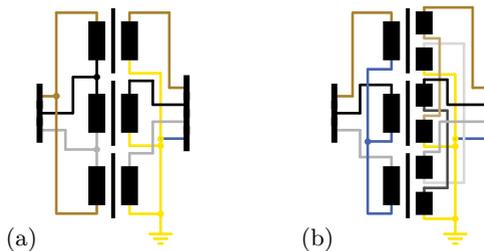


Abb. C.6: Verschaltung der implementierten Transformatormodelle mit farblicher Kennzeichnung der Phasenleiter; (a) Schaltgruppe Dyn5 mit drei einphasigen Zweiwicklungstransformatoren, (b) Schaltgruppe Yzn5 mit drei einphasigen Dreiwicklungstransformatoren

Tab. C.2: Leerlaufverluste P_0 , Kurzschlussverluste P_k und Kurzschlussimpedanz z_k flüssigkeitsgefüllter Mittelleistungstransformatoren der Bemessungsscheinleistung S_r in Abhängigkeit der Güteklassen, auszugsweise aus Norm DIN EN 5088-1:2016-03 [145]

S_r in kVA	P_0 in W			P_k in W			z_k in %
	AAA_0	AA_0	A_0	A_k	B_k	C_k	
100	75	130	145	1250	1475	1750	4
160	105	189	210	1750	2000	2350	4
250	150	270	300	2350	2750	3240	4
400	220	387	430	3250	3850	4600	4
630	300	540	600	4600	5400	6500	4 od. 6
1000	390	693	770	7600	9000	10 500	6
1600	600	1080	1200	12 000	14 000	–	6

Tab. C.3: Kenngrößen typischer Ortsnetztransformatoren der Leerlaufverlustklasse AA_0 und Kurzschlussverlustklasse B_k ; Werte für Dyn5-Transformatoren entsprechend dem in Kapitel 4, Abb. 4.9 dargestellten ESB für $U_{Os} = 20$ kV und $U_{Us} = 230$ V

S_r in kVA	400	630	630
u_k in %	4	4	6
P_0 (AA_0) in W	387	540	540
P_k (B_k) in W	3850	5400	5400
z_H in pu	1033,592 + 100,471j		1166,667 + 100,369j
Z_H in kΩ	1033,592 + 100,471j		740,741 + 63,727j
z_k in pu	0,0096 + 0,0388j	0,0086 + 0,0391j	0,0086 + 0,0594j
Z_1 in Ω	4,8125 + 19,4124j	2,7211 + 12,4034j	2,7211 + 18,8523j
Z_2 in mΩ	0,6365 + 2,5673j	0,3599 + 1,6404j	0,3599 + 2,4932j

C.6 Leitungsmodellierung

In Tab. C.4 werden in der Literatur verfügbare, exemplarische Richtwerte für Leitungsparameter zusammengefasst, die nach Abschnitt 4.6.3 für das 4-Leiter Kabelmodell berechneten Parameter sind in Tab. C.5 gegeben. Dabei liegen den Berechnungen maximale Leitungswiderstandsbeläge entsprechend Tab. C.6 zugrunde. Die Ergebnisse der messtechnischen Validierung des präsentierten 4-Leiter Kabelmodells sind in Abb. C.7 bis Abb. C.10 sowie in Tab. C.7 dargelegt. Die Belastung des für die Modellevaluation genutzten Netzstranges ist in Tab. C.8 aufgeschlüsselt. Abbildung C.11 zeigt die Auswirkungen der verschiedenen im Leitungsmodell implementierten Dämpfungsglieder.

Tab. C.4: Exemplarische Richtwerte für Leitungsparameter, nach Heuck et al. [55] und Oeding et al. [88]

Kabeltyp	Quelle	R' in $\frac{\Omega}{\text{km}}$		L' in $\frac{\text{mH}}{\text{km}}$	C' in $\frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$	G' in $\frac{\text{S}}{\text{km}}$
		20 °C	70 °C			
NAYY-J 4×50 SE	[55]	–	0,772	0,264	0,4	–
	[88]	0,641	–	0,271	0,8	–
NAYY-J 4×150 SE	[55]	–	0,249	0,255	0,4	–
	[88]	0,207	–	0,257	1,1	–

Tab. C.5: Berechnete AC-Modellparameter des 4-Leiter Kabelmodells nach Abschnitt 4.6.3 mit $\vartheta = 20^\circ\text{C}$, mit $i, j \in \{1, 2, 3, N\}$, auszugsweise aus [165]

Kabeltyp	R'_{ii}	L'_{ii}	$L'_{ij,b}$	$L'_{ij,g}$	$C'_{ij,b}$	$C'_{ij,g}$	C'_{iE}
	in $\frac{\Omega}{\text{km}}$	in $\frac{\text{mH}}{\text{km}}$	in $\frac{\text{mH}}{\text{km}}$	in $\frac{\text{mH}}{\text{km}}$	in $\frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$	in $\frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$	in $\frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$
NAYY-J 4×50 SE	0,641*	1,168	0,940 [†]	0,871 [†]	0,09 [‡]	0,00 [‡]	0,48*
			0,951 [†]	0,882 [†]	0,15 [‡]	0,01 [‡]	
NAYY-J 4×150 SE	0,207*	1,058	0,848 [†]	0,779 [†]	0,12 [‡]	0,01	0,66*
			0,856 [†]	0,787 [†]	0,19 [‡]		

b: benachbarte Leiter, g: gegenüberliegende Leiter

* Werte in Übereinstimmung mit den Angaben von Oeding et al. [88]

[†]Bereichsangabe resultierend aus den in Norm DIN VDE 0276-603 [157] definierten Toleranzen für die Leiterparameter d und d_{PVC} (vgl. Kapitel 4, Abb. 4.12)

[‡]Bereichsangabe resultierend aus den in Norm DIN VDE 0276-603 [157] definierten Toleranzen für den Leiterparameter d_{PVC} (vgl. Kapitel 4, Abb. 4.12) und aus der Annahme von $\epsilon_{r,\text{PVC}} = 3 \dots 4$ infolge spezifischer Materialzusammensetzungen von PVC nach [53]

Tab. C.6: Maximalwerte für Leiterwiderstandsbeläge $R'_{\text{DC},20}$ in Abhängigkeit des Nennquerschnitts A_n für ein- und mehradrige Kabel bei 20 °C

A_n in mm^2	25	35	50	70	95	120	150	240
$R'_{\text{DC},20}$ in $\frac{\Omega}{\text{km}}$	1,200	0,868	0,641	0,443	0,320	0,253	0,206	0,125

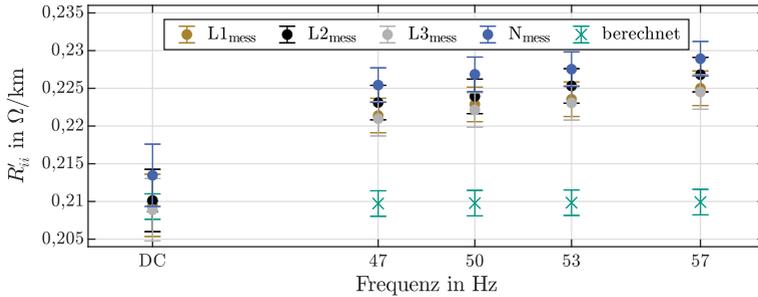


Abb. C.7: Gegenüberstellung von gemessenen und berechneten Widerstandsbelägen eines Kabels des Typs NAYY-J 4×150 SE bei $\vartheta = 24 \pm 2^\circ\text{C}$ mit Berücksichtigung der Messgenauigkeit des verwendeten Messgeräts LMG500 [134] sowie der Temperaturunsicherheit, nach [165]

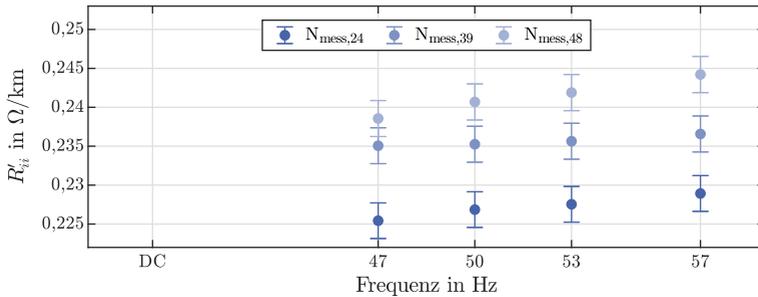


Abb. C.8: Bei verschiedenen Temperaturen gemessene Widerstandsbeläge eines Kabels des Typs NAYY-J 4×150 SE bei $\vartheta_1 = 24 \pm 2^\circ\text{C}$, $\vartheta_2 = 39 \pm 3^\circ\text{C}$ und $\vartheta_3 = 48 \pm 3^\circ\text{C}$, aufgrund unkonstanter Umgebungsbedingungen und schlechter Messbarkeit der Temperatur eingeschränkte quantitative Aussagekraft und dementsprechend keine Gegenüberstellung von berechneten Werten

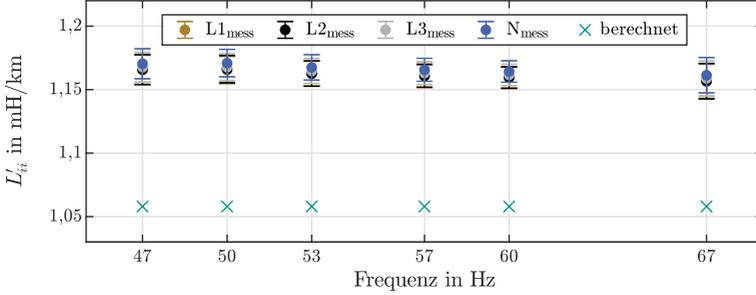


Abb. C.9: Gegenüberstellung von gemessenen und berechneten Selbstinduktivitätsbelägen eines Kabels des Typs NAYY-J 4×150 SE bei $\vartheta = 24 \pm 2^\circ\text{C}$ mit Berücksichtigung der Messgenauigkeit des verwendeten Messgeräts LMG500, nach [165]

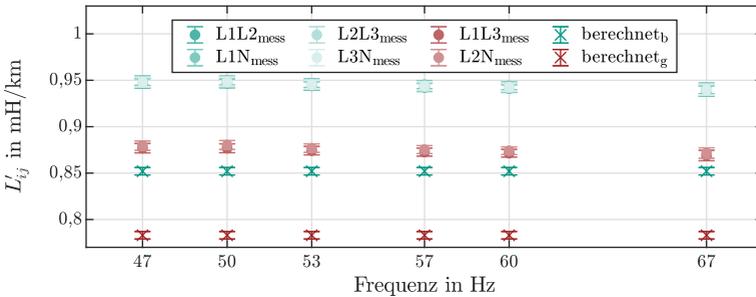


Abb. C.10: Gegenüberstellung von gemessenen und berechneten Koppelinduktivitätsbelägen eines Kabels des Typs NAYY-J 4×150 SE bei $\vartheta = 24 \pm 2^\circ\text{C}$ mit Berücksichtigung der Messgenauigkeit des verwendeten Messgeräts LMG500 sowie den Toleranzen nach DIN VDE 0276-603 [157], b: benachbart, g: gegenüber, nach [165]

Tab. C.7: Gegenüberstellung von gemessenen und berechneten Kapazitätsbelägen eines Kabels des Typs NAYY-J 4×150 SE bei $f = 50$ Hz und $\vartheta \in \{20 \dots 24\}$ °C, basierend auf [165]

Kabeltyp	$C'_{ij,b}$ in $\frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$		$C'_{ij,g}$ in $\frac{\mu\text{F}}{\text{km}}$	
	gemessen	berechnet	gemessen	berechnet
NAYY-J 4×50 SE	0,13*	0,09–0,15†	0,01*	0,00–0,01†
NAYY-J 4×150 SE	0,17*	0,12–0,19†	0,01*	0,01

b: benachbarte Leiter, g: gegenüberliegende Leiter

*Gemittelt aus um bis zu 3% voneinander abweichenden Einzelmessungen zwischen je zwei Leitern

†Bereichsangabe resultierend aus den in Norm DIN VDE 0276-603 [157] definierten Toleranzen für den Leiterparameter d_{PVC} (vgl. Kapitel 4, Abb. 4.12) und aus der Annahme von $\varepsilon_{r,\text{PVC}} = 3 \dots 4$ infolge spezifischer Materialzusammensetzungen von PVC nach [53]

Tab. C.8: Phasenzuordnung und Belastung des in Kapitel 4, Abb. 4.13 dargestellten Netzstranges im Erzeugerzählpeilsystem, nach [165]

Knoten	Grundlast	PV-Anlage	E-Fahrzeug
	PQ-Last	PQ-Last	PQ-Last
	$P = -100$ W	$P = +4600$ W	$P = -4600$ W
	$\cos \varphi = 0,9_{\text{ind}}$	$\cos \varphi = 1_{\text{ind}}$	$\cos \varphi = 1_{\text{ind}}$
K10	L1, L2, L3	–	–
K11	L1, L2, L3	L2	–
K12	L1, L2, L3	L1	–
K13	L1, L2, L3	L2	–
K14	L1, L2, L3	–	–
K15	L1, L2, L3	L1	–
K16	L1, L2, L3	–	–
K17	L1, L2, L3	L1	–
K18	L1, L2, L3	–	–
K19	L1, L2, L3	L1	L3

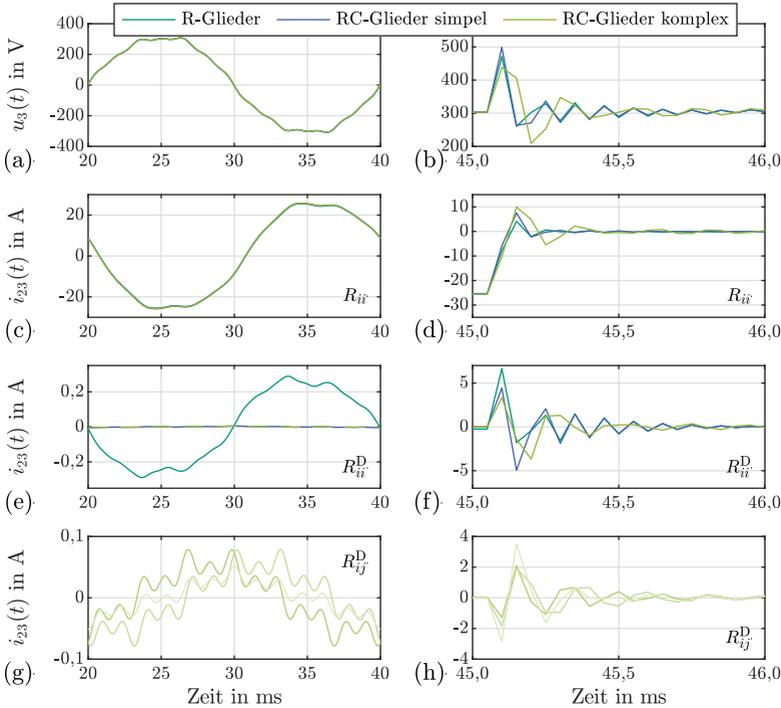


Abb. C.11: Dämpfung sprungartiger Änderungen des Laststromes mittels der verschiedenen in Abschnitt 4.6.3.5 erläuterten Modellvarianten (R-Glieder, RC-Glieder simpel, RC-Glieder komplex) zur Minimierung numerischer Oszillationen für einen exemplarischen Betriebsfall, Umgebungsabbild entsprechend Abschnitt 6.1.1, Betrachtung von Leitung 2–3, Leiter L1, sowohl statisch (links) als auch dynamisch (rechts), $\Delta t = 50 \mu\text{s}$; (a, b) Spannung an Knoten K3, (c, d) Strom durch Längsimpedanz, (e, f) Strom durch der Längsimpedanz parallele Dämpfungsglieder, (g, h) Strom durch zu Nachbarleitern führende Dämpfungsglieder

C.7 Allgemeine Verbraucher und Erzeugungsanlagen

In Abb. C.12 ist das Modell zur Einspeisung allgemeiner Lastströme dargestellt. Die Vorgabe von Sollwerten erfolgt direkt oder über die in Übereinstimmung mit VDE-AR-N 4105 implementierte Anlagenregelung, deren Regelkonzepte zur Systemdienstleistungsbereitstellung in Tab. C.9 zusammengefasst sind.

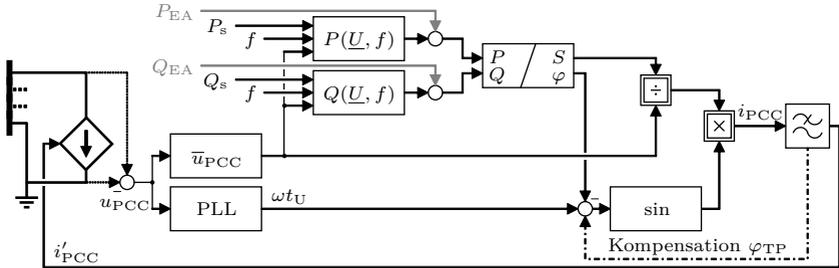


Abb. C.12: Einphasiges Modell zur Einspeisung allgemeiner Lastströme in Abhängigkeit der Phasenspannung, mit $P(\underline{U}, f)$ und $Q(\underline{U}, f)$ entsprechend Kapitel 4, Gl. (4.46) und Gl. (4.47), Leistungsvorgabe nach Abschnitt 4.7.1 und Abschnitt 4.7.2

Tab. C.9: Zusammenfassung der in VDE-AR-N 4105 [161] genannten Regelkonzepte zur Systemdienstleistungsbereitstellung von Anlagen im NS-Netz sowie der vollständig dynamischen Netzstützung nach [119], in Abhängigkeit von Anlagentyp und Bemessungsscheinleistung

Art	Rotierende Maschinen				Umrichter			
	SG		ASG		EA		Speicher	
Anlage Klasse	Typ 1		Typ 2		Typ 2		Typ 2	
S_r	$\leq 4,6 \text{ kVA}$	$> 4,6 \text{ kVA}$	$\leq 4,6 \text{ kVA}$	$> 4,6 \text{ kVA}$	$\leq 4,6 \text{ kVA}$	$> 4,6 \text{ kVA}$	$\leq 4,6 \text{ kVA}$	$> 4,6 \text{ kVA}$
Wirkleistung								
Regelung	Statik nach Kapitel 2, Abb. 2.5				- Statik nach Abb. 2.5 -			
f_o	50,2...50,5 Hz				50,2 Hz			
s_o	2...5...12%				5%			
f_u	49,8 Hz				49,8 Hz			
s_u	5%				2%			
Trennung	$f_{T,u} = 47,5 \text{ Hz}$, $f_{T,o} = 51,5 \text{ Hz}$; wenn nicht regelbar, $f_{T,o} = 50,2 \dots 51,5 \text{ Hz}$ (gleichverteilt)							
Blindleistung								
Regelung	- - - - A, B, C -		C		- B, C -		- A, B, C -	
max. $\cos \varphi_{i/k}$	0,95		$0,95_{\text{ind}} \pm 0,02$		0,95		0,90	
FRT								
Grenzen	Wenn Spannung innerhalb $U-t$ -Kennlinie nach Kapitel 2, Abb. 2.7, keine Trennung vom Netz							
ingeschr. dyn.					$P = 0, Q = 0$			
voll. dyn. Q					$P = 0, s_Q = 2 \dots 6$			
voll. dyn. P, Q					$\{s_P, s_Q\} = 2 \dots 6$			

SG: Synchrongenerator, ASG: Asynchrongenerator, EA: Erzeugungsanlagen, Speicher: Erzeugungsanlagen mit Batteriespeicher, S_r : Bemessungsscheinleistung, f_o : Grenzwert Überfrequenz, s_o : Statik Überfrequenz, f_u : Grenzwert Unterfrequenz, s_u : Statik Unterfrequenz, Trennung: Anlagentrennung vom Netz, max. $\cos \varphi_{i,k}$: maximaler Leistungsfaktor induktiv/kapazitiv, FRT: Fault Ride Through, eingeschr. dyn.: eingeschränkt dynamisch, voll. dyn.: vollständig dynamisch, A: $Q(U)$ -Kennlinie nach Kapitel 2, Abb. 2.6a, B: $\cos \varphi(P)$ -Kennlinie nach Kapitel 2, Abb. 2.6b, C: $\cos \varphi$ konstant

C.8 Gekoppeltes Norton-Äquivalent

In Ergänzung zu den in Kapitel 4, Abb. 4.21 gegebenen Amplituden sind in Abb. C.13 die Phasenwinkel der CNE-Modellparameter des Radialventilators dargestellt. Eine Analyse der Performanz des CNE-Modells ist in Abb. C.14 und Abb. C.15 gegeben. In Abb. C.16 bis Abb. C.18 sind die Ausgangsströme und die CNE-Parameter des im ESHL betriebenen SMA/BYD-Speichers aufgearbeitet.

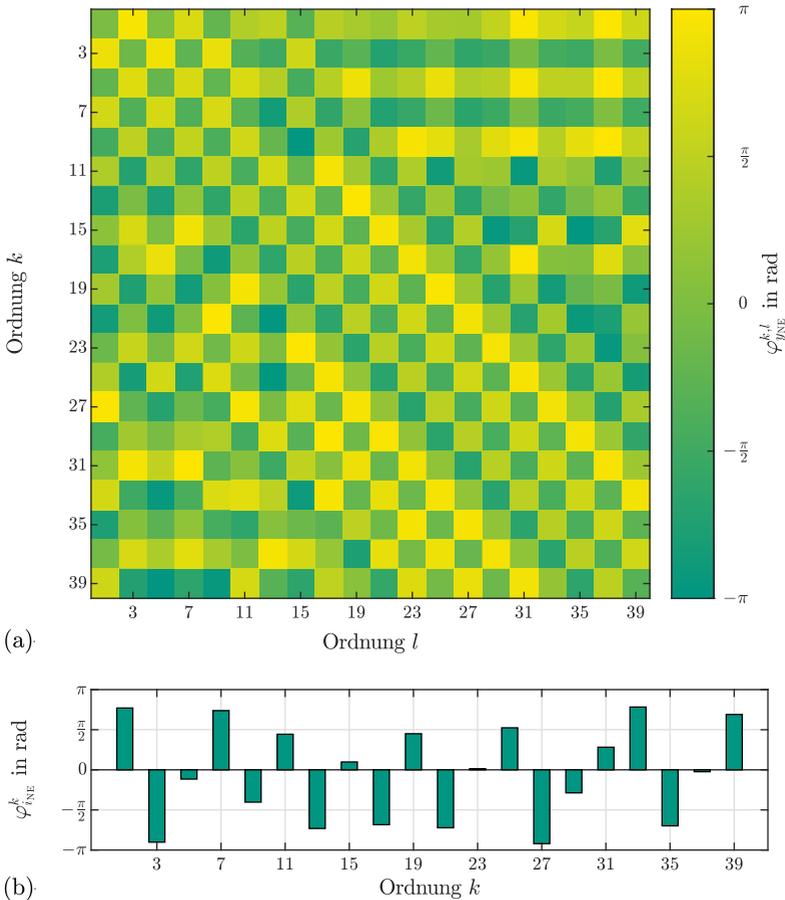


Abb. C.13: Phasenwinkel der CNE-Modellparameter eines Radialventilators; (a) Admittanzen $\underline{y}_{\text{NE}}^{k,l}$, (b) Ströme $\underline{i}_{\text{NE}}^k$

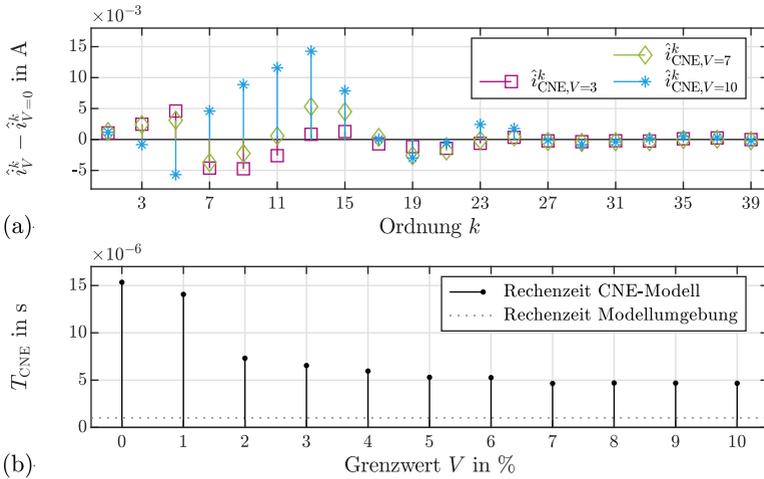


Abb. C.14: Performanz des CNE-Modells bei Vernachlässigung von Spannungsharmonischen unterhalb eines relativen Grenzwertes V , (a) Abweichungen der Stromamplituden gegenüber dem Referenzszenario mit $H = 39$ und (b) benötigte Rechenzeit

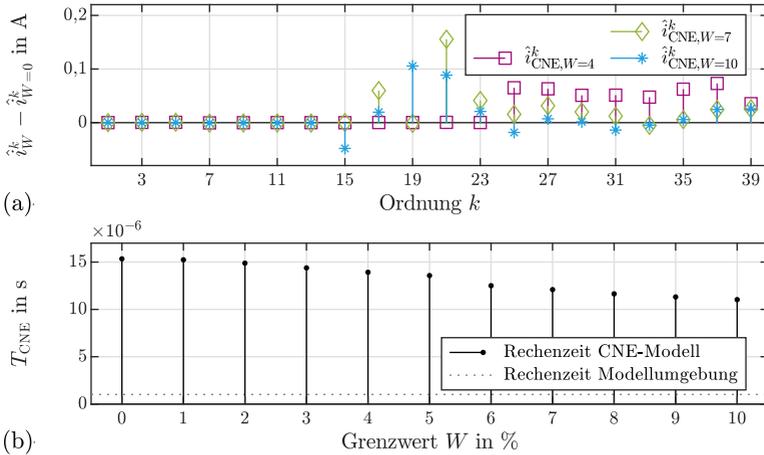


Abb. C.15: Performanz des CNE-Modells bei Vernachlässigung von Admittanzen mit Beträgen unterhalb eines relativen Grenzwertes W , (a) Abweichungen der Stromamplituden gegenüber dem Referenzszenario mit $H = 39$ und (b) benötigte Rechenzeit

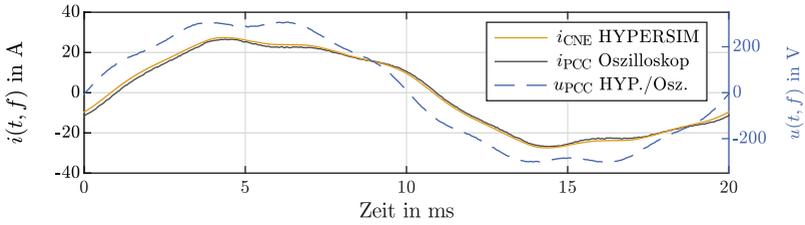


Abb. C.16: Zeitlicher Verlauf der Ausgangsströme von CNE-Modell und realem ESHL SMA/BYD-Speicher bei ohmsch/induktiver Leistungsaufnahme von $P = 4 \text{ kW}$ und $\cos \varphi = 0,95_{\text{ind}}$

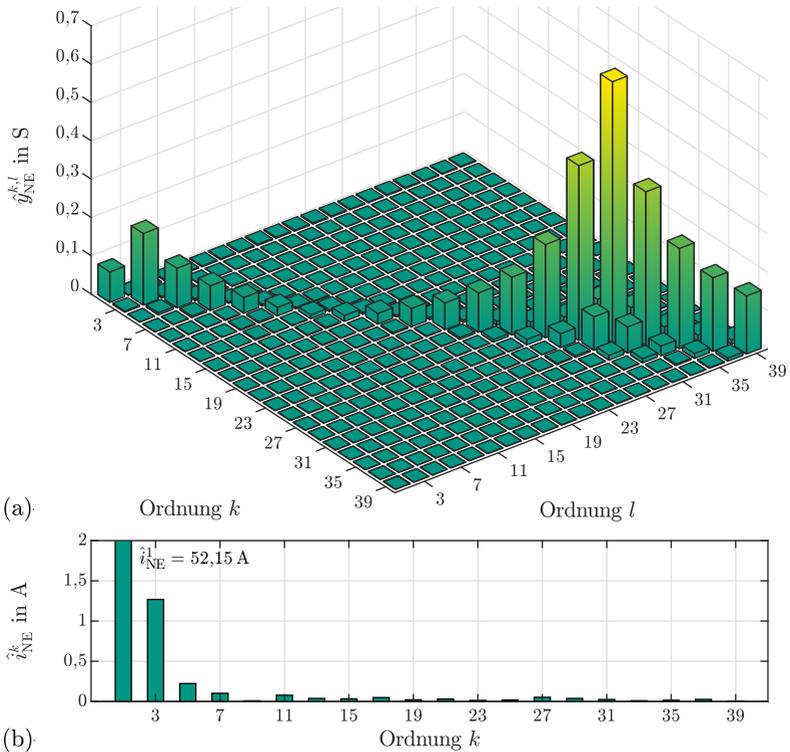


Abb. C.17: Amplituden der CNE-Modellparameter des ESHL SMA/BYD-Speichers bei ohmsch/induktiver Leistungsaufnahme von $P = 4 \text{ kW}$ und $\cos \varphi = 0,95_{\text{ind}}$; (a) Admittanzen $\underline{y}_{\text{NE}}^{k,l}$, (b) Ströme $\underline{i}_{\text{NE}}^k$

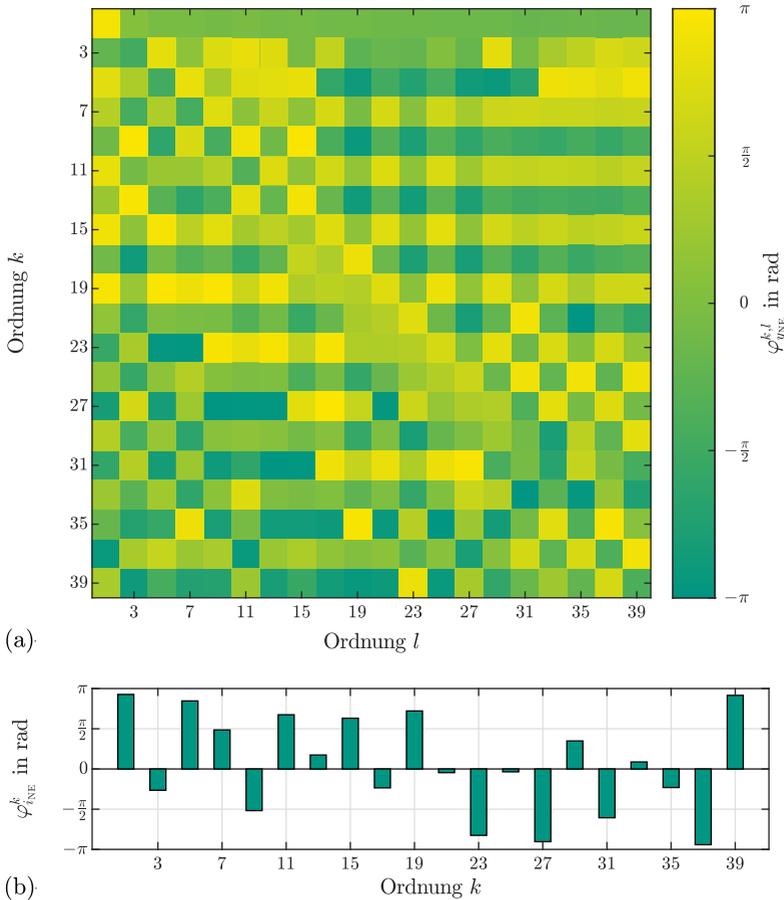


Abb. C.18: Phasenwinkel der CNE-Modellparameter des ESHL SMA/BYD-Speichers bei ohmsch/induktiver Leistungsaufnahme von $P = 4 \text{ kW}$ und $\cos \varphi = 0,95_{\text{ind}}$; (a) Admittanzen $\underline{y}_{NE}^{k,l}$, (b) Ströme \underline{i}_{NE}^k

C.9 Simulationsaufbau im Softwarepaket HYPERSIM

Ein exemplarischer Simulationsaufbau in HYPERSIM ist in Abb. C.19 gegeben.

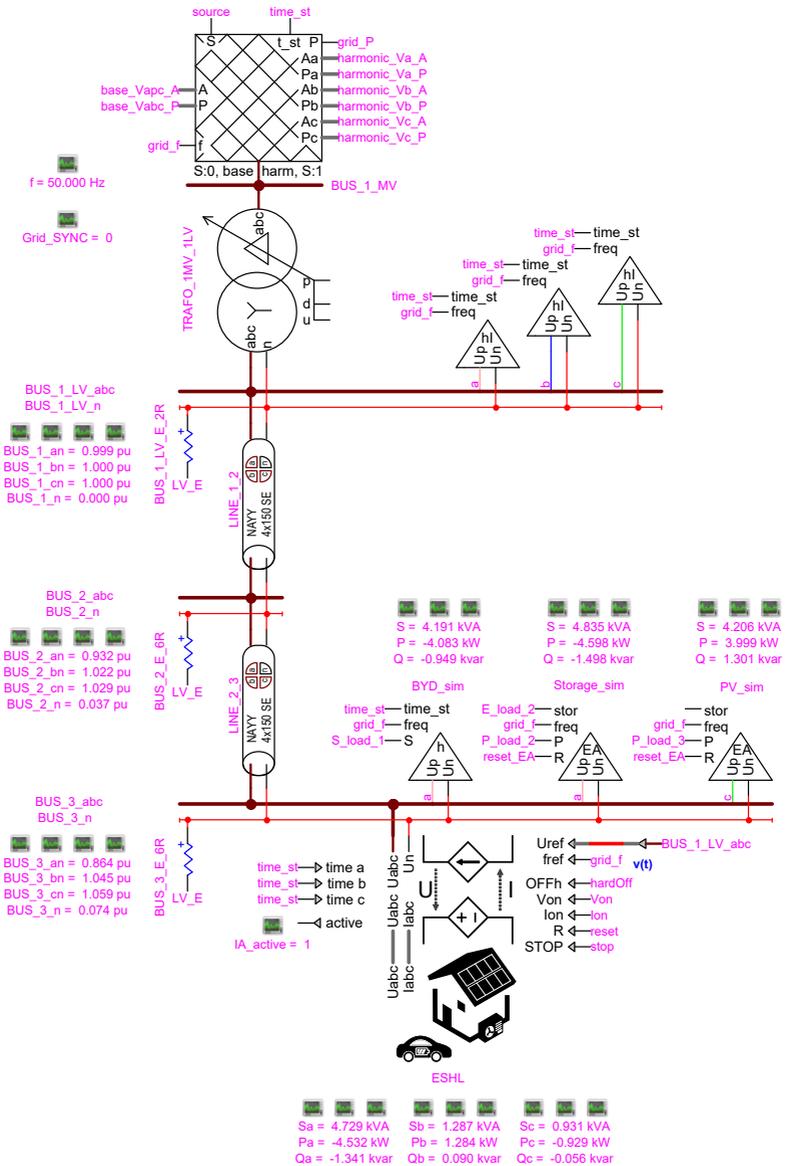


Abb. C.19: Exemplarische Realisierung des in Kapitel 6, Abb. 6.1 gegebenen Versuchsaufbaus in HYPERSIM

Anhang D

PHIL-Umgebung am IEH

Nachfolgend sind Details zu der am IEH realisierten PHIL-Umgebung gegeben. Diese umfassen Fotografien des Versuchsstandes, Detailinformationen zu den Anlagen und Komponenten sowie Analysen der implementierten Filteralgorithmen.

D.1 Fotografien der PHIL-Umgebung

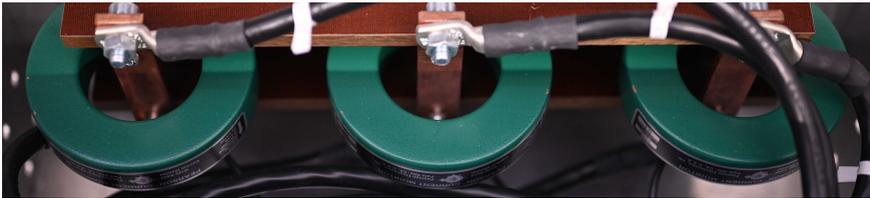
Ausgewählte Teile der PHIL-Umgebung sind in Abb. D.1 bis Abb. D.4 dargestellt.



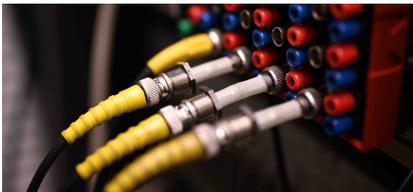
Abb. D.1: Arbeitsplätze zur Steuerung und Überwachung der PHIL-Umgebung



Abb. D.2: PHIL-Umgebung am IEH mit Netzumschaltung zum Anschluss des ESHL (1), Echtzeitsimulator OP5030/OP5607 (2), Verstärkersystem PAS 30000 (3) und Strommessung (4)



(a) Strommessung: Pearson-Wandler



(b) Ansteuerung Leistungsverstärker



(c) Spannungsmessung: ohmsche Teiler

Abb. D.3: Ausgewählte Detaillösungen der PHIL-Umgebung am IEH

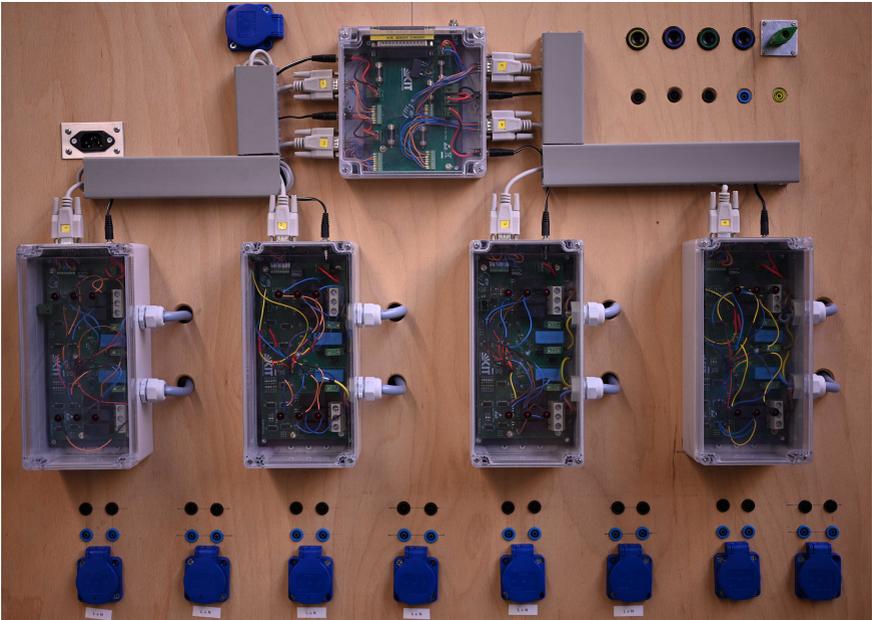


Abb. D.4: Schaltpaneel zum zeitlich definierten Einschalten von Verbrauchern

D.2 Anlagen und Komponenten

Die verfügbaren Softwarelizenzen und die Kommunikationsbausteine des Echtzeitsimulators sind in Tab. D.1 und Tab. D.2 gegeben. Tabelle D.3 enthält die technischen Daten der Verstärkersysteme. Die als Hardware unter Test verwendeten elektrischen Anlagen sind in Tab. D.4 bis Tab. D.6 aufgelistet. Eine Übersicht über die wichtigsten Kennzahlen der verwendeten Pearson-Wandler enthält Tab. D.7.

Tab. D.1: Software und Protokolle für den Echtzeitsimulator OP5030/OP5607

Software/Protokoll	Lizenz	Beschreibung
RT-LAB (Target)	2 Kerne (max. 7)	Aktivierte Kerne des OP5030
HYPERSIM (Target)	2 Kerne (max. 7)	Aktivierte Kerne des OP5030
HYPERSIM (Host)	2 Rechnersysteme	Vollwertige Windows-Lizenzen
ScopeView (Host)	2 Rechnersysteme	Vollwertige Windows-Lizenzen
Xilinx Aurora Protokoll*	3 SFP Transceiver	Nutzbare Schnittstellen

*Hochauflösende serielle Punkt-zu-Punkt-Kommunikation

Tab. D.2: Kommunikationsbausteine des Echtzeitsimulators OP5030/OP5607

Funktion	Hersteller und Modell	Spezifikation
Analog Output	OPAL-RT OP5330-K1, 2×	2 × 16 Kanäle, 16 Bit, 1 µs, ±16 V
Analog Input	OPAL-RT OP5340-K1	16 Kanäle, 16 Bit, 2,5 µs, ±16 V _{diff}
Digital Output	OPAL-RT OP5360-1K1	32 Kanäle, 5-15 V
Digital Input	OPAL-RT OP5353-K1	32 Kanäle, 4,5-30 V
SFP Transceiver	Avago AFBR-57R5APZ	LWL Duplex* 1-5 Gbps

*2-Kanal Lichtwellenleiter

Tab. D.3: Konfiguration und technische Daten der Verstärkersysteme S&S PAS 30000 und S&S APS 30000, Kennzahlen aus [114, 115]

Parameter	PAS 30000	APS 30000
Ausführung	3 × PAS 10000	3 × APS 10000
Sternpunkt	Gemeinsam, isoliert	Getrennt, isoliert
Dauerleistung	3 × 10 kVA	3 × 10 kVA
Senkenbetrieb*	≈ 3 × 7 kW	≈ 3 × 7 kW
Führungsgröße	Spannung	Spannung, Strom
Kommunikation	Analog: $U_{SS} = \{10, 32\}$ V	A: $U_{SS} = 4 \dots 50$ V, D: Aurora
Spannungsmessung	–	DC ... 10 kHz: 0,12 ... 0,8 %
Strommessung	–	DC ... 10 kHz: 0,24 ... 1,6 %
Max. Spannung	$U_{\text{eff}} = 270$ V	$U_{\text{eff}} = 300$ V
Frequenzbereich	DC bis 30 kHz	DC bis 30 kHz
Anstiegsrate	> 52 V/µs, < 5 µs	> 52 V/µs, < 5 µs
R_i , einstellbar	$R_i: 0,02 \dots 2$ Ω	$R_i: 0 \dots 1800$ Ω
L_i , einstellbar	$L_i: 0,02 \dots 3,2$ mH	$L_i: 0 \dots 24$ mH

*Mit 3 × RL 4000, automatisch geschaltete Widerstandslast für Wirkleistungsaufnahme

Tab. D.4: Auflistung der als Einzelanlagen verwendeten Verbraucher

Kategorie	Hersteller und Modell	Leistung in W	Nutzung*
Solarwechselrichter	Hager FJ300PV	3600	H, S
Industriestaubsauger	Siprotech TN945	3300	H, S
Radialventilator	EBM-Papst D3G200	465	H, S
Induktionskochplatte	Unold 58105	2000	H, S
Induktionskochplatte	Botti YS-B30	2000	H
Mikrowellenherd	Samsung MW82N-SX	1250	H
Mikrowellenherd	Panasonic NN-E205WB EPG	1100	H
Handrührgerät	Profi Cook PC-SM 1094	1000	H
Handrührgerät	Philips HR1650	350	H
Computernetzteil	Dell L305P-01	305	H
Schaltnetzteil	Lenovo 0B46998	90	S
Baustrahler	Brennenstuhl H 1000	1000	H, S
LED-Leuchte	Brennstuhl ML DN 2806 S	20	H
LED-Leuchte	Ikea ES0806G7	7	H
Energiesparlampe	XQ-lite XQ0790	15	H
Laborausrüstung	Widerstand 28 Ω , 10 A	–	H, S
Laborausrüstung	Widerstand 2 \times 54,5 Ω , 10 A	–	S

*H: Harmonische Vermessung des Betriebsverhaltens entsprechend Abschnitt 4.7.3

S: Nutzung für Auslegung von Rückkopplungsalgorithmen entsprechend Abschnitt 5.2

Tab. D.5: Haushaltsgeräte des Energy Smart Home Labs

Kategorie	Hersteller und Modell	Leistung in kW
Waschmaschine	Miele W 3985 WPS	2,3
Wäschetrockner	Miele T 8687 C	2,9
Geschirrspülmaschine	Miele G 1834 SCi	2,2
Induktionskochplatte	Miele KM 5955	7,4
Kaffeevollautomat	Miele CVA 5065	2,7
Kühlschrank	Liebherr IKS 1720-21 A	–
Gefrierschrank	Liebherr GN 3056-29	0,3
Mikrowelle	Samsung MW82N-SX	1,3
Wasserkocher	Alaska WK2210	2,2
Toaster	Severin AT 2586	0,8
Staubsauger	Siemens VBBS607V00	0,6

Tab. D.6: Elektrisch relevante Anlagen des Energy Smart Home Labs, auszugsweise aus [174] und ergänzt

System	Komponenten	Hersteller und Modell	Elektrische Kennzahlen	Anschluss
Regenerative Erzeugungsanlagen				
PV-Anlage	Solarmodule	Sovello SV-T-195 (24×)	4,70 kW	DC
	Inverter	SMA Sunny Tripower STP 10000TL-10	10,00 kVA	3-ph.
PV-Simulator*	DC-Quelle	ET System LAB/SMS31000	3,00 kW	DC
	Inverter	SMA Mini Central SMC 7000HV-11	6,65 kVA	1-ph.
Speichersysteme				
SMA/BYD-Speicher‡	Li-Ionen-Batterie	BYD B-Box 10.0	10,24 kWh	DC
	Inverter	SMA Sunny Island SI6.0H-12	4,60 kVA	1-ph.
Hybrides Speichersystem	Pb-Batterie	Hoppecke HC 122000 (12×)	7,92 kWh	DC
	Supercap	Nesscap EMHSR-0006C0-150-R0C (4×)	67,32 kWh	DC
	Inverter	Eigenentwicklung KIT-ETI	22,00 kVA	3-ph.
Heiz- und Kühlsysteme				
μBHKW	Generator	SenerTec Dachs HKA G 5.5	5,50 kW	3-ph.
	Einschraubheizkörper	Eltra 2NP5635-290	9,00 kW	3-ph.
Wärmepumpe	Innen-, Außengerät	Daikin EHBH08DA9W, ERGA08DAV3	2,14 kW	1-ph.
	Zusatzheizung	Modul von Daikin EHBH08DA9W	9,00 kW	3-ph.
Klimaanlage	Außengerät	Mitsubishi PUHZ-RP60VHA4	1,60 kW	1-ph.

*Die maximale Systemleistung beträgt aufgrund unterschiedlicher Betriebsbereiche der Komponenten 1,68 kW

‡SMA Solar Technology AG; BYD Company Limited

Tab. D.7: Kennzahlen des Pearson Current Monitor Model 110 entsprechend Datenblatt, nach [98]

Eigenschaft	Kennzahl
Sensitivität	0,1 V/A
Max. Spitzenstrom	5000 A
Max. Effektivstrom	65 A
Droop*	0,8 %/ms
Nutzbare Anstiegszeit	20 ns
Strom-Zeit-Produkt	0,2/0,5 As
Untere Grenzfrequenz	≈ 1 Hz
Obere Grenzfrequenz	≈ 20 MHz

* Abfall der Ausgangsspannung über Zeit

D.3 Bodediagramme der realisierten FCF

Das Übertragungsverhalten der für das ITM-basierte Interface realisierten Filter ist in Abb. D.5 bis Abb. D.7 dargestellt.

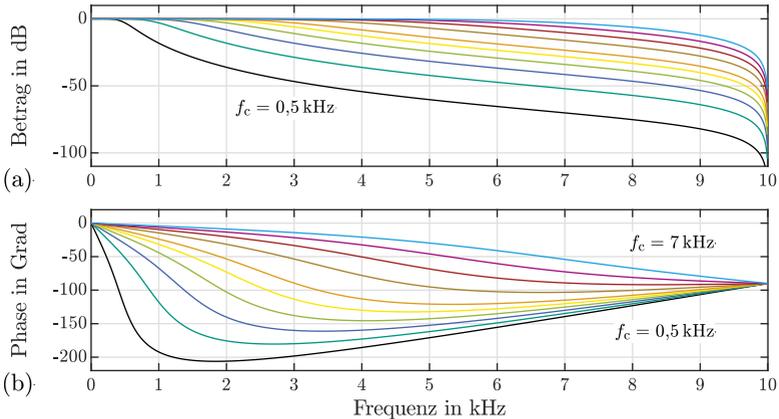


Abb. D.5: Übertragungsverhalten des dynamischen Butterworth-Tiefpassfilters mit $N = 3$ und $M = 1$, Darstellung für exemplarische Grenzfrequenzen $f_c \in \{0,5, 1, 1,5, 2, 2,5, 3, 4, 5, 6, 7\}$ kHz; (a) Betrag, (b) Phase

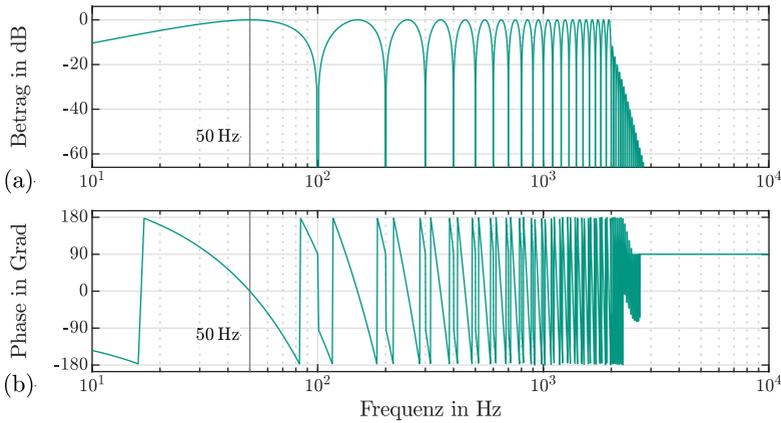


Abb. D.6: Übertragungsverhalten des DFT-basierten Bandpassfilters für ungerade Harmonische, mit der maximalen betrachteten Harmonischen $H = 39$; (a) Betrag, (b) Phase

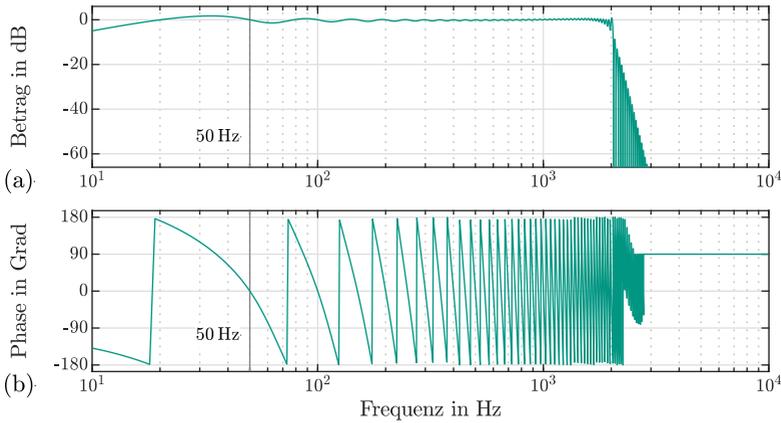


Abb. D.7: Übertragungsverhalten des DFT-basierten Bandpassfilters für ungerade und gerade Harmonische, mit der maximalen betrachteten Harmonischen $H = 40$; (a) Betrag, (b) Phase