

Untersuchung der Wechselwirkungen zwischen dezentralen Erzeugungsanlagen und Energieversorgungsnetzen

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)
der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel
vorgelegt von

Lars Jessen

Kiel
2018

1. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs
2. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre
3. Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Sibylle Dieckerhoff

Datum der mündlichen Prüfung: 13. Juli 2018

Vorwort

Die vorliegende Forschungsarbeit entstand während meiner wissenschaftlichen Tätigkeit am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, bei der HanseWerk AG sowie bei der Windenergiepark Westküste GmbH.

Insbesondere bedanke ich mich ganz herzlich bei Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs, der mir an seinem Lehrstuhl die Möglichkeit zur wissenschaftlichen Arbeit und die Chance auf eine anschließende Promotion gab. Darüber hinaus bedanke ich mich bei ihm für das entgegengebrachte Vertrauen, zahlreiche anregende Diskussionen und konstruktive Kritik über die gesamte Dauer dieser Arbeit. Weiterhin danke ich dem Lehrstuhl-Nachfolger Herrn Prof. Dr.-Ing. Marco Liserre für die Möglichkeit das Labor des Lehrstuhls bis zum Abschluss aller Messungen nutzen zu können sowie für die Übernahme eines Koreferats. Auch Frau Prof. Dr.-Ing. Sibylle Dieckerhoff danke ich für die Übernahme eines Koreferats.

Besonderer Dank gilt auch den Unternehmen HanseWerk, Schleswig-Holstein Netz und Windenergiepark Westküste für das große Interesse an diesen Forschungen, die Unterstützung bei der Initiierung des Forschungsvorhabens und die großzügige finanzielle Förderung der Forschungen. Ausdrücklicher und herzlicher Dank für die stets vertrauensvolle Zusammenarbeit sowie die Unterstützung in allen Angelegenheiten gilt Dieter Haack. Zusätzlich danke ich auch Frauke Solterbeck und Frank Ehlers. Weiterhin bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Hans-Jürgen Hinrichs und Martin Gottschalk von der Fachhochschule Kiel für den fachlichen Austausch und die Zurverfügungstellung von Equipment zur Durchführung der Netzimpedanzmessungen.

Mein herzlicher Dank gilt auch allen ehemaligen Kolleginnen und Kollegen an der Universität für die hervorragende Arbeitsatmosphäre, für viele anregende Diskussionen und den fachlichen Austausch. Insbesondere seien hier meine langjährigen Weggefährten Matthias Böttcher, Sönke Grunau, Fabian Gebhardt und Sandro Günther genannt. Ebenso danke ich Petra Bekendorf und Margit Marter für die administrative Unterstützung am Lehrstuhl und Bernd Doneit für die Unterstützung im Labor. Darüber hinaus geht ein Dank an alle Studenten, die bei mir ihre Bachelor- und Masterarbeiten geschrieben und damit wertvolle Anregungen gegeben haben.

Ein besonderer Dank gilt auch meiner Freundin, meinen Eltern, meiner Schwester und meinem engsten Freundeskreis für den Rückhalt und die Geduld, die sie mir während meiner Promotionszeit entgegengebracht haben.

Kurzfassung

In Niederspannungsnetzen wird die überwiegende Anzahl regenerativer Energieerzeugungsanlagen mittels leistungselektronischer Systeme an das Stromnetz angeschlossen. Ebenso werden zunehmend Lasten mit leistungselektronischer Netzkopplung ausgeführt, um unter anderem deren Energieeffizienz und Regelbarkeit zu erhöhen und damit das Betriebsverhalten zu verbessern. Hieraus resultiert ein Wandel der frequenz- und zeitabhängigen Netzimpedanz an den Verknüpfungspunkten was wiederum Auswirkungen auf die Systemstabilität hat.

Ziel dieser Forschungsarbeit ist die Untersuchung der Wechselwirkungen zwischen dezentralen Erzeugungsanlagen und Niederspannungsnetzen. Hierbei werden sowohl ohmsch-induktive als auch ohmsch-induktiv-kapazitive Netzimpedanzen und damit Netzresonanzen berücksichtigt. Zusätzlich ist der Einsatz aktiver Dämpfungsverfahren in der Regelung des Wechselrichters wesentlicher Untersuchungsgegenstand.

Die Arbeit gliedert sich in drei Teile. Der erste Teil beinhaltet die Untersuchung der frequenzabhängigen Netzimpedanz. Hierzu werden Netzimpedanzmessungen in drei öffentlichen Niederspannungsnetzen durchgeführt und ausgewertet. Die Messungen zeigen, dass die Netzimpedanz eine zeitvariable Größe ist und abhängig von der Tageszeit unterschiedlich ausgeprägte Resonanzstellen auftreten. Ferner wird der Einfluss des überlagerten Netzes, der Erzeugung und der Last auf die Gesamtimpedanz sowie die Resonanzstellen des Netzknotens basierend auf Messungen separat analysiert. Abschließend erfolgen Analysen zur Klärung des Zusammenhangs zwischen der vom Niederspannungsnetz bezogenen bzw. erzeugten Leistung auf die Frequenz und die Amplitude der Netzresonanzstellen.

Im zweiten Teil erfolgt die mathematische Modellierung des Wechselrichters einer dezentralen Erzeugungsanlage. Hierzu wird ein modularer Ansatz basierend auf Zustandsraummodellen vorgestellt. Dieser Ansatz bietet die Möglichkeit sämtliche Komponenten unabhängig voneinander zu modellieren und anschließend mit geringem Aufwand zu einem Gesamtmodell zu verknüpfen. Demzufolge können einzelne Komponenten im Gesamtmodell unkompliziert ausgetauscht bzw. hinzugefügt werden, sodass eine hohe Flexibilität gewährleistet ist. Anhand dieses Modells erfolgt die Untersuchung unterschiedlicher Verfahren zur aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanzstelle.

Abschließend, im dritten Teil, wird das mathematische Modell des Wechselrichters um das Netz erweitert. Auf dieser Basis wird die Beeinflussung des Wechselrichterhaltens durch sowohl ohmsch-induktive als auch ohmsch-induktiv-kapazitive Netzimpedanzen analysiert. Die Untersuchungen zeigen insbesondere die stabilen Arbeitsbereiche eines Wechselrichters in Abhängigkeit von der Netzimpedanz. Zusätzlich wird die Eignung aktiver Dämpfungsverfahren in Abhängigkeit von der Netzimpedanz untersucht und evaluiert.

Englische Kurzfassung (Abstract)

Most renewable power generation systems in low voltage power systems are connected to the grid by power electronic systems. Furthermore, an increasing number of loads are coupled to the grid via power electronics to increase their power efficiency and controllability. This development leads to changes in frequency and time depending grid impedance and hence challenges power system stability.

The objective of this work is the investigation of interactions between distributed energy resources and low voltage power systems. Therefore, resistive-inductive and resistive-inductive-capacitive power including grid resonances are taken into account. Additionally, the impact of different active damping approaches for PI-based current controlled power inverters is a major aspect in these studies.

This thesis is structured into three parts. In the first part the frequency depending grid impedance is investigated. Therefore, grid impedance measurements in three public low voltage power grids are carried out. These measurements show that the grid impedance as well as the grid resonances are time depending. Furthermore, the influences of upstream networks, power generation systems and loads on grid impedance and grid resonances are under investigation. In addition, the relation between consumed power in low voltage grids and grid resonances as well as the relation between generated power in low voltage grids and grid resonances are under investigation.

The second part deals with modeling of an inverter based distributed generation system. The model is derived in a modular way based on state-space representation. This approach offers the opportunity of modeling each component independently of each other. Afterwards, these models are combined to an overall state space model. With this strategy modularity is preserved and the model can be modified or extended for other control strategies and filter topologies easily. Based on this model different active methods for LCL filter resonance damping are investigated.

Subsequently, in the third part, the model of the power inverter is expanded by the impedance of the low voltage power system. With this model the influence of a resistive-inductive and a resistive-inductive-capacitive grid impedance on the control performance of the power inverter is analyzed. Particularly, these investigations show the stable operation area of a power inverter in dependence of the grid impedance. In addition, the suitability of different active damping approaches depending on the grid impedance is under investigation.

Inhaltsverzeichnis

Gutachter	III
Vorwort	V
Kurzfassung	VII
Englische Kurzfassung (Abstract)	IX
Inhaltsverzeichnis	XI
Abkürzungen und Formelzeichen	XIII
1 Einleitung	1
1.1 Motivation	1
1.2 Problemstellung und Zielsetzung	2
2 Grundlagen zu elektrischen Netzen und Wechselrichtern	5
2.1 Netzimpedanz	5
2.2 Wechselrichter in Erzeugungsanlagen	7
2.3 Resonanzstellen	10
3 Untersuchung der frequenzabhängigen Netzimpedanz	15
3.1 Stand der Technik und Ziele innerhalb dieser Arbeit	15
3.2 Bestimmung der Impedanzen im Energieversorgungsnetz	16
3.2.1 Approximation ohne Messung	17
3.2.2 Verfahren zur Messung der Impedanzen	18
3.3 Impedanzmessungen in öffentlichen Niederspannungsnetzen	20
3.3.1 Eingesetzte Messtechnik	20
3.3.2 Standorte und Messaufbau	22
3.4 Impedanz des überlagerten Netzes und Validierung der Messungen	25
3.4.1 Impedanz des überlagerten Netzes	26
3.4.2 Validierung der Messungen	28
3.5 Zeitabhängigkeit der Knotenimpedanz	30
3.6 Zusammensetzung der Knotenimpedanz	35
3.6.1 Knotenimpedanz aus über- und unterlagertem Netz	36
3.6.2 Knotenimpedanz aus überlagertem Netz und PV-Anlage	39
3.6.3 Zusammensetzung der Knotenimpedanz am Standort III	45
3.6.4 Knotenimpedanz in Abhängigkeit vom überlagerten Netz	46
3.7 Zusammenfassung	48

4	Modellierung und Untersuchung von Wechselrichtern	49
4.1	Modellierung und grundlegendes Regelverhalten	49
4.1.1	Stand der Technik und Herangehensweise bei der Modellierung . .	49
4.1.2	Modulation und Verzögerungen	53
4.1.3	Netzfilter	54
4.1.4	Stromregelung	60
4.1.5	Messtechnische Ermittlung des Regelverhaltens im Labor	65
4.1.6	Verallgemeinertes Modell im Zustandsraum	67
4.1.7	Wechselrichterbetrieb mit LCL-Filter	70
4.2	Wechselrichterbetrieb mit aktiver Dämpfung	72
4.2.1	Erweiterung der verallgemeinerten Modellierung	74
4.2.2	Aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz	78
4.3	Ausgangsimpedanz von Wechselrichtern	84
4.3.1	Darstellung und Bestimmung der Ausgangsimpedanz	84
4.3.2	Ausgangsimpedanz bei Wechselrichtern mit L-Filter	86
4.3.3	Ausgangsimpedanz bei Wechselrichtern mit LCL-Filter	89
5	Wechselrichterbetrieb in Abhängigkeit vom Netz	93
5.1	Modellierung der Netzimpedanz und Netzadmittanz	94
5.2	Kombination von Netzfilter und Netz	98
5.2.1	Mathematische Beschreibung	100
5.2.2	Resonanzstelle bei LCL-Filter und ohmsch-induktivem Netz	105
5.2.3	Resonanzstellen bei LCL-Filter und schwingungsfähigem Netz . . .	108
5.3	Systemverhalten unter Berücksichtigung des Netzes	111
5.3.1	Wechselrichter mit L-Filter	111
5.3.2	Wechselrichter mit LCL-Filter	113
5.3.3	Wechselrichter mit LCL-Filter und aktiver Dämpfung	122
6	Zusammenfassung, Fazit und Ausblick	133
6.1	Zusammenfassung und Fazit	133
6.2	Ausblick	134
7	Literaturverzeichnis	137
8	Eigene Veröffentlichungen	157
9	Anhang	159
9.1	Ergänzende Informationen zu den Netzimpedanzmessungen	159
9.2	Systemparameter des netzparallelen Wechselrichtersystems	162
9.3	Ergänzende Informationen zum Laboraufbau	164
9.4	Negative Sequenzen der gemessenen Ausgangsimpedanzen	166
9.5	Zustandsraummodelle der Rückführungen zwecks aktiver Dämpfung	167
9.6	Einfluss der Dämpfung des Netzes bei Wechselrichtern mit LCL-Filter . . .	169
9.7	Ausregelzeit und Überschwingweite eines Wechselrichters am RL-Netz . .	170
9.8	Ausregelzeit und Überschwingweite eines Wechselrichters am RLC-Netz .	172
	Kurzlebenslauf	175

Abkürzungen und Formelzeichen

Abkürzungen

<i>abc</i> -Ebene	ortsfestes dreiphasiges Koordinatensystem
AC	Alternating current (Wechselstrom)
AD-Wandler	Analog-Digital-Wandler
D-Rückführung	Rückführung über einen Differenzierer
DC	Direct current (Gleichspannung)
<i>dq</i> -Ebene	rotierendes Koordinatensystem
FPGA	Field Programmable Gate Array (im Feld programmierbare Logikgatter-Anordnung)
G	Generator
HFR	High frequency resonance (Hochfrequente Resonanzstelle)
I-Rückführung	Rückführung über einen Integrierer
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor (Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode)
L-Filter	Induktives Filter
LCL-Filter	Filter aus zwei Induktivitäten und einer Kapazität in T-Schaltung
LFR	Low frequency resonance (niederfrequente Resonanzstelle)
LTI	Linear time-invariant (linear zeitinvariant)
MIMO	Multiple-input multiple-output (Mehrgrößensystem)
MS	Mittelspannung
P-Rückführung	Rückführung über ein Proportionalglied
PC	Personal Computer
PI-Regler	Proportional-Integral-Regler
PLL	Phase-locked loop (Phasenregelschleife)
PoC	Point of connection (Verknüpfungspunkt)
PR-Regler	Proportional-Resonanter-Regler
PT ₁	Tiefpass erster Ordnung
PV	Photovoltaik
RL-Modell	Ohmsch-induktives Modell
RL-Netz	Ohmsch-induktives Netz
RLC-Netz	Ohmsch-induktiv-kapazitives bzw. schwingungsfähiges Netz
RS-232	Recommended Standard 232
SISO	Single-input single-output (System mit einer Eingangs- und einer Ausgangsgröße)
SRF	Synchronous Reference Frame
TN-C-System	Terre Neutre Combiné

USB	Universal Serial Bus
WR	Wechselrichter
ZRM	Zustandsraummodell
$\alpha\beta$ -Ebene	Ortsfestes zweiphasiges Koordinatensystem

Formelzeichen

Allgemeine Variablendarstellungen

$G_d(z)$	Zeitdiskrete Übertragungsfunktion
$G(s)$	Kontinuierliche Übertragungsfunktion
Σ	Zustandsraummodell
$X(f)$	Frequenzabhängigen Größe bzw. Fouriertransformierte des Signals $x(t)$
$x(k)$	Zeitgröße (zeitdiskret) des Signals x zum Zeitpunkt kT_s
$X(s)$	Laplace-Transformierte des Signals $x(t)$
$x(t)$	Zeitgröße (kontinuierlich) des Signals x
$X(z)$	z -Transformierte des Signals $x(k)$
X	Betrag einer komplexen Größe
\mathbf{X}	Matrix
\vec{x}	Raumzeiger
\underline{X}	Komplexe Größe

Hochgestellte Indizes

+	Positive Sequenz
–	Negative Sequenz
*	Sollwert
α	α -Komponente
β	β -Komponente
dq	dq-Komponenten
d	d-Komponente
q	q-Komponente

Tiefgestellte Indizes

0	offener Regelkreis
AD	Aktive Dämpfung
d	Variable in zeitdiskreter Betrachtungsweise
del	Modulation und Verzögerungen

D	Differenzierer
FG	allgemeine Kombination aus Filter und Netz
I	Einheitsmatrix
I	Integrierer
L	L-Filter
L,RL	Kombination aus L-Filter und ohmsch-induktivem Netz
L,RLC	Kombination aus L-Filter und ohmsch-induktiv-kapazitivem Netz
LCL	LCL-Filter
LCL,RL	Kombination aus LCL-Filter und ohmsch-induktivem Netz
LCL,RLC	Kombination aus LCL-Filter und ohmsch-induktiv-kapazitivem Netz
max	Maximalwert
min	Minimalwert
o	Ausgangsimpedanz
P	Proportionalglied
PI	PI-Regler
RL	ohmsch-induktives Netz
RLC	ohmsch-induktiv-kapazitives Netz
w	Führungsübertragungsfunktion bzw. das dazugehörige Zustandsraummodell
z	Störübertragungsfunktion bzw. das dazugehörige Zustandsraummodell

Spezielle Formelzeichen

a	Koeffizienten des Nennerpolynoms einer gebrochen-rationalen Funktion
A	Amplitude
\mathbf{A}	Systemmatrix
A_a	Amplitude bei f_a (lokales Minimum)
A_{fa}	Amplitude bei f_{fa} (lokales Minimum)
A_{fr}	Amplitude bei f_{fr} (lokales Maximum)
A_{ga}	Amplitude bei f_{ga} (lokales Minimum) auf Basis der Netzimpedanz
A_{ga}^Y	Amplitude bei f_{ga}^Y (lokales Minimum) auf Basis der Netzadmittanz
A_{gr}	Amplitude bei f_{gr} (lokales Maximum) auf Basis der Netzimpedanz
A_{gr}^Y	Amplitude bei f_{gr}^Y (lokales Maximum) auf Basis der Netzadmittanz
A_r	Amplitude bei f_r (lokales Maximum)
A_R	Amplitudenrand
b	Koeffizienten des Zählerpolynoms einer gebrochen-rationalen Funktion
B	Bestimmtheitsmaß
\mathbf{B}	Eingangsmatrix
\mathbf{B}_z	Störeingangsmatrix
\mathbf{C}	Ausgangsmatrix
C_{dc}	Zwischenkreiskapazität des Wechselrichters
C_f	Kapazität des LCL-Filters
C_g	Netzkapazität
\mathbf{D}	Durchgangsmatrix

f	Frequenz
f_{gi}	Netzfrequenz
f_a	Antiresonanzfrequenz (lokales Minimum)
f_{gi}	Netzfrequenz
f_{fa}	Antiresonanzfrequenz des LCL-Filters (lokales Minimum)
f_{fr}	Resonanzfrequenz des LCL-Filters (lokales Maximum)
f_{ga}	Antiresonanzfrequenz des Netzes (lokales Minimum) auf Basis von \underline{Z}_g
f_{ga}^Y	Antiresonanzfrequenz des Netzes (lokales Minimum) auf Basis von \underline{Y}_g
f_{gr}	Resonanzfrequenz des Netzes (lokales Maximum) auf Basis von \underline{Z}_g
f_{gr}^Y	Resonanzfrequenz des Netzes (lokales Maximum) auf Basis von \underline{Y}_g
f_{PLL}	Grenzfrequenz der SRF-PLL
f_r	Resonanzfrequenz (lokales Maximum)
f_s	Abtastfrequenz
f_{sw}	Schaltfrequenz
G	Übertragungsfunktion
G_0	Übertragungsfunktion eines offenen Regelkreises
G_{del}	Übertragungsfunktion der Modulation und Verzögerungen
G_{PR}	Übertragungsfunktion eines PR-Reglers
G_z	Störübertragungsfunktion
i	Zählvariable (ganzzahlig)
I	Strom
\mathbf{I}	Einheitsmatrix
I_{ex}	Zur Impedanzmessung verwendeter Anregestrom
$I_{ex,fg}$	In den Wechselrichter fließender Anregestrom
$I_{ex,g}$	In das Netz fließender Anregestrom
i_f	LCL-Filterkondensatorstrom
i_{fc}	Umrichterseitiger Strom im LCL-Filter bzw. Strom im L-Filter
i_{fg}	Netzseitiger Strom im LCL-Filter bzw. Strom im L-Filter
i_g	Strom am Verknüpfungspunkt PoC
i_{gi}	Strom in der Induktivität L_{gi}
i_{go}	Strom in der Induktivität L_{go}
i_{gp}	Strom im Dämpfungswiderstand R_{gp} des schwingungsfähigen Netzmodells
i_{gs}	Strom in der Netzkapazität C_g
I_k	Dreiphasiger Kurzschlussstrom
j	Imaginäre Einheit
k	Abtastzeitpunkt (abkürzende Schreibweise für kT_s)
k_{AD}	Rückführungsfaktor der aktiven Dämpfung
k_{PIp}	Proportionalverstärkung des PI-Reglers
k_{PLL}	Proportionalverstärkung des Reglers in der PLL
k_{PR}	Verstärkungsfaktor des PR-Reglers
L_0	y-Achsenabschnitt einer frequenzabhängigen Induktivität
L_1	Steigung einer frequenzabhängigen Induktivität
L_{apx}	Approximierte Netzinduktivität
$L_{apx,T}$	Approximierte Induktivität eines Transformators
L_b	Basisinduktivität

L_f	Induktivität des L-Filters
L_{fc}	Umrichterseitige Induktivität des LCL-Filters
L_{fg}	Netzseitige Induktivität des LCL-Filters
L_g	Netzinduktivität
L_{gi}	Innere Induktivität im schwingungsfähigen Netzmodell
L_{go}	Äußere Induktivität im schwingungsfähigen Netzmodell
L_{MS}	Netzinduktivität an einem Verknüpfungspunkt in der Mittelspannung
L_T	Induktivität eines Transformators
m	Ordnung des Zählerpolynoms einer gebrochen-rationalen Funktion
n	Ordnung des Nennerpolynoms einer gebrochen-rationalen Funktion
n	Anzahl bzw. ganzzahliger Wert
n	Ordnung eines Zustandsraummodells
P_{DN}	Durch das unterlagerte Netz bezogene Wirkleistung
P_{PV}	Durch die PV-Anlage erzeugte Wirkleistung
P_n	Nennwirkleistung
R	Ohmscher Widerstand bzw. Resistanz
R_0	y-Achsenabschnitt eines frequenzabhängigen ohmschen Widerstandes
R_1	Steigung eines frequenzabhängigen ohmschen Widerstandes
R_{apx}	Approximierter ohmscher Netzwidestand
$R_{apx,T}$	Approximierter ohmscher Widerstand eines Transformators
R_b	Basisresistanz
R_f	Ohmscher Widerstand des L-Filters
R_{fc}	Umrichterseitiger ohmscher Widerstand des LCL-Filters
R_{fd}	Dämpfungswiderstand im LCL-Filter
R_{fg}	Netzseitiger ohmscher Widerstand des LCL-Filters
R_g	Netzwidestand
R_{ge}	Ersatzwidestand im schwingungsfähigen Netzmodell
R_{gi}	Innerer ohmscher Widerstand im schwingungsfähigen Netzmodell
R_{go}	Äußerer ohmscher Widerstand im schwingungsfähigen Netzmodell
R_{gp}	Paralleler Dämpfungswiderstand im schwingungsfähigen Netzmodell
R_{gs}	Serieller Dämpfungswiderstand im schwingungsfähigen Netzmodell
R_T	Ohmscher Widerstand eines Transformators
R_v	Vorwiderstand
R_{MS}	Resistanz von \underline{Z}_{MS}
s	Laplace-Operator
S_k	Dreiphasige Kurzschlussleistung
$S_{k,MS}$	Kurzschlussleistung in der Mittelspannung
S_n	Nennscheinleistung eines Wechselrichters
S_{PV}	Scheinleistung einer PV-Anlage
$S_{PV,n}$	Nennscheinleistung einer PV-Anlage
$S_{T,n}$	Nennscheinleistung eines Transformators
t	Zeit
T_{PI_n}	Nachstellzeit des PI-Reglers
T_{PLL}	Nachstellzeit des Reglers in der PLL
T_s	Taktperiodendauer bzw. Abtastperiodendauer
u	Eingangsvektor

\hat{u}	Übersetzungsverhältnis eines Transformators
U	Spannung
\hat{U}	Spannungsamplitude
u_a	Spannung der Phase a im dreiphasigen System
u_b	Spannung der Phase b im dreiphasigen System
u_c	Umrichterseitige Spannung im LCL-Filter
u_c	Spannung der Phase c im dreiphasigen System
u_{Cf}	Spannung über dem Kondensators im LCL-Filter
u_{Cg}	Spannung über der Netzkapazität C_g
u_{dc}	Spannung im Zwischenkreis des Wechselrichters
u_g	Netzspannung bzw. Spannung auf der Netzseite des LCL-Filter
U_{gi}	Spannung an der Spannungsquelle des als Thévenin-Äquivalent modellierten Netzes
u_{gi}	Spannung an der Spannungsquelle des als Thévenin-Äquivalent modellierten Netzes
u_{gp}	Spannung über dem Widerstand R_{gp}
U_{LL}	Phase-Phase-Spannung des Netzes
$U_{n,MS}$	Nennspannung eines Mittelspannungsnetzes
$U_{n,NS}$	Nennspannung eines Niederspannungsnetzes
U_{PoC}	Spannung am Verknüpfungspunkt des Netzes
U_{re}	Bei der Impedanzmessung hervorgerufene Spannungsantwort
$u_{T,k}$	Relative Kurzschlussspannung eines Transformators
$U_{T,n}$	Nennspannung der Unterspannungsseite eines Transformators
$u_{T,r}$	Realteil der relativen Kurzschlussspannung eines Transformators
$u_{T,x}$	Imaginärteil der relativen Kurzschlussspannung eines Transformators
U_{Zg}	Spannung an der Netzimpedanz
x	Zustandsvektor
X	Blindwiderstand bzw. Reaktanz
X_{apx}	Approximierte Netzreaktanz
$X_{apx,T}$	Approximierte Reaktanz eines Transformators
X_g	Netzreaktanz
X_{MS}	Netzreaktanz an einem Verknüpfungspunkt in der Mittelspannung
X_T	Reaktanz eines Transformators
y	Ausgangsvektor
Y	Admittanz
Y_o	Ausgangsadmittanz eines Wechselrichters
z	Störeingangsvektor bzw. Störeingangsgröße
z	Operator der z-Transformation
Z	Impedanz
Z_{apx}	Approximierte Netzimpedanz
$Z_{apx,T}$	Approximierte Impedanz eines Transformators
Z_{DN}	Impedanz eines unterlagerten Netzes
Z_g	Netzimpedanz
Z_{MS}	Netzimpedanz an einem Verknüpfungspunkt in der Mittelspannung
Z_o	Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters
Z_{PoC}	Impedanz eines Netzknotens

Z_T	Impedanz eines Transformators
Z_{PV}	Impedanz einer Photovoltaikanlage
Z_{UN}	Impedanz des überlagerten Netzes
$Z_{UN DN}$	Parallelschaltung aus Z_{UN} und Z_{DN}
$Z_{UN PV}$	Parallelschaltung aus Z_{UN} und Z_{PV}
β	Regressionskoeffizient
γ	Verstärkungsfaktor im PI-Regler zur Feinabstimmung
θ_{gi}	Winkel der Netzspannung
θ_{PLL}	Durch die PLL berechneter Winkel der Netzspannung
$\tilde{\theta}_{PLL}$	Rückgeführter Winkel in der SRF-PLL
Σ	Zustandsraummodell
Σ_I	Zustandsraummodell n -ter Ordnung mit einer Verstärkung von 1 bei allen Frequenzen
ϕ	Phasenwinkel
φ	Phasenwinkel einer Spannung
φ_{ex}	Winkel des Anregestroms bei der Impedanzmessung
φ_k	Winkel beim dreiphasigen Kurzschluss
φ_{PV}	Winkel des Stroms einer PV-Anlage bezogen auf die Spannung am PoC
φ_R	Phasenrand
ψ	Impedanzwinkel
ψ_g	Winkel der Netzimpedanz
ψ_{apx}	Winkel der approximierten Netzimpedanz
$\psi_{apx,T}$	Winkel der approximierten Impedanz eines Transformators
ψ_{DN}	Impedanzwinkel eines unterlagerten Netzes
$\psi_{k,MS}$	Kurzschlusswinkel in der Mittelspannung
ψ_{PoC}	Impedanzwinkel eines Netzknotens
ψ_{PV}	Impedanzwinkel einer Photovoltaikanlage
ψ_{UN}	Impedanzwinkel des überlagerten Netzes
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Phasenresonanzfrequenz eines ungedämpften Systems
ω_a	Antiresonanzkreisfrequenz (lokales Minimum)
ω_d	Phasenresonanzfrequenz eines gedämpften Systems
ω_{ex}	Anregefrequenz bei der Impedanzmessung
ω_{gi}	Netzkreisfrequenz
ω_{PR}	Resonanzfrequenz eines PR-Reglers
ω_{PW}	Prewarpfrequenz bei der Diskretisierung eines PR-Reglers
ω_r	Resonanzkreisfrequenz (lokales Maximum)

1 Einleitung

1.1 Motivation

Im Zuge der Energiewende unterliegt das elektrische Energieversorgungssystem einem tiefgreifenden Transformationsprozess. Dieser betrifft gleichermaßen die Erzeugung, den Transport sowie die Nutzung elektrischer Energie. Hinsichtlich der Erzeugung beinhaltet dieser die in Deutschland beschlossene Abkehr von der Kernenergie bis 2022 [1] sowie die angestrebte Dekarbonisierung [2]. Gleichzeitig erfolgt, begünstigt durch das Erneuerbare-Energien-Gesetz, eine verstärkte Nutzung regenerativer Energiequellen, insbesondere der Windenergie und Photovoltaik. So stieg der Anteil des aus regenerativen Energiequellen erzeugten Stroms am Bruttostromverbrauch von 3,4% im Jahr 1990 auf 31,7% im Jahr 2016 [3]. Ebenso stieg die Erzeugungskapazität aller regenerativer Energieerzeuger stark an und beträgt Anfang 2018 mit 104,5 GW 50,3% der in Deutschland installierten Netto-Nennleistung an Erzeugungsanlagen [4]. Dieser Wandel hat weitreichende Folgen für die elektrischen Energieversorgungsnetze. Während die Generatoren in konventionellen Kern- und Kohlekraftwerken für gewöhnlich direkt an das Höchstspannungsnetz angebunden sind, erfolgt der Netzanschluss dezentraler Erzeugungsanlagen mehrheitlich unter Einsatz leistungselektronischer Schaltungen in der Mittel- und Niederspannung. Aufgrund des wetterabhängigen Dargebots an regenerativ erzeugter Energie resultiert dies in einer steigenden Volatilität der Lastflüsse [5], [6]. Gleichzeitig ergeben sich im Zuge des raschen Ausbaus der dezentralen Erzeugung zusätzliche Herausforderungen bei der Sicherstellung der Versorgungsqualität [7]. In Bezug auf die Nutzung elektrischer Energie ist die Steigerung der Energieeffizienz ein zentrales Thema [8], [9]. Vor diesem Hintergrund erfolgt insbesondere ein verstärkter Einsatz hocheffizienter leistungselektronischer Systeme beim Netzanschluss von Lasten [10]. Dies ermöglicht sowohl die Verringerung von Verlusten bei der Energieumwandlung als auch eine bessere Regelung des Betriebsverhaltens elektrischer Anlagen und Geräte und damit eine effizientere Nutzung der elektrischen Energie [11].

Dieser strukturelle Wandel hat große Auswirkungen auf die frequenzabhängige Netzimpedanz. Die Netzimpedanz stellt den Innenwiderstand des Netzes an einem bestimmten Verknüpfungspunkt dar. Sie hat damit entscheidenden Einfluss auf das Ausmaß der Interaktionen zwischen dezentralen Erzeugungsanlagen und Energieversorgungsnetzen. Dabei ist die Netzimpedanz keine Größe, die ausschließlich durch die Netzbetriebsmittel gegeben ist. Vielmehr geht sie aus der Verschaltung aller Impedanzen in Hinblick eines Netzverknüpfungspunktes hervor und setzt sich damit aus den Impedanzen der Netzbetriebsmittel, der Erzeugungsanlagen und auch der Lasten zusammen. Der Wandel der Netzimpedanz resultiert folglich nicht nur aus Anpassungen und Verstärkung der Netzbetriebsmittel, sondern auch aus der Integration von Erzeugungsanlagen, welche zum überwiegenden Teil durch moderne leistungselektronische Systeme mit dem Netz verbunden sind [12]. Darüber hinaus

führt auch der steigende Anteil leistungselektronischer Systeme bei der Netzkopplung von Lasten zu Veränderungen in der frequenzabhängigen Netzimpedanz. Zu den Veränderungen zählt auch das verstärkte Auftreten von Resonanzstellen. Diese können die Versorgungsqualität beeinträchtigen und die Stabilität netzparalleler Anlagen gefährden. Für eine zuverlässige und qualitativ hochwertige elektrische Energieversorgung ist folglich eine Abstimmung der Eigenschaften der netzparallelen Anlagen und der Netzimpedanz aufeinander erforderlich. Aus diesem Grund werden in dieser Arbeit die Wechselwirkungen zwischen dem Netz und den dezentralen Erzeugungsanlagen untersucht.

1.2 Problemstellung und Zielsetzung

Diese Arbeit liefert einen Beitrag zur Untersuchung der Wechselwirkungen zwischen dezentralen Erzeugungsanlagen und Energieversorgungsnetzen. Hierbei werden das Netz, der Wechselrichter der Erzeugungsanlage sowie die Kombination aus beidem betrachtet.

Die Untersuchung der Interaktionen zwischen dezentralen Erzeugungsanlagen und Energieversorgungsnetzen stellt ein komplexes Thema dar. So zeigt sich, dass zwischen dezentralen Erzeugungsanlagen und Netzen verschiedenste Interaktionen auftreten. Im Hinblick auf das Netz hängen unter anderem Beeinflussungen der Netzfrequenz, des Blindleistungshaushalts und der Wirkleistungsflüsse sowie Änderungen der Netzspannung und der Netzimpedanz eng mit dem Betrieb von Erzeugungsanlagen zusammen. Umgekehrt hängt das Betriebsverhalten einer Erzeugungsanlage, und damit auch der durch die Anlage ins Netz eingespeiste Strom, von der Netzspannung und der Netzimpedanz ab. Aufgrund der vielschichtigen Interaktionen ist eine Eingrenzung des Themas erforderlich. Die Untersuchungen der Interaktionen fokussieren sich daher auf die Abhängigkeit der Impedanz unterschiedlicher Netzverknüpfungspunkte von dezentralen Erzeugungsanlagen. Ferner wird die Abhängigkeit des Stroms und der Stabilität einer Erzeugungsanlage von der frequenzabhängigen Netzimpedanz analysiert. Die konkreten Zielsetzungen werden im Folgenden beschrieben.

Die Analyse der Abhängigkeit der Netzimpedanz von dezentralen Erzeugungsanlagen ist Gegenstand von Kapitel 3. Die Grundlage für diese Untersuchungen bilden Messungen in öffentlichen Niederspannungsnetzen. Hierbei werden zunächst die Zeitabhängigkeit der frequenzabhängigen Netzimpedanz sowie die in ihr auftretenden Resonanzstellen untersucht. Zusätzlich wird an unterschiedlichen Netzknoten die genaue Zusammensetzung der Impedanz aus überlagertem Netz, Erzeugungsanlagen und Lasten analysiert. Zu diesem Zweck wird die Impedanz der Netzknoten in die des überlagerten Netzes, der Erzeugungsanlagen und der Lasten aufgespalten, sodass der Einfluss aller drei Parameter auf die Gesamtimpedanz identifiziert werden kann. Da insbesondere Resonanzstellen in der Netzimpedanz zu einer Beeinträchtigung der Spannungsqualität führen können, werden diese gesondert hinsichtlich ihrer Ursache und Abhängigkeit vom überlagerten Netz, der Erzeugung und der Last untersucht und bewertet.

In Kapitel 4 liegt der Fokus auf der Modellierung und Untersuchung von Wechselrichtern unter Vernachlässigung des Netzes. Wechselrichter dienen in dezentralen Erzeugungsanlagen zur Umwandlung der erzeugten elektrischen Energie in einen netzkonformen Wechsel- bzw. Drehstrom und haben folglich entscheidenden Einfluss auf die Interaktionen zwischen der

Erzeugungsanlage und dem Netz. Ziel dieses Kapitels ist es, den Wechselrichter als Grundlage für nachfolgende Untersuchungen mit Berücksichtigung des Netzes mathematisch zu modellieren und das Modell zu validieren. Ferner werden anhand dieses Modells grundlegende Eigenschaften des Wechselrichters, insbesondere der stabile Arbeitsbereich in Abhängigkeit vom LCL-Filter und die Anwendung der aktiven Dämpfung bei Wechselrichtern mit Netzstromregelung, analysiert. Die Modellierung erfolgt hierbei modular, sodass das Modell für die zu untersuchenden Varianten in Kapitel 4 angepasst und auch für die Untersuchung der Interaktionen des Wechselrichters mit dem Netz in Kapitel 5 zugrunde gelegt werden kann.

Basierend auf den Erkenntnissen zur Netzimpedanz in Kapitel 3 und der Modellierung des Wechselrichters in Kapitel 4 werden in Kapitel 5 die Interaktionen zwischen dem Netz und dem Wechselrichter untersucht. Da insbesondere hohe Netzinduktivitäten, aber auch Resonanzstellen im Netz das System destabilisieren können, werden die Auswirkungen eines ohmsch-induktiven und eines schwingungsfähigen Netzes mit Resonanz- und Antiresonanzstelle im Folgenden intensiv analysiert. Hierzu erfolgt zunächst die Definition eines ohmsch-induktiven und eines schwingungsfähigen ohmsch-induktiv-kapazitiven Netzmodells, welche mit dem Wechselrichtermodell kombiniert werden. Die folgenden Untersuchungen zeigen insbesondere den Einfluss der Netzinduktivität und den Einfluss von Resonanzstellen in der Netzimpedanz auf das Betriebsverhalten des Wechselrichters. Zusätzlich wird die Regelperformance und der stabile Arbeitsbereich des Wechselrichters in Abhängigkeit von der Netzimpedanz sowie unterschiedlichen aktiven Dämpfungsverfahren im Wechselrichter untersucht und evaluiert.

2 Grundlagen zu elektrischen Netzen und Wechselrichtern

Dieses Kapitel dient der Erörterung grundlegender Aspekte sowie der Definition der Rahmenbedingungen der in dieser Arbeit betrachteten Systeme. Hierzu zählen die Netzimpedanz und die in dezentralen Erzeugungsanlagen eingesetzten Wechselrichter. Ferner sind die in diesen bzw. zwischen diesen Systemen auftretenden Resonanzstellen Gegenstand dieses Kapitels. Für darüber hinausgehende Grundlagen hinsichtlich des Netzes sei auf [13] sowie [14] und hinsichtlich Wechselrichter in dezentralen Erzeugungsanlagen auf [15] sowie [16] verwiesen.

2.1 Netzimpedanz

Die Netzimpedanz \underline{Z}_g beschreibt den Innenwiderstand des Netzes an einem bestimmten Netzverknüpfungspunkt bzw. Netzknoten. Für die Interaktionen zwischen dezentralen Erzeugungsanlagen und elektrischen Energieversorgungsnetzen ist sie daher von fundamentaler Bedeutung. Aufgrund dessen werden im Folgenden elementare Eigenschaften der Netzimpedanz erörtert.

Vereinfacht kann das gesamte elektrische Netz aus Sicht eines Netzverknüpfungspunktes PoC als Thévenin-Äquivalent, bestehend aus einer Spannungsquelle und einem Innenwiderstand, dargestellt werden, Abbildung 2.1. Bei dieser Betrachtung entspricht der Innenwiderstand des Thévenin-Äquivalents der Netzimpedanz, während die Klemmen eine Anschlussmöglichkeit für eine Erzeugungsanlage oder eine Last repräsentieren.

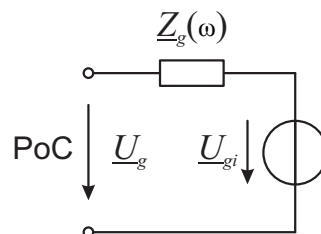


Abb. 2.1: Netzverknüpfungspunkt mit Netzimpedanz \underline{Z}_g dargestellt als Thévenin-Äquivalent

Zusammen mit dem Stromfluss einer an den Netzknoten angeschlossenen Anlage ist die Netzimpedanz verantwortlich für das Auftreten von Netzurückwirkungen [17]. Hierzu zählen unter anderem die Anhebung und Absenkung der Spannung bei der Grundschwingungsfrequenz, Flicker, Oberschwingungen sowie zwischenharmonische Spannungen [18]. Da der

Strom am Verknüpfungspunkt stets über die Netzimpedanz fließen muss, ist dieser Teil der Regelstrecke von Erzeugungsanlagen und Lasten. Aus diesem Grund beeinflusst die Netzimpedanz maßgeblich die Interaktionen zwischen dem Netz und den ans Netz angeschlossenen Anlagen und zusätzlich auch das Regelverhalten der Anlagen sowie die Systemstabilität [19]. Gleichzeitig stellt sie die Kopplungsimpedanz für leitungsgebundene Störgrößen zwischen unterschiedlichen Anlagen dar. Folglich ist sie ebenso ein wichtiger Faktor für die Interaktion unterschiedlicher Anlagen [20]. Um die zu erwartenden Interaktionen zwischen dem Netz und der bzw. den anzuschließenden Anlagen zu beurteilen, wird die Netzimpedanz bei der Anschlussplanung von Erzeugungsanlagen und größeren Lasten herangezogen [21], [22], [23], [24].

Bei der Charakterisierung der Netzimpedanz Z_g ergeben sich drei grundlegende Eigenschaften. Erstens ist die Netzimpedanz abhängig vom betrachteten Netzknoten. Dies ist mit den unterschiedlichen lokalen Netzbetriebsmitteln wie Transformatoren, Kabeln und Freileitungen aber auch den lokal angeschlossenen Lasten und Erzeugern zu erklären. Zweitens ist die Netzimpedanz frequenzabhängig. Hierfür sind die induktiven und kapazitiven Anteile der Netzbetriebsmittel aber auch aller ans Netz angeschlossenen Anlagen und Geräte wie Kompensationseinrichtungen oder Filterschaltungen verantwortlich. Drittens lässt sich festhalten, dass die Netzimpedanz zeitabhängig ist. Die Zeitabhängigkeit ist im Wesentlichen mit den unterschiedlichen Betriebszuständen netzparalleler Anlagen [25] und Schaltzustandsänderungen des Netzes zu begründen. Zusätzlich zu diesen drei grundlegenden Eigenschaften ist die Netzimpedanz abhängig von der Perspektive aus der sie betrachtet wird. Diese Abhängigkeit von der Perspektive ist beispielhaft in Abbildung 2.2 anhand eines Verknüpfungspunktes mit zwei angeschlossenen Anlagen dargestellt. Insgesamt können hier drei unterschiedliche Impedanzen als Netzimpedanz definiert werden. Zum einen kann die Netzimpedanz aus Sicht der Anlage A bestimmt werden. Diese ist die Parallelschaltung der Impedanz des überlagerten Netzes und der der Anlage B. Analog hierzu ist die Netzimpedanz aus Sicht der Anlage B zusammengesetzt aus der Impedanz des überlagerten Netzes und der der Anlage A. Als drittes kann die Gesamtimpedanz des Knotens PoC, bestehend aus überlagertem Netz, Anlage A und Anlage B, als Netzimpedanz aufgefasst werden. Diese, im Folgenden auch als Knotenimpedanz Z_{PoC} bezeichnete Netzimpedanz, würde eine zusätzlich an den Knoten anzuschließende Anlage wahrnehmen.

Aus diesen Überlegungen folgt, dass jede ans Netz angeschlossene Anlage bzw. jedes ans Netz angeschlossene Gerät Einfluss auf die Impedanzen hat. Dies führt zu einer extrem hohen Komplexität. Aus diesem Grund erfolgen Untersuchungen in Zusammenhang mit der Netzimpedanz in der Regel ausschließlich auf Basis der Netzimpedanz bei der Grundschwingungsfrequenz des Netzes. Mit diesen Vereinfachungen kann die Netzimpedanz aus dem Kurzschlussstrom einer Kurzschlussrechnung nach [26] ermittelt werden. Durch diese Herangehensweise werden alle Elemente, die keinen Beitrag zum Kurzschlussstrom am zu betrachtenden Knoten liefern, vernachlässigt. Die Kurzschlussrechnung erfolgt dann entweder analytisch oder mit einem Netzberechnungsprogramm. Grundsätzlich werden durch die Kurzschlussrechnung der maximale und der minimale Kurzschlussstrom berechnet [26]. Der maximale wird benötigt, um die Netzbetriebsmittel entsprechend der Kurzschlussbelastung zu dimensionieren. Mit dem minimalen werden unter anderem die unteren Auslöseschwellen von Schutzorganen geeignet gewählt. Beide Varianten resultieren aus den möglichen Schaltzuständen des Netzes sowie dem potentiellen Beitrag von Erzeugungsanlagen zum

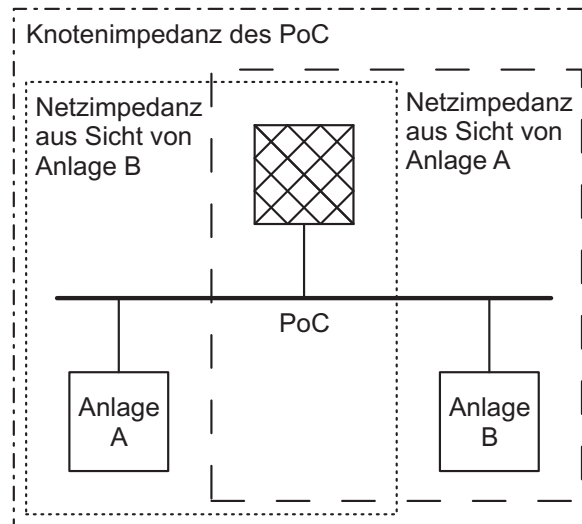


Abb. 2.2: Netzimpedanzen in Abhängigkeit von der Betrachtungsweise des Netzes

Kurzschlussstrom [26]. Bei der Betrachtung von Netzurückwirkungen wird der Kurzschlussstrom $\underline{I}_k = I_k \cdot e^{-j\varphi_k}$ üblicherweise nicht direkt verwendet. Stattdessen wird der Betrag der Kurzschlussleistung

$$S_k = \sqrt{3} \cdot U_{LL} \cdot I_k \quad (2.1)$$

oder direkt die Netzimpedanz

$$\underline{Z}_g \Big|_{f=50\text{Hz}} = Z_g \cdot e^{j\psi_g} \Big|_{f=50\text{Hz}} = \frac{U_{LL}}{\sqrt{3} \cdot I_k \cdot e^{-j\varphi_k}} = \frac{U_{LL}^2}{S_k} \cdot e^{j\varphi_k} \quad (2.2)$$

angegeben. Der hinsichtlich Netzurückwirkungen ungünstigste Fall ist jener mit der größten Netzimpedanz und damit mit der kleinsten Kurzschlussleistung. Basierend auf der Netzimpedanz bei 50Hz kann in Verbindung mit einem ohmsch-induktiven Netzmodell eine frequenzabhängige Netzimpedanz berechnet werden, vgl. Kapitel 3.2.1.

Die Verwendung ohmsch-induktiver Netzmodelle bei der Untersuchung des Regelverhaltens netzparalleler Wechselrichter findet sich unter anderem in [19], [27], [28], [29] sowie [30] und ist in der Wissenschaft weiterhin sehr weit verbreitet. In Erweiterung hierzu erfolgt in dieser Arbeit die Berücksichtigung von Resonanzstellen in der Netzimpedanz. Diese können zu unerwartet hohen oder niedrigen Netzimpedanzen führen und damit den Regelkreis destabilisieren bzw. zu unerwartet hohen Netzurückwirkungen führen. Weiterführende Informationen zu Resonanzstellen finden sich in Kapitel 2.3.

2.2 Wechselrichter in Erzeugungsanlagen

Wechselrichter dienen zur Umwandlung von Gleichspannung in netzkonforme Wechselspannung. Sie werden heutzutage in nahezu allen regenerativen Erzeugungsanlagen verwendet. Insbesondere bei Photovoltaikanlagen sind sie zwingend erforderlich, da Photovoltaikmodule keine Wechsel-, sondern Gleichspannung bereitstellen [31]. In Windenergieanlagen wer-

den Wechselrichter ebenfalls in großem Maßstab eingesetzt. Sie dienen hier zur Entkopplung der Netzfrequenz von der Rotationsfrequenz des Triebstrangs [32]. Da Wechselrichter in Erzeugungsanlagen direkt an der Schnittstelle zum Netz eingesetzt werden, bestimmen sie maßgeblich die Interaktionen zwischen den Anlagen und dem Netz. Ausgehend von Erzeugungsanlagen mit Vollumrichtern ist es in dieser Arbeit daher hinreichend, ausschließlich die Interaktionen zwischen dem Wechselrichter und dem Netz zu untersuchen. Aus diesem Grund wird im Folgenden der Aufbau und die Funktionsweise von Wechselrichtern skizziert. Hierbei liegt der Fokus auf dem in dieser Arbeit zugrunde gelegten System.

Den grundlegenden Aufbau eines Wechselrichters mit der Untergliederung in einen Leistungs- und einen Regelteil zeigt Abbildung 2.3. Zum Leistungsteil zählen jene Komponenten, über die die umzuwandelnde Energie fließt. Hierzu zählen somit die speisende Spannungsquelle, der Umrichter und das Filter. Der Regelteil hingegen schließt alle Komponenten ein, die für die Generierung der Schaltsignale im Umrichter erforderlich sind. Dies sind im hauptsächlich die Messungen und AD-Wandler, die Netzsynchro-nisation, die Regelung sowie die Modulation.

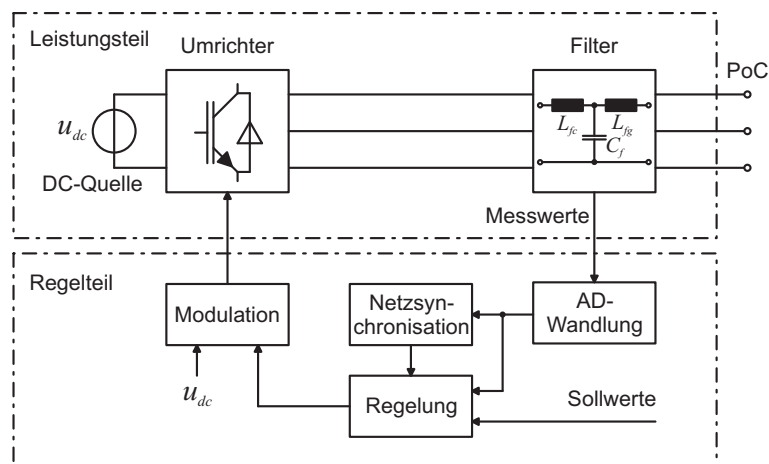


Abb. 2.3: Grundlegender Aufbau eines Wechselrichters

Leistungsteil

Der Leistungsteil besteht im Allgemeinen aus einer Spannungsquelle, einem Umrichter und einem Filter. Hierbei repräsentiert die Gleichspannungsquelle die Quelle der umzuformenden Energie. Diese stellt im Falle einer Photovoltaikanlage die Photovoltaikmodule bzw. bei einer Windenergieanlage den Triebstrang und ggf. den Gleichrichter dar [33], [34]. Es gilt die Annahme, dass diese Spannung konstant ist. Die leistungselektronischen Bauteile sind Teil des Umrichters. Dieser wandelt die am Eingang anliegende Gleichspannung durch geeignetes Ein- und Ausschalten der Leistungshalbleiter in eine pulsweitenmodulierte Spannung am Ausgang um. Die Auswahl der Leistungshalbleiter sowie deren Verschaltung ist abhängig vom genauen Einsatzgebiet. Weit verbreitet sind zwei- und dreistufige Brückenschaltungen [35], [36]. Während es mit zweistufigen Umrichtern möglich ist zwei unterschiedliche Spannungsstufen am Ausgang zu stellen, bieten dreistufige Wechselrichter drei Spannungsstufen und damit geringere Störemissionen bei jedoch höherem schaltungstechnischen Aufwand

[37]. Abbildung 2.4 zeigt den mittels IGBTs realisierten Aufbau des in dieser Arbeit zugrunde gelegten zweistufigen Umrichters.

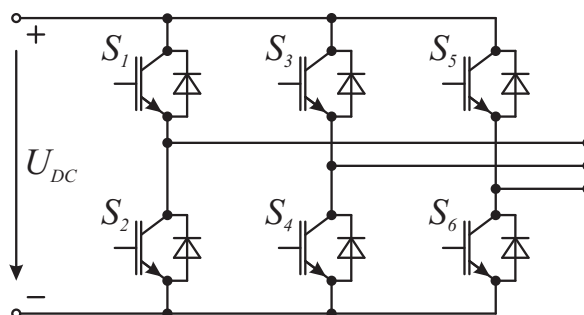


Abb. 2.4: Zweistufiger, dreiphasiger Wechselrichter

Aufgrund der pulswidenmodulierten Spannung am Ausgang des Umrichters und der Netzanschlussregeln ist ein Filter zwischen dem Umrichter und dem Netzverknüpfungspunkt PoC erforderlich. Üblicherweise werden in Wechselrichtern L-Filter, bestehend aus einer Drossel, oder LCL-Filter, bestehend aus zwei Drosseln und einer Kapazität, verwendet. Obwohl LCL-Filter eine Resonanzstelle enthalten und daher negative Auswirkungen auf die Stabilität des Wechselrichters haben können, werden sie in Erzeugungsanlagen gegenüber L-Filtern bevorzugt eingesetzt. Dies ist begründet in der deutlich stärkeren Dämpfung bei geringeren Kosten sowie dem geringeren Gewicht und den kleineren Abmessungen gegenüber L-Filtern [38], [39]. Nähere Informationen und die in dieser Arbeit erforderlichen Modelle des L- und LCL-Filters finden sich in Kapitel 4.1.3.

Steuerteil

Die elementaren Bestandteile des Regelteils sind die AD-Wandlung, die Regelung, die Netzsynchronisation und die Modulation, Abbildung 2.3. Für die Regelung des durch den Wechselrichter ins Netz eingespeisten Stroms und die Netzsynchronisation werden Istwerte der Ströme und Spannungen benötigt. Die hierzu erforderlichen Messungen erfolgen am Filter des Leistungsteils und werden über AD-Wandler diskretisiert. Die Stromregelung des Umrichters kann mit Phasengrößen (Natural Reference Frame Control), Drehzeigern (Stationary Reference Frame Control) oder Festzeigern (Synchronous Reference Frame Control) erfolgen [40], [41]. Bei der Regelung mit Phasengrößen wird der Strom in jeder Phase durch einen eigenen Regler geregelt. Für die Regelung werden häufig nichtlineare Regelungsverfahren verwendet. Möglich sind aber auch PI- und PR-Regler [40]. Neben der Regelung mit Phasengrößen ist auch eine Regelung mit Drehzeigern möglich. Hierzu erfolgt zunächst eine Clarke-Transformation der Phasengrößen, sodass die Regelung basierend auf Raumzeigern in der $\alpha\beta$ -Ebene mittels PR-Reglern erfolgen kann. Diese haben bei der Resonanzfrequenz eine hohe Verstärkung, was den stationären Regelfehler weitestgehend eliminiert [40], [42]. In dieser Arbeit kommt die Regelung mit Festzeigern basierend auf der Park-Transformation der zu regelnden Größen in die mit der Netzfrequenz rotierende dq -Ebene zur Anwendung. Da die zu regelnden Größen im eingeschwungenen Zustand nach der Transformation als Gleichgrößen vorliegen, kann eine stationär genaue Regelung mit PI-Reglern erfolgen [43].

Der für die Park-Transformation erforderliche instantane Winkel der Netzspannung wird durch die Netzsynchronisation mittels Phasenregelschleife bereitgestellt [40]. Die Ausgangsgröße der in dieser Arbeit verwendeten Regelung sind Spannungssollwerte. Diese werden durch eine trägerbasierte Pulsweitenmodulation in Schaltzustände der Leistungshalbleiter des Umrichters umgewandelt. Die Grundlage für die Umwandlung ist ein digital implementierter Sinus-Dreieck-Vergleich. Weiterführende Informationen bezüglich Modulationsverfahren sind in [35], [44] und [45] zu finden.

2.3 Resonanzstellen

Resonanzstellen können sowohl in der Netzimpedanz als auch in Wechselrichtern auftreten. Ferner können sie aus der Kombination von Netzen und Wechselrichtern resultieren. Die Vernachlässigung von Resonanzstellen kann bei der Analyse von Oberschwingungen oder der Stabilität netzparalleler Wechselrichter zu erheblichen Fehlbeurteilungen führen. Der Grund hierfür ist, dass Resonanzstellen sowohl den Amplituden- als auch den Phasengang innerhalb begrenzter Frequenzintervalle stark beeinflussen können. Die entscheidenden Parameter von Resonanzstellen sind daher unter anderem die Frequenz und die Amplitude. Die Ursache einer Resonanzstelle ist stets das Vorhandensein eines Schwingkreises bestehend aus einem induktiv und einem kapazitiv wirkenden Element. In realen Schaltungen sind ferner die dämpfend wirkenden ohmschen Anteile zu berücksichtigen. Im Energieversorgungssystem sind die ohmsch, induktiv und kapazitiv wirkenden Elemente beispielsweise durch Transformatoren, Motoren, Kabel, Freileitungen, Blindleistungskompensationsanlagen und Wechselrichter gegeben. In Wechselrichtern hingegen sind Resonanzstellen häufig in Filtern vorzufinden. Entsprechend der Verschaltung wird zwischen Parallel- und Serienresonanz unterschieden. Hierbei führt die parallele Verschaltung zu einer Impedanzüberhöhung bzw. Admittanzabsenkung und die serielle zu einer Impedanzabsenkung bzw. einer Admittanzüberhöhung bei der Resonanzfrequenz. Parallelschwingkreise werden daher auch als Sperrkreise und Reihenschwingkreise auch als Saugkreise bezeichnet.

Für Resonanzstellen existieren zwei Definitionen, die grundsätzlich zu unterschiedlichen Ergebnissen führen [46]. Im Sinne der Allgemeingültigkeit wird zunächst nicht von einer frequenzabhängigen Impedanz oder Admittanz, sondern vom allgemeinen Frequenzgang

$$\underline{A}(\omega) = \frac{b_0 + b_1(j\omega)^1 + b_2(j\omega)^2 + \dots + b_m(j\omega)^m}{a_0 + a_1(j\omega)^1 + a_2(j\omega)^2 + \dots + a_n(j\omega)^n} = A(\omega)e^{j\phi(\omega)} \quad (2.3)$$

mit den Koeffizienten a und b sowie der Ordnung des Zählerpolynoms m und der Ordnung des Nennerpolynoms n ausgegangen [47], [48]. Basierend auf dem allgemeinen Frequenzgang eines Übertragungssystems können Resonanzstellen sowohl anhand des Amplitudengangs $A(\omega) = |\underline{A}(\omega)|$ als auch anhand des Phasengangs $\phi(\omega) = \arg(\underline{A}(\omega))$ definiert werden. Abhängig von der gewählten Definition werden Resonanzstellen daher auch als Amplitudenresonanz- bzw. Amplitudenantiresonanzstellen oder Phasenresonanzstellen bezeichnet [46]. Abbildung 2.5 gibt einen Überblick über die Einteilung von Resonanzen.

Amplitudenresonanz bzw. Amplitudenantiresonanz liegt bei allen Frequenzen ω vor, bei denen der Amplitudengang $A(\omega)$ ein lokales Maximum oder Minimum aufweist [46]. Hierbei werden lokale Maxima als Amplitudenresonanzstellen und lokale Minima als Amplitudenantiresonanzstellen bezeichnet, Abbildung 2.5. Die mathematischen Bedingungen für Amplitudenresonanz lautet infolgedessen

$$\left. \frac{d|A(\omega)|}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_r} = 0 \quad \text{und} \quad \left. \frac{d^2|A(\omega)|}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_r} < 0, \quad (2.4)$$

während Amplitudenantiresonanz durch

$$\left. \frac{d|A(\omega)|}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_a} = 0 \quad \text{und} \quad \left. \frac{d^2|A(\omega)|}{d\omega^2} \right|_{\omega=\omega_a} > 0 \quad (2.5)$$

definiert ist. Hierbei ist ω_r eine Amplitudenresonanzfrequenz und ω_a eine Amplitudenantiresonanzfrequenz. Aus diesen Definitionen folgen zwei Aspekte. Zunächst ist bereits bei kleinen elektrischen Netzwerken die analytische Bestimmung der Amplitudenresonanz- und Amplitudenantiresonanzstellen infolge der Betragsfunktion, der Differentialfunktion sowie des als gebrochen-rationale Funktion vorliegenden Frequenzgangs problematisch. Eine Lösung hierfür bieten numerische Lösungsverfahren. Ferner folgt aus den Definitionen, dass die Anzahl der Amplitudenresonanz- und Amplitudenantiresonanzstellen nicht direkt aus der Gleichung (2.3) des Frequenzgangs ablesbar ist. Stattdessen resultiert die Anzahl aus dem Zählergrad der ersten Ableitung des Betrags, wobei bei der Ableitung die Quotientenregel anzuwenden ist. Die maximale Anzahl der lokalen Extrema, also die Summe der Amplitudenresonanz- und Amplitudenantiresonanzstellen, lautet daher

$$\max \{ (m-1)n, (n-1)m \} \quad m, n \in \mathbb{N}^* \quad , \quad (2.6)$$

wobei m die Ordnung des Zählers und n die Ordnung des Nenners von $|A(\omega)|$ darstellt. Die tatsächliche Anzahl ist in der Regel niedriger und hängt von den ohmschen Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten sowie deren Verschaltung ab.

Phasenresonanz liegt bei allen Frequenzen vor, bei denen der Phasengang $\phi(\omega) = \arg(A(\omega))$ einen Winkel von $\phi = 0^\circ$ oder $\phi = 180^\circ$ aufweist [46]. Dies ist gleichzusetzen mit einem verschwindenden Imaginärteil. Die beiden gleichwertigen Bedingungen für Phasenresonanz lauten damit

$$\arg(A(\omega)) = \begin{cases} 0^\circ \\ 180^\circ \end{cases} \quad \text{und} \quad \Im \{ A(\omega) \} = 0 \quad . \quad (2.7)$$

Häufig wird die Phasenresonanzfrequenz auch als Eigenfrequenz bezeichnet. Sie entspricht der Frequenz, mit der ein einmal angeregtes System nach Abklingen des Einschwingprozesses schwingt [49]. Diese Schwingung wird auch als freie Schwingung bezeichnet. Generell können Systeme mehrere Phasenresonanzfrequenzen aufweisen und schwingen daher nach Anregung auch mit mehreren Frequenzen gleichzeitig [50]. Es wird zwischen gedämpften und ungedämpften Phasenresonanzen unterschieden. Bei einer ungedämpften Schwingung

entspricht die Phasenresonanzfrequenz ω_0 einer Amplitudenresonanz- bzw. Amplitudenantiresonanzfrequenzen ω_r bzw. ω_a [51]. Bei einem gedämpften, schwingungsfähigen System wird die Phasenresonanzfrequenz mit ω_d bezeichnet.

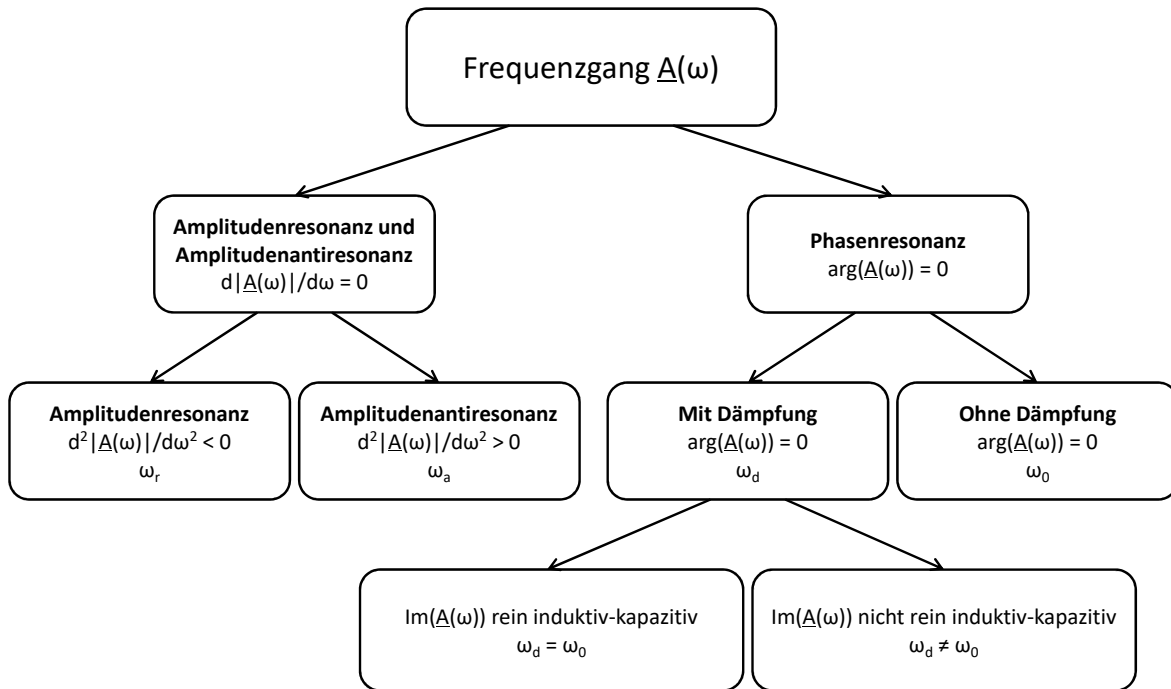


Abb. 2.5: Kategorisierung von Amplituden- und Amplitudenantiresonanz sowie Phasenresonanz

Im weiteren Verlauf dieser Arbeit werden ausschließlich Amplitudenresonanzen und Amplitudenantiresonanzen betrachtet. Aus diesem Grund werden sie im Folgenden abkürzend als Resonanzen bzw. Antiresonanzen bezeichnet. Aufbauend auf den allgemeinen Definitionen anhand des Frequenzgangs $\underline{A}(\omega)$ in den Gleichungen (2.4) und (2.5) können die Parameter der Amplitudenresonanz- und Amplitudenantiresonanzstellen von Impedanzen $\underline{Z}(\omega)$ und Admittanzen $\underline{Y}(\omega)$ berechnet werden. Hierbei zeigt sich, dass aufgrund des Zusammenhangs

$$\underline{Z}(\omega)e^{j\psi(\omega)} = \frac{1}{\underline{Y}(\omega)e^{-j\psi(\omega)}} \quad (2.8)$$

zwischen der frequenzabhängigen Impedanz und Admittanz Unterschiede auftreten. So zeigt sich, dass die Frequenzen und die Amplituden der Resonanzstellen in der Impedanz denen der Antiresonanzstellen in der Admittanz entsprechen. Analog hierzu entsprechen die Frequenzen und die Amplituden der Antiresonanzstellen in der Impedanz denen der Resonanzstellen in der Admittanz. In dieser Arbeit gilt daher, dass bei der alleinigen Betrachtung des Netzes in Kapitel 3 stets Impedanzen zugrunde gelegt werden, da hohe Impedanzen hinsichtlich Netzrückwirkungen kritisch sind. Die Untersuchungen von Wechselrichtern in Kapitel 4 bzw. netzparallelen Wechselrichtern in Kapitel 5 in Verbindung mit Resonanzen bzw. Antiresonanzen basieren hingegen auf Admittanzen, da hier in erster Linie die Resonanzstellen der Admittanz die Stabilität des Systems gefährden.

Es ist anzunehmen, dass die Probleme mit Resonanzstellen in Zukunft tendenziell zunehmen werden. Diese Vermutung stützt sich auf zwei Trends, durch die der Anteil von kapazitiven Elementen im Netz steigt. Der erste Trend ist im zunehmenden Einsatz von Kabeln anstelle von Freileitungen begründet, da Kabel verglichen mit Freileitungen eine wesentlich höhere Betriebskapazität pro Längeneinheit aufweisen [52]. Folglich erhöht der Ersatz von Freileitungen durch Kabel den kapazitiven Anteil der Netzimpedanz. Der zweite Trend ist der verstärkte Einsatz von Leistungselektronik und den dazugehörigen Filterschaltungen. In diesen Filtern werden aus wirtschaftlichen Gründen zunehmend kleinere Spulen und größere Kondensatoren verbaut [53]. Diese Kondensatoren tragen daher ebenfalls zu einer Erhöhung des kapazitiven Anteils der Netzimpedanz bei, was in Verbindung mit der Induktivität des Netzes zu Resonanzstellen führt [54].

3 Untersuchung der frequenzabhängigen Netzimpedanz

In diesem Kapitel wird die frequenzabhängige Netzimpedanz sowie deren Zusammensetzung und Abhängigkeit von Lasten und Erzeugern analysiert. Die Basis für diese Untersuchungen bilden Messungen in drei öffentlichen Niederspannungsnetzen. Hierzu erfolgt in Kapitel 3.1 zunächst eine Zusammenfassung des Standes der Technik hinsichtlich durchgeführter Netzimpedanzmessungen in öffentlichen Niederspannungsnetzen. Darüber hinaus werden die innerhalb dieser Arbeit mit den Netzimpedanzmessungen verfolgten Ziele konkretisiert. Einen Überblick über die in der Literatur beschriebenen Methoden zur Messung der Netzimpedanz sowie die Auswahl des innerhalb dieser Arbeit am besten geeigneten Verfahrens bietet Kapitel 3.2. Die bei der Auswahl der Messstandorte zugrunde gelegten Anforderungen sowie Details zur eingesetzten Messtechnik und zum Messaufbau an den ausgewählten Standorten können Kapitel 3.3 entnommen werden. Anschließend an die Erörterung der Rahmenbedingungen finden sich die Messergebnisse in den Kapiteln 3.4 bis 3.6. Hierbei liegt in Kapitel 3.4 der Fokus auf der Impedanz des überlagerten Netzes und der Validierung der Messergebnisse. Die Zeitabhängigkeit der Impedanz unterschiedlicher Netzknoten ist Gegenstand von Kapitel 3.5. Daran anknüpfend wird in Kapitel 3.6 der Einfluss von Lasten und Erzeugern sowie des überlagerten Netzes auf den Frequenzgang und insbesondere auf die Frequenz und die Amplitude der Resonanzstellen untersucht. Abschließend erfolgt eine Zusammenfassung der Ergebnisse in Kapitel 3.7.

3.1 Stand der Technik und Ziele innerhalb dieser Arbeit

Obgleich zahlreiche Publikationen verschiedenste Methoden zur Messung der frequenzabhängigen Netzimpedanz vorstellen und diese experimentell im Labor validieren (vgl. Kapitel 3.2), ist die Anzahl publizierter Ergebnisse von Messkampagnen hinsichtlich der frequenzabhängigen Netzimpedanz in öffentlichen Netzen gering. Grundlegende Arbeiten zur frequenzabhängigen Netzimpedanz öffentlicher Niederspannungsnetze können [55] entnommen werden. Hierbei werden die Unterschiede in der Netzimpedanz zwischen unterschiedlichen Netztopologien und unterschiedlichen Anzahlen an Verbindungen mit dem Mittelspannungsnetz untersucht. Eine zum Teil auf diesen Erkenntnissen aufbauende Messkampagne ist in [56] und [57] zu finden. Diese zeigt Ergebnisse aus Messungen in 32 Niederspannungsnetzen und 20 Mittelspannungsstationen für einen Zeitraum von jeweils ungefähr einer Woche. Ziel dieser Messkampagne ist es eine Grundlage für die Berechnung der Oberschwingungspegel in der Netzspannung auf Basis von Oberschwingungsströmen netzparalleler Anlagen zu generieren. Weitere Messergebnisse werden in [58] vorgestellt. Schwerpunkt hierbei ist

die Berechnung der statistischen Verteilung des Betrags der Netzimpedanz im Frequenzbereich unterhalb von 20 kHz. Einen Überblick über die Netzimpedanz sowie die Zeitabhängigkeit an einer Ortsnetzstation mit Lasten und Photovoltaikanlagen geben [59], [60] und [61]. Hierbei wird gezeigt, dass die Netzimpedanz und insbesondere die Resonanzstelle einem klaren Tag-Nacht-Muster folgt, welches auf die an das Netz angeschlossenen Lasten und Erzeugungsanlagen zurückgeführt wird und in [60] plausibilisiert wird. Eine weiterführende Beschreibung des Einflusses von Lasten und Erzeugungsanlagen auf die Netzimpedanz erfolgt jedoch nicht.

Anknüpfend an die Ergebnisse bisheriger Untersuchungen der Netzimpedanz werden im Rahmen dieser Arbeit zwei Kernziele verfolgt. Das Erste ist die Ermittlung der Zeitabhängigkeit der in Kapitel 2.1 definierten Knotenimpedanz. Unter der Annahme, dass die Impedanz des überlagerten Netzes nicht zeitabhängig ist, wird die Abhängigkeit der Knotenimpedanz in öffentlichen Versorgungsnetzen von den netzparallelen Lasten und Erzeugern analysiert. Diese Untersuchungen sind insbesondere für die Modellierung des Netzes bei der Netzanschlussbewertung von Lasten und Erzeugern relevant. Das zweite Kernziel ist die Analyse der Zusammensetzung der Knotenimpedanz. Um dieses zu erreichen, wird der Einfluss des überlagerten Netzes, der Lasten und der Erzeuger auf die Netzimpedanz unabhängig voneinander untersucht und quantifiziert. Von besonderem Interesse ist dabei der Zusammenhang zwischen der Resonanzfrequenz und -amplitude der Knotenimpedanz und dem durch Lasten und Erzeuger hervorgerufene Energiefluss. Auf diese Weise ist es möglich die Ursache potentiell kritischer Resonanzstellen zu bestimmen und diesen Resonanzstellen gegebenenfalls gezielt entgegenzuwirken. Abschließend bilden diese Messungen die Basis für die Modellierung der Netzimpedanz in Kapitel 5.1 zwecks Untersuchung der Wechselwirkungen zwischen Wechselrichtern und Netzen.

3.2 Bestimmung der Impedanzen im Energieversorgungsnetz

Die Netzimpedanz stellt den Innenwiderstand des Versorgungsnetzes an den Anschlussklemmen einer an das Netz angeschlossenen bzw. anzuschließenden Anlage dar. Sie ist damit die Impedanz, die der Strom einer netzparallelen Anlage innerhalb des Netzes überwinden muss. In Verbindung mit dem Strom einer netzparallelen Anlage hat sie folglich großen Einfluss auf die Spannungsqualität und die Stabilität des Netzes [62]. Um die Netzimpedanz in die Betrachtung der Spannungsqualität und Netzstabilität einzubeziehen, muss sie zunächst bestimmt werden. Hierzu wird zur Vereinfachung im Allgemeinen auf die Bestimmung der tatsächlichen Netzimpedanz verzichtet und eine Approximation herangezogen. Aus diesem Grund wird im Folgenden zunächst das übliche Approximationsverfahren vorgestellt, Kapitel 3.2.1. Darüber hinaus werden anschließend in Kapitel 3.2.2 die gängigen Verfahren zur Netzimpedanzmessung präsentiert und ein für die in Kapitel 3.1 beschriebenen Ziele geeignetes ausgewählt.

3.2.1 Approximation ohne Messung

Üblicherweise wird die frequenzabhängige Netzimpedanz ohne Messungen mittels eines ohmsch-induktiven Modells approximiert. Hierzu wird zunächst die Kurzschlussleistung des zu betrachtenden Knotens benötigt. Diese kann entweder auf Basis eines Netzmodells mittels Netzberechnungsprogramm oder vereinfacht über die Parameter der lokalen Netzbetriebsmittel berechnet werden [63]. Aufgrund der zunehmenden Anzahl dezentraler Erzeugungsanlagen, welche sowohl die Kurzschlussleistung als auch die Komplexität eines Netzes beträchtlich erhöhen können, bietet sich die Verwendung eines Netzmodells an [64], [65].

Die approximierte Netzimpedanz bei 50 Hz $\underline{Z}_{apx} = Z_{apx} \cdot e^{j\psi_{apx}}$ an einem Knoten berechnet sich aus der Kurzschlussleistung entsprechend der Gleichung (2.2). Um eine frequenzabhängige Netzimpedanz zu erhalten, müssen zunächst die Resistanz und die Induktivität mittels der Gleichungen

$$\begin{aligned} R_g &= \Re(\underline{Z}_{apx}) \\ L_g &= \frac{\Im(\underline{Z}_{apx})}{2\pi f_{gi}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

bestimmt werden. Dies ist die Basis für die Anwendung des in Abbildung 3.1 dargestellten ohmsch-induktiven Modells. Unter Annahme dieses Modells ist es möglich, einen ohmsch-induktiven Impedanzgang über

$$\underline{Z}_{apx}(\omega) = R_g + j\omega L_g \quad (3.2)$$

zu berechnen [66], [67]. Dieses Modell wird bei der Auswertung der im Rahmen dieser Arbeit entstandenen Netzimpedanzmessungen zur Berechnung von Referenzwerten verwendet.

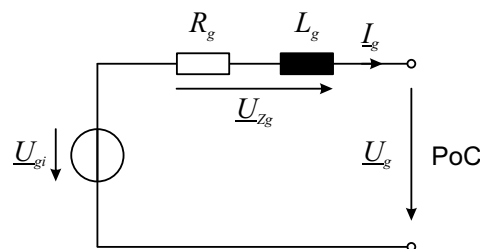


Abb. 3.1: Ohmsch-induktive Approximation zur frequenzabhängigen Modellierung der Netzimpedanz

Die ohmsch-induktive Approximation der Netzimpedanz hat sowohl Stärken als auch Schwächen. Die wesentliche Stärke liegt in der Anwendbarkeit, da neben der Kurzschlussleistung, dem Impedanzwinkel und der Nennspannung des zu betrachtenden Knotens keine weiteren Informationen erforderlich sind. Da die Kurzschlussleistung und der Impedanzwinkel an jedem Knoten durch den Netzbetreiber ermittelt werden können, ist dieses Verfahren stets einsetzbar. Problematisch an dem Verfahren ist, dass der Einfluss von Lasten und Erzeugern im Oberschwingungsbereich der Netzimpedanz weitestgehend vernachlässigt wird. Insbesondere bleibt die Beeinflussung der Netzimpedanz durch Netzfilter in Stromrichtern sowie

durch jegliche Art von sonstigen Kapazitäten unberücksichtigt. Diese Kapazitäten führen zu Resonanzstellen, bei denen die tatsächliche Netzimpedanz erheblich höher und damit ungünstiger als die approximierte sein kann [20]. Hinzu kommt, dass in den Netzfiltern von Stromrichtern zunehmend größere Kapazitäten eingesetzt werden, um deren Energieeffizienz zu erhöhen und gleichzeitig die Kosten für das Netzfilter zu reduzieren [68], [69]. Dies dürfte zukünftig die Resonanzproblematik in den Netzen weiter verschärfen und die Einsatzmöglichkeit des ohmsch-induktiven Modells weiter einschränken. Aus den genannten Gründen wird für die Untersuchung eines Wechselrichters am schwingungsfähigen Netz in Kapitel 5.1 ein erweitertes Netzmodell mit Resonanzstelle vorgestellt.

3.2.2 Verfahren zur Messung der Impedanzen

Die Messung der frequenzabhängigen Netzimpedanz erfolgt auf Basis des ohmschen Gesetzes am sich in Betrieb befindlichen Energieversorgungsnetz. Hierzu ist eine Anregung des Netzes mit einem Spannungs- oder Stromsignal erforderlich. Aus dem Anregesignal und der Systemantwort ist es dann möglich, die Impedanz zu berechnen. Zahlreiche Verfahren zur Messung der Impedanz sind veröffentlicht. Die unterschiedlichen Verfahren lassen sich in aktive und passive untergliedern, Abbildung 3.2.

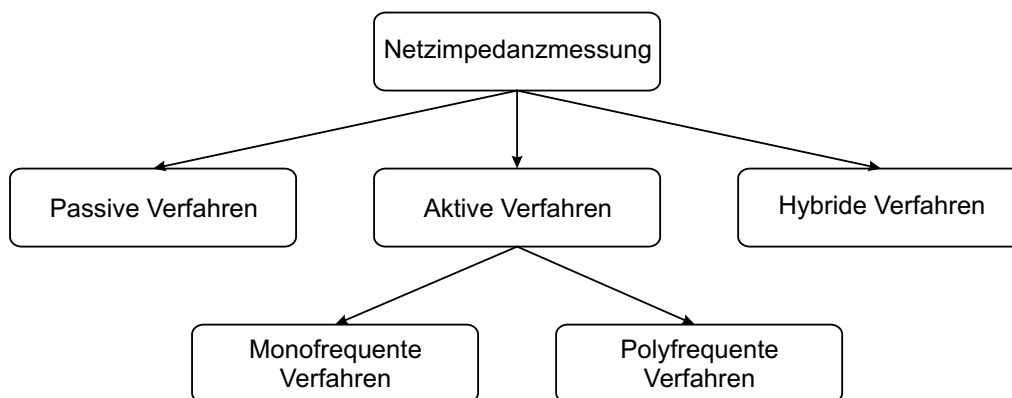


Abb. 3.2: Kategorisierung der Methoden zur Messung der Netzimpedanz

Passive Verfahren beruhen ausschließlich auf der Auswertung der im Netz vorliegenden Spannungs- und Stromänderungen, ohne dass das Netz durch zusätzliche Anlagen von außen angeregt wird. Sie sind daher nicht-invasiv. Anregungen des Netzes erfolgen gewissermaßen permanent durch den Wechsel von Betriebszuständen in Erzeugern und Lasten, gelegentlich durch Änderungen der Stufenstellung von Transformatoren sowie vergleichsweise selten durch Schaltvorgänge des Netzbetreibers. Problematisch für die Anwendung passiver Verfahren ist, dass diese im Wesentlichen auf Störemissionen netzparalleler Anlagen basieren und diese im Sinne der Spannungsqualität normativ begrenzt sind [21], [70], [71], [72], [73]. Passive Verfahren haben daher tendenziell eine geringere Genauigkeit bzw. erfordern eine aufwändige Messtechnik [74]. Ferner kann eine geringe Häufigkeit von Ereignissen bei den benötigten Frequenzen zu Problemen führen. Liegen wenig auswertbare Ereignisse vor, kann die Impedanz nur selten bestimmt werden. Liegen hingegen viele Ereignisse vor, können Spannungs- und Stromänderungen im Netz evtl. keinem diskreten Ereignis mehr zugeordnet werden und die Zeitinvarianz des Systems ist nicht mehr gegeben [75]. Zudem

muss beachtet werden, dass abhängig vom Ort des Ereignisses im Netz die Gleichung (3.7) zu unterschiedlichen Impedanzen führt [74], [76]. Da passive Verfahren grundsätzlich netzverträglicher als aktive Verfahren sind, werden sie weiter intensiv für alle Spannungsebenen erforscht. Ein wichtiger Schwerpunkt der Forschungen ist die Verbesserung der Genauigkeit [77], [78]. Zudem sei erwähnt, dass sowohl die passive Messung der Netzimpedanz bei einzelnen Frequenzen, wie beispielsweise bei 50 Hz [62], [78], [79], [80], [81], als auch die passive Messung breiter Frequenzspektren [82], [83] Gegenstand aktueller Forschung sind.

Bei Impedanzmessungen mit aktiven Verfahren wird das Netz über eine zum Messaufbau gehörende Einrichtung angeregt. Da so das Anregesignal und der Zeitpunkt der Anregung festgelegt werden können, bieten aktive Verfahren eine höhere Zuverlässigkeit und Genauigkeit als passive Verfahren [84]. Hierbei ist allerdings zu beachten, dass die Anregesignale in öffentlichen Netzen aktuell als Störemissionen aufgefasst werden. Dies schränkt die Anwendung aktiver Verfahren stark ein. Unterschieden werden die aktiven Verfahren auf Basis des zeitlichen Verlaufs des Anregesignals in monofrequente und polyfrequente Verfahren [85], Abbildung 3.2. Der wesentliche Unterschied ist, dass bei monofrequenten Anregesignalen die gesamte Anregeenergie auf eine Frequenz konzentriert wird und damit das Anregesignal sowie die Systemantwort messtechnisch gut erfasst werden können. Dies bedeutet jedoch auch, dass Frequenzintervalle nur durch die sequenzielle Analyse unterschiedlicher Frequenzen gemessen werden können. Aktive Verfahren mit monofrequenter Netzanregung werden sowohl zur Bestimmung der Grundschiwingungsimpedanz als auch zur Bestimmung der Netzimpedanz in Frequenzintervallen eingesetzt [86], [87], [88], [89], [90], [91]. Polyfrequente Verfahren bieten durch die simultane Anregung bei mehr als einer Frequenz weitaus schnellere Messungen von Frequenzintervallen, was sich jedoch negativ auf die Genauigkeit auswirken kann. Häufige Formen von Anregesignalen sind Rauschsignale [67], [92], [93], [94] sowie Spikes [85], [95].

Die Kombination aus passiven und aktiven Verfahren bildet die Gruppe der hybriden Verfahren. Ziel ist eine störemissionsarme und gleichzeitig ausreichend genaue Netzimpedanzmessung. Ein häufiges Anwendungsgebiet ist die netzimpedanzadaptive Regelung von Wechselrichtern [96], [97], [98], [99].

Für die Auswahl eines geeigneten Messverfahrens ist es erforderlich, den Zweck der Messungen kritisch zu hinterfragen. In dieser Arbeit werden Netzimpedanzmessungen durchgeführt, um die Netzimpedanz an unterschiedlichen Knoten öffentlicher Niederspannungsnetze hinsichtlich des zeitlichen Verlaufs und dem Auftreten von Resonanzstellen zu charakterisieren. Darüber hinaus dienen die Messungen auch zur Aufdeckung von Zusammenhängen zwischen der Netzimpedanz und der photovoltaischen Stromerzeugung innerhalb von Niederspannungsnetzen. Um bei den Messungen eine ausreichende Zuverlässigkeit sowie Genauigkeit zu erzielen, erfolgen diese mittels monofrequenter Netzanregung durch einen Anregestromgenerator.

Wie in Kapitel 2.1 dargestellt, wird das Netz als Thévenin-Äquivalent aufgefasst, von dem nur der Strom und die Spannung an den Klemmen des Verknüpfungspunktes PoC zugänglich sind, Abbildung 2.1. Wegen der nicht messbaren Spannung an der idealen Spannungsquelle im Thévenin-Äquivalent und der zu bestimmenden Netzimpedanz, liegen zwei Unbekannte

im System vor. Dies macht zur Bestimmung der Impedanz im Allgemeinen zwei linear unabhängige Gleichungen erforderlich. Demzufolge sind zwei Anregungen mit zwei unterschiedlichen Signalen notwendig. Da diese Anregungen nacheinander erfolgen müssen, wird angenommen, dass weder die Parameter der Netzimpedanz noch die der Spannungsquelle des Thévenin-Äquivalents für die Dauer der Anregungen Änderungen unterliegen. Die Berechnung der Netzimpedanz aus den zwei Messungen unter Annahme zweier unterschiedlicher Stromanregungen kann entsprechend der nachstehenden Gleichungen erfolgen. Hierbei stehen die einfach gestrichelten Größen für die Ergebnisse der ersten Messung und die zweifach gestrichelten Größen für die der zweiten. Darüber hinaus wird zur Vereinfachung davon ausgegangen, dass alle Größen als monofrequente Signale, welche per Fourier-Transformation aus beliebigen Signalen extrahiert werden können, vorliegen. Das aus den zwei Anregungen und zwei Messungen folgende Gleichungssystem lautet daher

$$\underline{U}'_{Z_g}(f) = \underline{I}'_{ex}(f) \underline{Z}_g(f) \quad (3.3)$$

$$\underline{U}''_{Z_g}(f) = \underline{I}''_{ex}(f) \underline{Z}_g(f) \quad (3.4)$$

Hierbei ist $\underline{U}_{Z_g}(f)$ die Spannung an der Netzimpedanz $\underline{Z}_g(f)$ und $\underline{I}_{ex}(f)$ der Anregestrom. Durch Ersetzen der Spannungen $\underline{U}'_{Z_g}(f)$ durch $\underline{U}_{gi}(f) - \underline{U}_{PoC}(f)$ und $\underline{U}''_{Z_g}(f)$ durch $\underline{U}_{gi}(f) - \underline{U}''_{PoC}(f)$ kann das Gleichungssystem in

$$\underline{U}_{gi}(f) - \underline{U}'_{PoC}(f) = \underline{I}'_{ex}(f) \underline{Z}_g(f) \quad (3.5)$$

$$\underline{U}_{gi}(f) - \underline{U}''_{PoC}(f) = \underline{I}''_{ex}(f) \underline{Z}_g(f) \quad (3.6)$$

umgewandelt werden, wobei $\underline{U}_{gi}(f)$ die Spannung der Spannungsquelle und $\underline{U}_{PoC}(f)$ die Spannung an den Klemmen des Thévenin-Äquivalents beschreibt. Dies wiederum führt nach Umstellen und Gleichsetzen zu der Netzimpedanz

$$\underline{Z}_g(f) = \frac{\underline{U}'_{PoC}(f) - \underline{U}''_{PoC}(f)}{\underline{I}'_{ex}(f) - \underline{I}''_{ex}(f)} = \frac{\Delta \underline{U}_{PoC}(f)}{\Delta \underline{I}_{ex}(f)} \quad (3.7)$$

In dem speziellen Fall, dass bei der Anregungsfrequenz ohne Anregung keine Spannung vorliegt, kann das Gleichungssystem auf eine Gleichung reduziert werden, sodass lediglich eine Anregung erforderlich ist.

3.3 Impedanzmessungen in öffentlichen Niederspannungsnetzen

3.3.1 Eingesetzte Messtechnik

Für das Erreichen der in Kapitel 3.1 festgelegten Ziele ist es erforderlich, sowohl Impedanzen als auch die Lastflüsse an den Knoten zu messen. Im Folgenden wird daher zunächst das System zur Messung der Impedanz und anschließend das zur Messung der Lastflüsse vorgestellt. Eine Übersicht über den gesamten Messaufbau in verallgemeinerter Form bietet Abbildung 3.4.

Für die Impedanzmessungen wird zur Anregung der Netze ein an der Universität Kiel entwickelter und gebauter dreiphasiger Stromrichter verwendet [88], [89], [100]. Dieser Stromrichter wird als Stromquelle betrieben und liefert einen Anregestrom mit definierter Frequenz und Amplitude im Frequenzbereich zwischen 80 Hz und 10 kHz bei einem Strom von bis zu 20 A. Ferner ist es möglich, den Winkel des einzuspeisenden Stroms bezogen auf die Grundschwingungsspannung des Netzes bis zur 60. Oberschwingung vorzugeben. Der Stromrichter wird im Folgenden als „Anregestromgenerator“ oder kurz als „Generator“ bezeichnet.

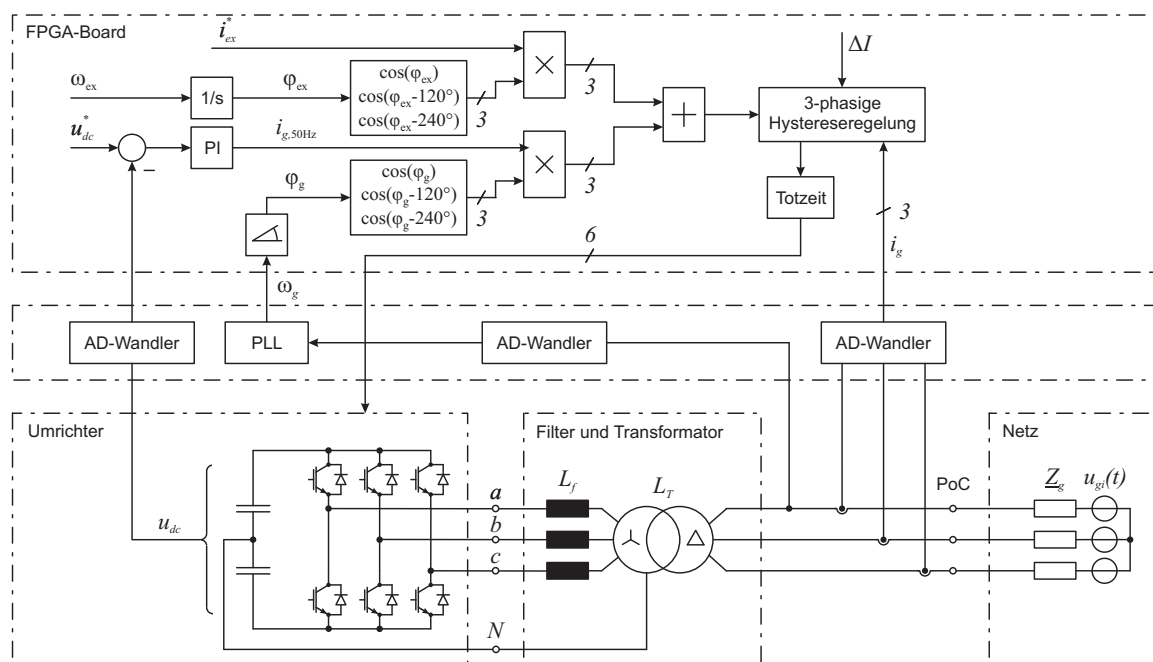


Abb. 3.3: Übersichtsschaltbild Anregestromgenerator auf Basis von [88]

Aufgebaut ist der Generator im Wesentlichen aus einem Umrichter mit Gleichspannungszwischenkreis, einem Transformator, einer Filterinduktivität und einer FPGA-basierten Hystereseregulierung, Abbildung 3.3. Hierbei ist der Umrichter als IGBT-basierte dreiphasige 2-Level-Brückenschaltung ausgeführt und erfüllt zwei Funktionen. Zunächst dient er der Bereitstellung einer Spannung im Zwischenkreis. Die hierzu erforderliche Energie inklusive der im Betrieb auftretenden Verlustleistung wird dem Netz bei der Grundschwingungsfrequenz von 50 Hz entnommen. Darüber hinaus speist der Umrichter den gewünschten Anregestrom über die gleichen Klemmen wieder ins Netz. Zwischen dem Netz und dem Umrichter befindet sich die Filterinduktivität und der Transformator. Die Filterinduktivität dient sowohl zur Reduzierung des Schaltspektrums des eingespeisten Stroms als auch zur Sicherstellung einer ausreichenden Induktivität am Ausgang des Umrichters. Diese ist zur Begrenzung der Stromsteilheit und damit zur Begrenzung der Schaltfrequenz erforderlich. Der Transformator ist erforderlich, da insbesondere bei der Einspeisung von höherfrequenten Anregeströmen ein erheblicher Spannungsabfall auf der Filterinduktivität auftritt. Um diesen Spannungsabfall bei akzeptabler Zwischenkreisspannung und einer 2-Level-Topologie auszugleichen, wird die Spannung durch den Transformator in Richtung Netz um den Faktor 1,7 angehoben. Für ein möglichst lineares Übertragungsverhalten und zur Minimierung der Verlustleistung sind sowohl die Induktivität als auch der Transformator aus gegeneinander isolierten Litzen und Schnittbandkernen aufgebaut.

Die Regelung des Generators erfolgt wie bereits erwähnt über ein FPGA-Board, auf dem die Hystereseregulation implementiert ist. Hierdurch ist es möglich, die hochfrequenten Ströme durch verhältnismäßig kleine Schaltfrequenzen zu realisieren und damit die Verlustleistung in den Leistungshalbleitern gering zu halten [101]. Die Stromsollwerte werden von einem PC über eine RS-232 Schnittstelle an das System übertragen. Eine Übersicht über die technischen Daten des Generators auf Basis von [88] und [102] bietet Tabelle 3.1.

Tab. 3.1: Überblick über die technischen Daten des Anreigestromgenerators nach [88] und [102]

Parameter	Wert
Topologie des Wechselrichters	2-Level
Zwischenkreisspannung	800 V
Filterinduktivität	1 mH
Übersetzungsverhältnis Transformator	1 : 1,7
Netzspannung U_{LL}	230 V/400 V
Frequenz des Anreigestroms	80 Hz...10 kHz
Maximaler Anreigestrom bei 80 Hz... 1 kHz	20 A
Maximaler Anreigestrom bei 1 kHz... 10 kHz	20 A... 2 A (linear abfallend)
Nennleistung P_n	10 kVA (80 Hz...10 kHz)
Regelung	Hystereseregulation
Schaltfrequenz	30 kHz...60 kHz

Die Messung der Ströme und Spannungen sowie die Berechnung der Impedanzen nach dem ohmschen Gesetz erfolgt durch den PC zur Vorgabe der Generatorsollwerte. Hierzu werden die Ströme und Spannungen über Rogowskispulen bzw. Differenzastköpfe gemessen. Diese sind über Trennverstärker mit einer AD-Wandlerkarte zur simultanen Abtastung sämtlicher Kanäle verbunden. Die Software für die Sollwertvorgabe und Steuerung der Messung wurde ursprünglich an der Fachhochschule Kiel entwickelt [103] und im Rahmen dieser Arbeit angepasst und erweitert.

Zusätzlich zu den Impedanzmessungen werden Lastflussmessungen durchgeführt. Diese erfolgen über dieselben Messsonden und Trennverstärker wie die Impedanzmessungen. Die Signale werden allerdings auf eine zweite, baugleiche AD-Wandlerkarte geführt und durch einen zweiten PC als 1-Min-Mittelwerte erfasst und fortlaufend gespeichert. Die Schaltung des gesamten Messaufbaus mit der dazugehörigen Messtechnik ist in Abbildung 3.4 dargestellt.

3.3.2 Standorte und Messaufbau

Die Messungen erfolgen an drei Netzknoten in unterschiedlichen öffentlichen Niederspannungsnetzen, welche nach dem TN-C-System aufgebaut sind und mit 230 V/400 V und 50 Hz betrieben werden. Durch die Messungen an drei unterschiedlichen Knoten ist es möglich, die

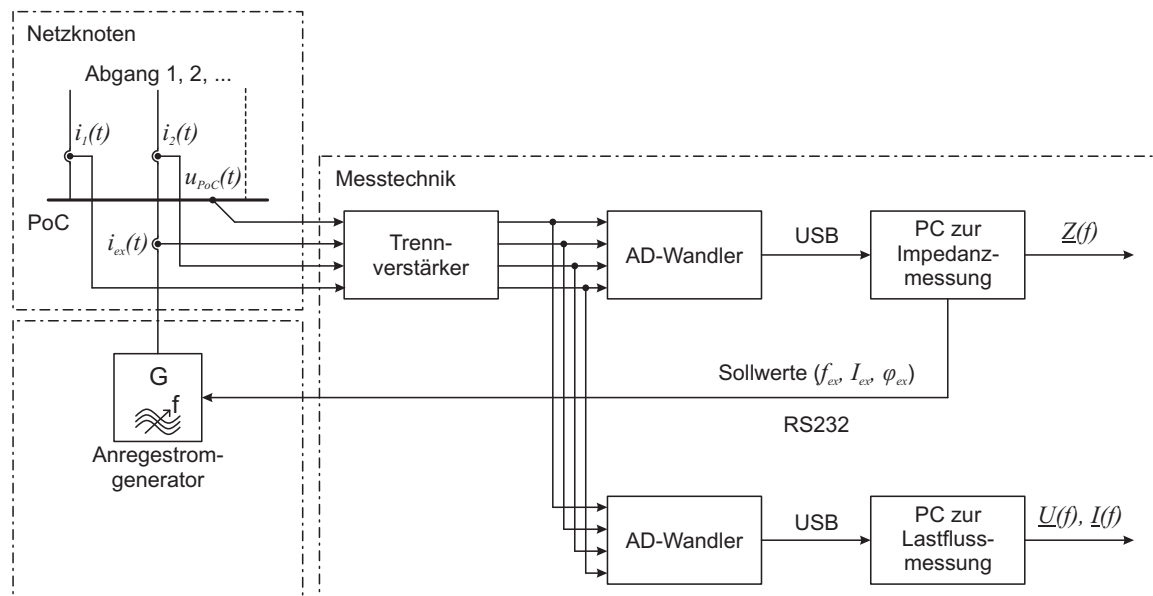


Abb. 3.4: Übersicht über den grundlegenden Aufbau zur Impedanz- und Lastflussmessung

Ergebnisse miteinander abzugleichen, um so unerwartete Besonderheiten an einzelnen Knoten identifizieren und bewerten zu können. Bezeichnet werden die drei Knoten im Folgenden mit „Standort I“, „Standort II“ und „Standort III“. Um eine hohe Vergleichbarkeit zwischen den Messungen zu gewährleisten, werden die zu untersuchenden Standorte nach den folgenden Kriterien ausgewählt:

- NS-Knoten innerhalb einer Ortsnetzstation mit direkter Anbindung an ein 20kV Netz über einen Ortsnetztransformator
- Nennleistung des Ortsnetztransformators $S_{T,n}$ im Intervall $250\text{kVA} \leq S_{T,n} \leq 400\text{kVA}$
- NS-Netz ist strahlenförmig und hat genau eine Verbindung zum MS-Netz
- Direktanschluss einer PV-Anlage am NS-Knoten mit $S_{PV} \geq S_{T,n}/3$
- Leistung der PV-Anlage wird nicht durch Einspeisemanagement beeinflusst
- Möglichst mehrere Entnahmestellen
- Keine Umschaltungen oder Arbeiten am NS-Netz durch den Netzbetreiber während der Messungen

Hinsichtlich der Entnahmestellen werden keine näheren Vorgaben gemacht, da Netzbetreibern im Allgemeinen wenig konkrete Informationen über die einzelnen Lasten der Netznutzer vorliegen. Aus diesem Grund werden lediglich Anzahl und Art der Anschlussnehmer genannt. Die Abbildungen 3.5(a) und 3.5(b) bieten eine Übersicht über den Messaufbau an allen drei Standorten in Form eines einphasigen Ersatzschaltbildes und eines Impedanzersatzschaltbildes.

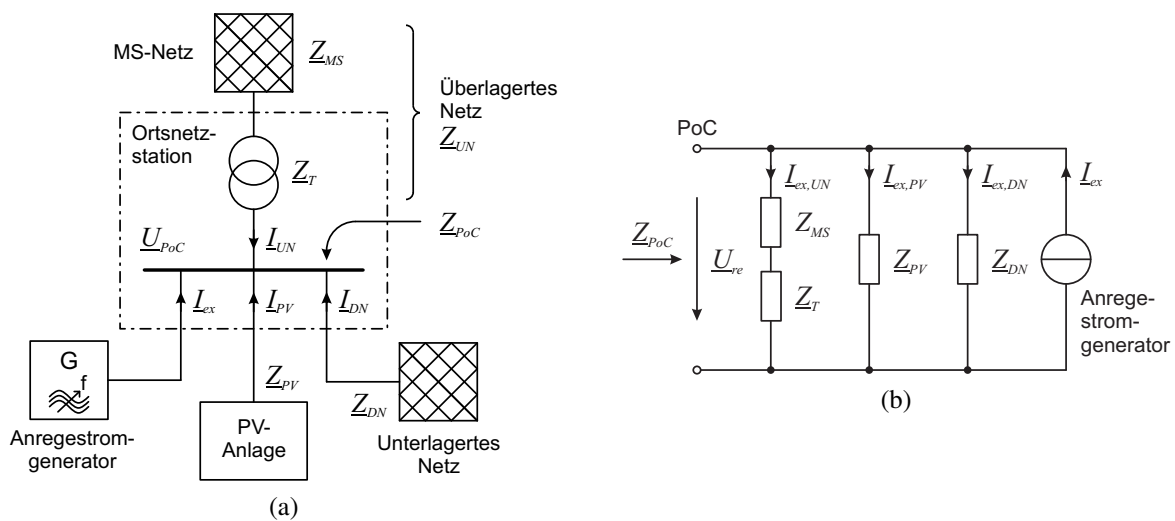


Abb. 3.5: Versuchsaufbau, (a) einphasiges Übersichtsschaltbild, (b) einphasiges Impedanzersatzschaltbild mit Anreigestromgenerator.

Hierbei wird der Abgang in Richtung Mittelspannung als überlagertes Netz mit der Impedanz Z_{UN} bezeichnet. Es gilt $Z_{UN} = Z_T + Z_{MS}$. Die direkt an den Knoten angeschlossene PV-Anlage wird durch die Impedanz Z_{PV} repräsentiert. Alle übrigen Elemente des NS-Netzes sind zu einem Summenelement, dem unterlagerten Netz mit der Impedanz Z_{DN} , zusammengefasst. Wegen einer begrenzten Anzahl an Messkanälen werden die Ströme des unterlagerten Netzes nicht gemessen, sondern anhand der ersten Kirchhoffschen Regel berechnet und durch einen zeitweiligen Umbau der Messung validiert. Für Spannung und Ströme gilt

$$\underline{U}_{PoC} = \underline{U}_{re} + \underline{U}_{op} \quad (3.8)$$

$$\underline{I}_{UN} = \underline{I}_{ex,UN} + \underline{I}_{op,UN} \quad (3.9)$$

$$\underline{I}_{PV} = \underline{I}_{ex,PV} + \underline{I}_{op,PV} \quad (3.10)$$

$$\underline{I}_{DN} = \underline{I}_{ex,DN} + \underline{I}_{op,DN} \quad (3.11)$$

Hierbei sind die mit den tiefgestellten Indizes re und ex gekennzeichneten Größen die durch die Impedanzmessung verursachte Spannungsantwort bzw. Stromanregung. Die normalen betrieblichen Ströme sowie die Spannung sind durch den tiefgestellten Index op kenntlich gemacht. Die in Abbildung 3.5(b) dargestellten Impedanzen ergeben sich aus

$$\underline{Z}_{PoC} = \frac{\Delta \underline{U}_{re}}{\Delta \underline{I}_{ex}} \quad (3.12)$$

$$\underline{Z}_{UN} = \frac{\Delta \underline{U}_{re}}{\Delta \underline{I}_{ex,UN}} \quad (3.13)$$

$$\underline{Z}_{PV} = \frac{\Delta \underline{U}_{re}}{\Delta \underline{I}_{ex,PV}} \quad (3.14)$$

$$\underline{Z}_{DN} = \frac{\Delta \underline{U}_{re}}{\Delta \underline{I}_{ex,DN}} \quad (3.15)$$

und sind aufgrund der Verschaltung und der ersten Kirchhoffschen Regel über die Formel

$$\underline{Z}_{PoC} = \left(\frac{1}{\underline{Z}_{UN}} + \frac{1}{\underline{Z}_{PV}} + \frac{1}{\underline{Z}_{DN}} \right)^{-1} \quad (3.16)$$

miteinander verknüpft. Weitere Daten vom Netzbetreiber über die drei Messstandorte können der Tabelle 3.2 entnommen werden.

Tab. 3.2: Übersicht über die technischen Daten an den Messstandorten

Parameter		Standort I	Standort II	Standort III
MS-Netz	$S_{k,MS,max}$	254,598 MVA	85,058 MVA	83,376 MVA
	$\psi_{k,MS,max}$	69,380°	41,109°	44,165°
	$S_{k,MS,min}$	136,412 MVA	68,337 MVA	64,324 MVA
	$\psi_{k,MS,min}$	73,791°	39,131°	44,298°
Transformator	$S_{T,n}$	400 kVA	250 kVA	250 kVA
	$u_{T,k}$	4,03 %	3,87 %	4,13 %
	$u_{T,r}$	0,91 %	1,07 %	1,09 %
	$u_{T,x}$	3,93 %	3,72 %	3,98 %
PV-Anlage	$S_{PV,n}$	266 kVA	84 kVA	213 kVA
	$\cos(\varphi_{PV})$	1	1	1
Unterlagertes Netz		19 Netznutzer (3 Wohnhäuser, 16 Gewerbetunden)	6 Netznutzer (5 Wohnhäuser, 1 Gewerbetunde)	1 Netznutzer (Hühnermastbetrieb)
Typ und Leistung der EZA im unterlagerten Netz (vgl. Abbildung 3.5(a))		PV: 28 kVA PV: 24 kVA	PV: 80 kVA	keine

3.4 Impedanz des überlagerten Netzes und Validierung der Messungen

In Kapitel 3.4.1 wird die gemessene Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} untersucht und plausibilisiert. Anschließend wird das Messverfahren in Kapitel 3.4.2 validiert. Sowohl die Plausibilisierung als auch die Validierung der gemessenen Impedanzen erfolgt durch Vergleiche dieser mit den auf Basis der Kurzschlussrechnung ermittelten Impedanzen. Für die Vergleiche wird nicht die gemessene Knotenimpedanz \underline{Z}_{PoC} , sondern die Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} herangezogen. Der Grund hierfür ist, dass die mittels Netzberechnung bestimmten Kurzschlussleistungen von den MS-Sammelschienen in den Ortsnetzsta-

tionen stammen und anschließend mit den Daten der Ortsnetztransformatoren auf die Knoten PoC umgerechnet werden. Somit repräsentieren die aus den Kurzschlussleistungen der MS-Sammelschienen und den Transformatoraten berechneten Impedanzen im Wesentlichen die überlagerten Netze.

3.4.1 Impedanz des überlagerten Netzes

Die Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} setzt sich entsprechend Abbildung 3.5 aus der Impedanz des Transformators \underline{Z}_T und der des MS-Netzes \underline{Z}_{MS} nach

$$\underline{Z}_{UN} = \underline{Z}_T + \underline{Z}_{MS} \quad (3.17)$$

zusammen. Die betrachteten Impedanzen des überlagerten Netzes sind daher stets eine Reihenschaltung aus dem jeweiligen Ortsnetztransformator und der jeweiligen Impedanz am Verknüpfungspunkt des Mittelspannungsnetzes. Nachfolgend wird die Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} näher betrachtet und die Plausibilität der gemessenen Daten geprüft.

Die gemessene Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} am Standort II für einen Zeitraum von einer Woche ist in Abbildung 3.6 dargestellt. Hierbei zeigt Abbildung 3.6(a) den Betrag Z_{UN} und Abbildung 3.6(b) den Winkel ψ_{UN} in Abhängigkeit von der Frequenz und der Zeit. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Impedanz des überlagerten Netzes als zeitinvariant angenommen werden kann. Das stark induktive Verhalten sowie die Zeitinvarianz können aufgrund von $\underline{Z}_{UN} = \underline{Z}_T + \underline{Z}_{MS}$ durch die wesentlich höhere Impedanz des Transformators gegenüber der des MS-Netzes erklärt werden (vgl. hierzu Tabelle 9.2 im Anhang auf Seite 160). Es kann damit festgehalten werden, dass der ohmsch-induktive Impedanzverlauf hauptsächlich durch die Impedanz des Transformators zurückzuführen ist. Da die Impedanz des überlagerten Netzes an allen Standorten das gleiche zeitinvariante Verhalten aufweist, wird an dieser Stelle auf die anderen Standorte nicht weiter eingegangen. Es ist zu beachten, dass das überlagerte Netz eines Knotens nicht zwangsläufig vorwiegend induktiv sein muss. Sind beispielsweise zwischen dem zu betrachtenden Knoten und dem Ortsnetztransformator Lasten oder Erzeuger angeschlossen, kann die Impedanz des überlagerten Netzes durchaus zeitvariant sein und eine andere Frequenzabhängigkeit aufweisen. Derartige Netzknoten werden in dieser Arbeit bewusst nicht ausgewählt, um die Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu gewährleisten.

Die Prüfung der Plausibilität erfolgt aufbauend auf der in Kapitel 3.2.1 beschriebenen Vorgehensweise über die Kurzschlussleistung des MS-Netzes und die Transformatoraten gemäß Tabelle 3.2. Hierzu wird zunächst je Standort die aus der Netzberechnung stammende minimale und maximale Kurzschlussleistung des MS-Netzes in die Impedanzen des Mittelspannungsnetzes \underline{Z}_{MS} umgerechnet. Die maximale und minimale Impedanz des Mittelspannungsnetzes mit $U_{n,MS} = 20\text{ kV}$ bezogen auf Niederspannungsniveau mit $U_{n,NS} = 0,4\text{ kV}$ ergibt sich mit der Kurzschlussleistung $S_{k,MS}$ des Mittelspannungsnetzes aus

$$Z_{MS} = \frac{U_{n,MS}^2}{S_{k,MS}} \cdot \left(\frac{U_{n,NS}}{U_{n,MS}} \right)^2 \quad (3.18)$$

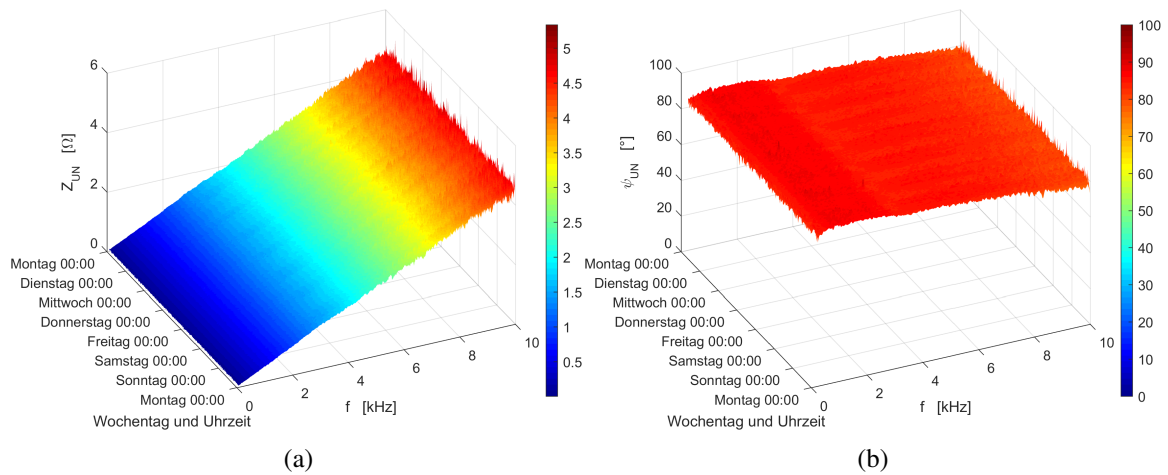


Abb. 3.6: Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} gemessen am Standort II, (a) Betrag, (b) Winkel

wobei Real- und Imaginärteil nach

$$R_{MS} = Z_{MS} \cdot \cos(\psi_{k,MS}) \quad (3.19)$$

und

$$X_{MS} = Z_{MS} \cdot \sin(\psi_{k,MS}) \quad (3.20)$$

zu berechnen sind. Real- und Imaginärteil der Impedanz des Transformators folgen aus

$$R_T = \frac{U_{T,n}^2}{S_{T,n}} \cdot \frac{u_{T,r}}{100} \quad (3.21)$$

und

$$X_T = \frac{U_{T,n}^2}{S_{T,n}} \cdot \frac{u_{T,x}}{100} \quad (3.22)$$

Hiermit lässt sich schlussendlich die komplexe Impedanz am Knoten bei 50 Hz mit

$$\underline{Z}_{apx} = R_g + jX_g = R_{MS} + R_T + j(X_{MS} + X_T) \quad (3.23)$$

angeben und unter der Annahme eines ohmsch-induktiven Verhaltens mit $X_g(\omega) = \omega L_g$ durch

$$\underline{Z}_{apx}(\omega) = R_g + j\omega L_g \quad (3.24)$$

frequenzabhängig darstellen.

Die Messungen der Impedanz der überlagerten Netze sowie die kleinste und größte Impedanz auf Basis von Netzberechnung und Transformator Daten für alle drei Standorte ist in Abbildung 3.7 dargestellt. Es ist zu erkennen, dass der ohmsch-induktive Modellansatz mit den errechneten Kurzschlussleistungen und Transformator Daten an allen drei Standorten zu Ergebnissen führt, die den Messungen stark ähneln. Die grundsätzlichen Unterschiede zwischen den Standorten sind im Wesentlichen durch die Nennleistung der jeweiligen Ortsnetz-

transformatoren bedingt. Dennoch zeigen die Messungen, dass der Phasenwinkel an allen Standorten mit steigender Frequenz leicht sinkt. Dies kann auf die frequenzabhängige Verlustleistung in den Wicklungen der Transformatoren durch den Skin-Effekt zurückgeführt werden.

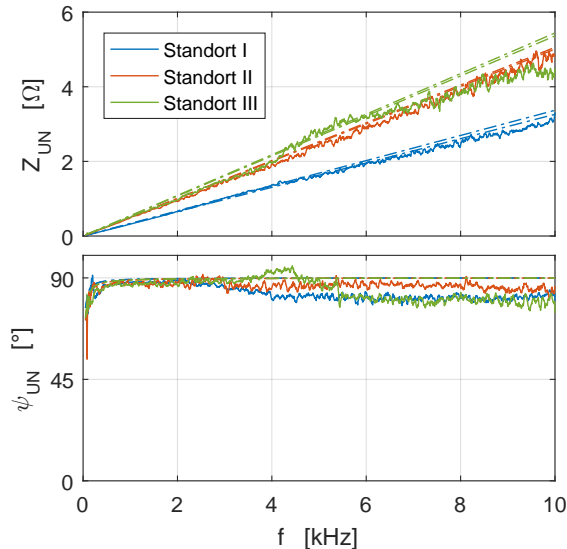


Abb. 3.7: Impedanzen des überlagerten Netzes Z_{UN} aller drei Standorte. Die gestrichelten Kurven stellen die minimale und maximale Netzimpedanz $Z_{apx,min}$ und $Z_{apx,max}$ auf Basis von Netzberechnung und Transformatordaten dar, Tabelle 9.2.

3.4.2 Validierung der Messungen

Die in Kapitel 3.4.1 vorgestellten und plausibilisierten Messungen gilt es nun zu validieren. Zur Validierung werden die Abweichungen zwischen den gemessenen Impedanzen auf Basis der Netzberechnung näher betrachtet. Hierzu wird aus den im Intervall von 80 Hz bis 10 kHz vorliegenden Messdaten mittels Extrapolation die Impedanz bei 50 Hz ermittelt und mit der approximierten Netzimpedanz bei 50 Hz verglichen.

Die Extrapolation soll mittels Polynomapproximation unter Annahme eines RL-Modells realisiert werden. An gemessenen Daten stehen hierzu Realteil, Imaginärteil, Betrag und Winkel der komplexen Impedanz zur Verfügung. Da sich der Betrag durch $Z_{apx}(\omega) = \sqrt{R_g^2 + (\omega L_g)^2}$ berechnet und diese Funktion kein Polynom darstellt, ist der Betrag für die Approximation ungeeignet. Ebenso verhält es sich mit dem Impedanzwinkel $\psi_{apx}(\omega) = \tan(\omega L_g / R_g)$. Infolgedessen werden für die Approximation der Realteil $\Re(Z_{apx}) = R_g$ und der durch die Induktivität verkörperte Imaginärteil $\Im(Z_{apx}) / \omega = L_g$ separat herangezogen und jeweils durch Polynome erster Ordnung approximiert. Die Gleichungen für die Approximation lauten damit

$$\Re(Z_{apx}) = R_g(f) = R_1 f + R_0 \quad (3.25)$$

$$\frac{\Im(Z_{apx})}{\omega} = \frac{X_g(f)}{\omega} = L_g(f) = L_1 f + L_0 \quad (3.26)$$

Die Berechnung der Parameter beider Approximationsgleichungen erfolgt über die Gaußsche Methode der kleinsten Fehlerquadrate [104]. Im Folgenden wird das Verfahren anhand des Realteils $\Re(Z_{UN})$ der Messdaten kurz vorgestellt. Die Summe der quadratischen Abweichungen S_{\Re} zwischen den Messdaten und der Approximationsgleichung berechnet sich nach

$$S_{\Re}(R_1, R_0) = \sum_{i=1}^n (\Re(Z_{UN,i}) - R_g(f_i))^2 = \sum_{i=1}^n (\Re(Z_{UN,i}) - (R_1 f_i + R_0))^2 \rightarrow \text{Minimum} , \quad (3.27)$$

wobei n die Anzahl der Messwerte darstellt. Aus dieser Funktion lässt sich über die partiellen Ableitungen und Lösung der Gleichungen

$$\frac{\partial S_{\Re}}{\partial R_1} = 0 \quad (3.28)$$

$$\frac{\partial S_{\Re}}{\partial R_0} = 0 \quad (3.29)$$

ein lokales Minimum bestimmen, bei dem die Parameter der Approximationsgleichung eine optimale Approximation im Sinne der kleinsten Fehlerquadrate gewährleisten. Die analytischen Lösungen für die Parameter der Approximationsgleichung finden sich in allgemeiner Form in [104] und lauten mit den hier verwendeten Variablenbezeichnungen

$$R_1 = \frac{n \sum_{i=1}^n f_i \Re(Z_{UN,i}) - \left(\sum_{i=1}^n f_i \right) \left(\sum_{i=1}^n \Re(Z_{UN,i}) \right)}{n \sum_{i=1}^n f_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n f_i \right)^2} \quad (3.30)$$

und

$$R_0 = \frac{\left(\sum_{i=1}^n f_i^2 \right) \left(\sum_{i=1}^n \Re(Z_{UN,i}) \right) - \left(\sum_{i=1}^n f_i \right) \left(\sum_{i=1}^n f_i \Re(Z_{UN,i}) \right)}{n \sum_{i=1}^n f_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n f_i \right)^2} . \quad (3.31)$$

Aus den Approximationsgleichungen lässt sich die Impedanz bei 50 Hz bestimmen und mit den Ergebnissen der Netzberechnung vergleichen, Abbildung 3.8. Hierzu werden am Standort I 672, am Standort II 336 und am Standort III elf dreiphasige Messungen zugrunde gelegt und aufgeschlüsselt nach Resistanz und Reaktanz dargestellt. Die Daten aus der Netzberechnung basieren hingegen auf den in Tabelle 3.2 dargestellten Werten. Es ist zu erkennen, dass die aus den gemessenen Impedanzen bestimmten mittleren Reaktanzen nah an denen der Netzberechnung liegen und die Standardabweichungen in den überwiegenden Fällen klein sind. Hinsichtlich der Resistenzen fällt allerdings auf, dass insbesondere bei den Standorten I und III sowohl bei den mittleren Resistenzen als auch bei den Standardabweichungen größere Abweichungen gegenüber der approximierten Netzimpedanz vorliegen.

Die auffälligen Abweichungen in den Resistenzen können mit dem vorwiegend induktiven Verhalten des Abgangs in Richtung des überlagerten Netzes durch zwei Wirkmechanismen erklärt werden: Erstens kommt es bei der Anregung des Netzes mit dem Strom $I_{ex,UN}$ zu einem verhältnismäßig kleinen Wirk- und einem verhältnismäßig großen Blindspannungs-

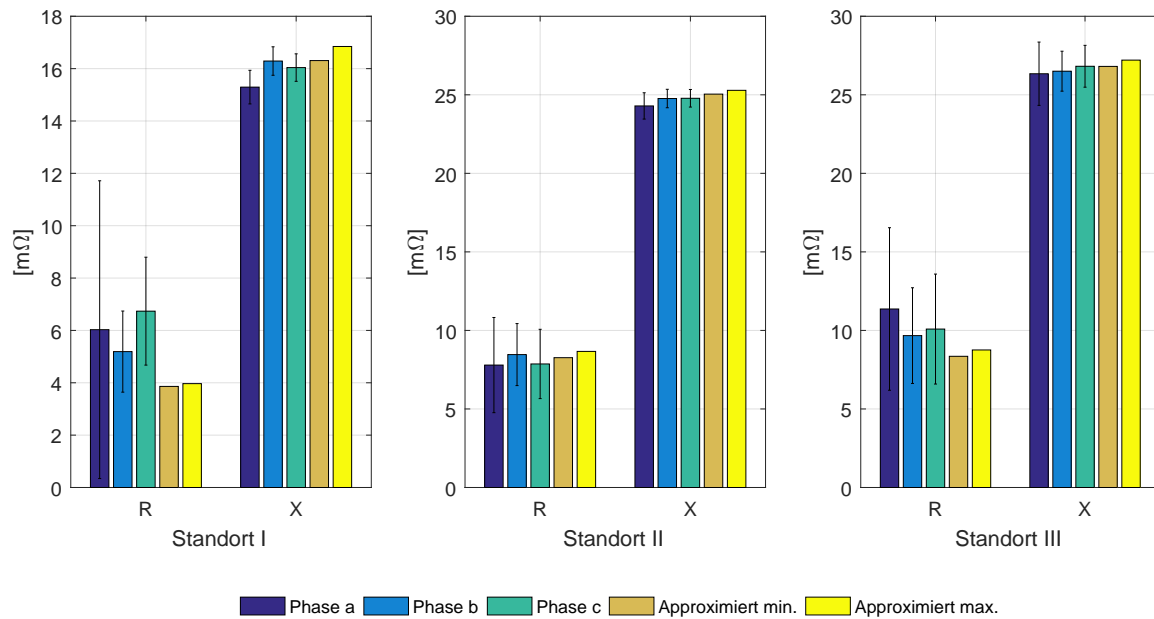


Abb. 3.8: Mittelwerte und Standardabweichungen der durch Messungen ermittelten dreiphasigen Resistenzen R und Reaktanzen und X bei 50Hz sowie die minimalen und maximalen Resistenzen und Reaktanzen aus der Netzberechnung bei 50Hz

abfall $\Re(\underline{U}_{re})$ bzw. $\Im(\underline{U}_{re})$. Dies führt zu einer größeren Messungenauigkeit bei $\Re(\underline{Z}_{UN})$ gegenüber $\Im(\underline{Z}_{UN})$. Zweitens muss beachtet werden, dass eine ohmsch-induktive Impedanz auch durch $\underline{Z} = Z(\cos(\psi) + j \sin(\psi))$ mit $0 < \psi < 90^\circ$ dargestellt werden kann. Dies bedeutet, dass bei einer vorwiegend induktiven Impedanz mit $45^\circ < \psi \leq 90^\circ$ Messungenauigkeiten beim Winkel stärkere Auswirkungen auf den Realteil als auf den Imaginärteil haben.

3.5 Zeitabhängigkeit der Knotenimpedanz

Die Knotenimpedanz \underline{Z}_{PoC} beschreibt die frequenzabhängige Impedanz eines Netzknotens, welche sich aus allen direkt und indirekt an ihn angeschlossenen Komponenten zusammensetzt. Beim Anschluss einer zusätzlichen Anlage an einen Knoten stellt die Knotenimpedanz daher aus Sicht der neu anzuschließenden Anlage die Netzimpedanz dar. Aus diesem Grund hat sie bereits in der Planungsphase von Netzanschlüssen eine große Bedeutung. Im Folgenden werden die zeitlichen Verläufe der Knotenimpedanzgänge und die darin enthaltenen Resonanzstellen von den in Kapitel 3.3.2 beschriebenen Standorten I und II untersucht. Am Standort III können hingegen keine automatisierten Messungen der Zeitabhängigkeit erfolgen. Ursache hierfür ist die starke Ausprägung einer nachts auftretenden Resonanzstelle, welche bei der Strominjektion durch den Anreghostromgenerator zu nicht vertretbaren Oberschwingungsspannungen in dem öffentlichen NS-Netz führen würde.

Einen Überblick über die Zeit- und Frequenzabhängigkeit der komplexen Knotenimpedanz an den Standorten I und II für jeweils eine Woche im 30 Minuten Raster bieten die Abbildungen 3.9 und 3.10. Aus den Abbildungen ist ein klares Tag-Nacht-Muster zu erkennen wobei insbesondere die nachts auftretenden Resonanzstellen in den Abbildungen 3.9(a) und 3.10(a)

hervorstechen. Dieses Tag-Nacht-Muster ist in geringerer Ausprägung ebenso bei Frequenzen ober- und unterhalb der Resonanzstelle ersichtlich. Auch aus den Winkeln der Knotenimpedanzen geht das Tag-Nacht-Muster deutlich hervor, Abbildungen 3.9(b) und 3.10(b). Zusätzlich zeigt sich, dass die Impedanzwinkel ψ_{PoC} an beiden Standorten oberhalb der Resonanzstelle sowohl tags als auch nachts bis ungefähr -40° zunächst stark kapazitiv sind und erst mit weiter steigender Frequenz wieder induktiv werden. Da während der Messungen in den Niederspannungsnetzen durch den Netzbetreiber keine Schalthandlungen erfolgen, ist die Zeitabhängigkeit auf den Betrieb der Lasten und Erzeuger zurückzuführen.

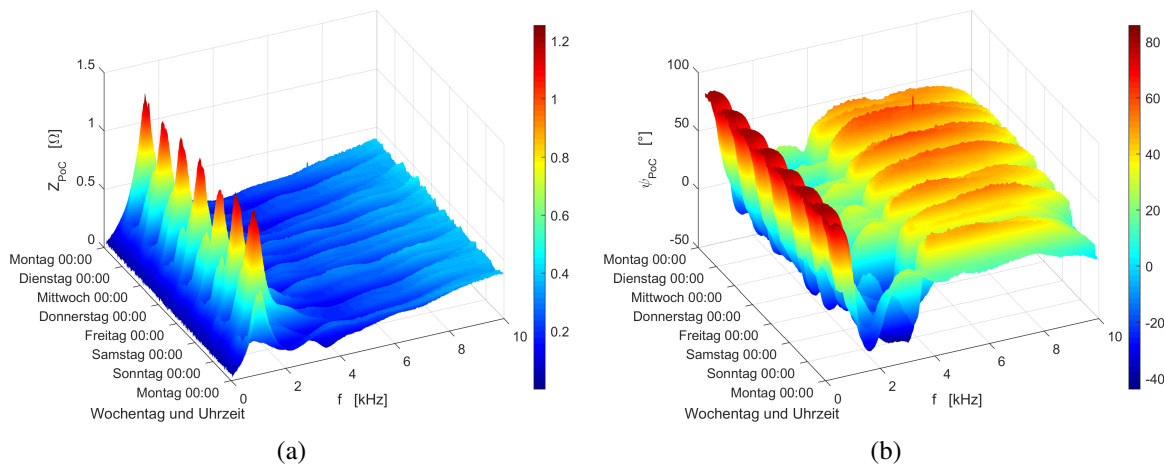


Abb. 3.9: Betrag (a) und Winkel (b) der Knotenimpedanz am Standort I im Zeitraum von einer Woche

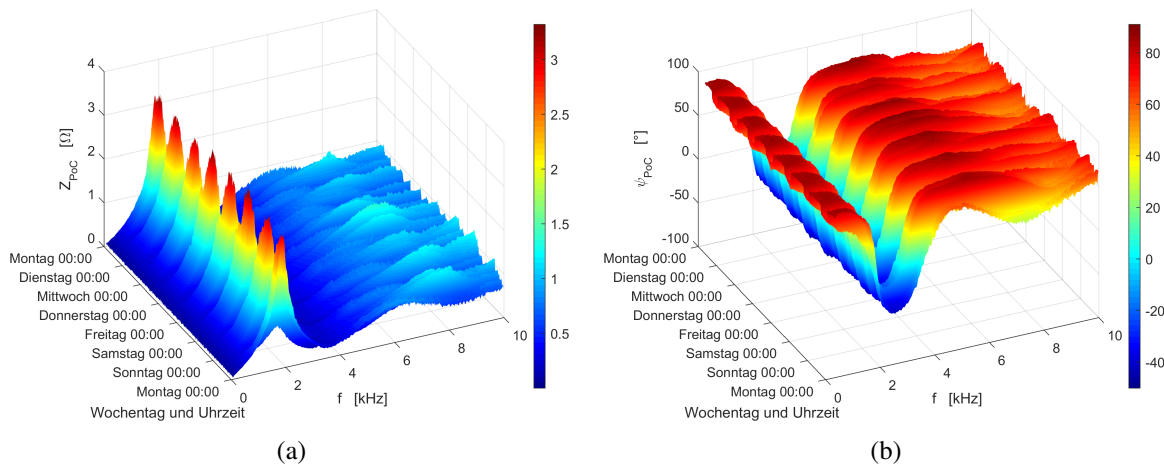


Abb. 3.10: Betrag (a) und Winkel (b) der Knotenimpedanz am Standort II im Zeitraum von einer Woche

Die Abbildungen 3.11(a) und 3.11(b) zeigen den Mittelwert und die Standardabweichung der Knotenimpedanzen in Abhängigkeit von der Tageszeit im 30 Minuten Raster. Hierzu werden jeweils die zu gleichen Tageszeiten an verschiedenen Tagen gemessenen Impedanzen bei 1 kHz und 7 kHz herangezogen.

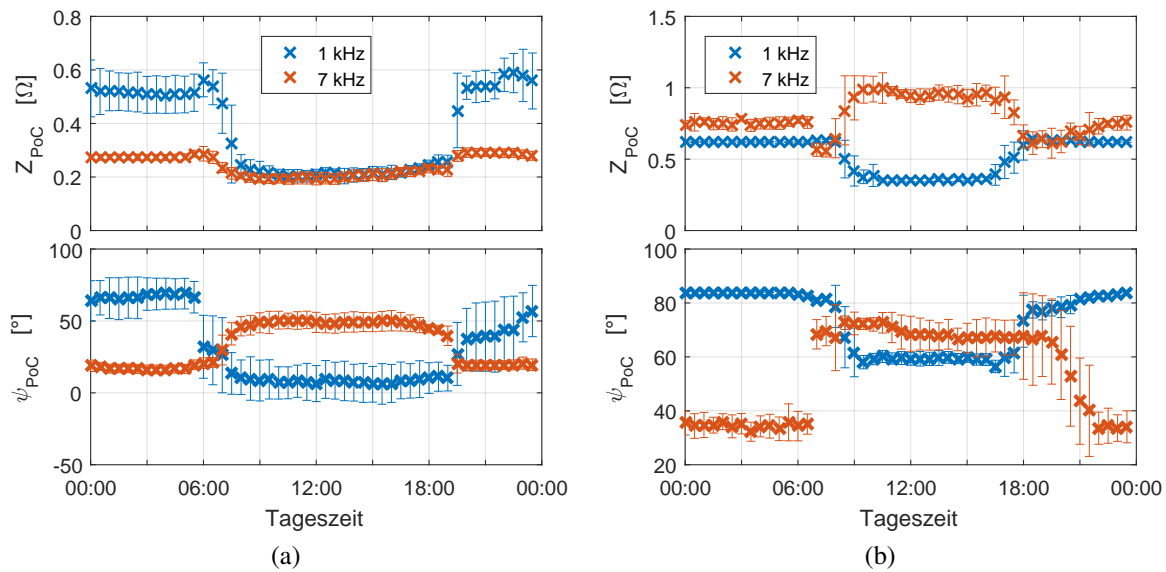


Abb. 3.11: Variabilität der Knotenimpedanz zu den unterschiedlichen Tageszeiten an den Standorten I (a) und II (b)

Am Standort I ist zu erkennen, dass die Unterschiede in der Impedanz an verschiedenen Tagen zur gleichen Uhrzeit bei 1 kHz deutlich größer ausfallen als bei 7 kHz. Dies gilt insbesondere für den Winkel, aber auch für den Betrag der Impedanz in der Nacht. Der Grund hierfür sind Schwankungen in der nahe bei 1 kHz liegenden Resonanzstelle, welche in Abbildung 3.9(a) zu erkennen sind. So tritt die erste Resonanzstelle zeitweise nicht bei 1,5 kHz, sondern bei niedrigeren Frequenzen auf, was zu einer höheren Streuung der Impedanz bei 1 kHz führt. Bei 7 kHz zeigt sich, dass die Impedanz zu gleichen Tageszeiten deutlich weniger Schwankungen unterliegt.

Am Standort II hingegen zeigt sich ein anderes Bild, Abbildung 3.11(b). Hier unterliegt die Impedanz bei 1 kHz zu gleichen Tageszeiten an unterschiedlichen Tagen wesentlich geringeren Schwankungen. Allerdings ist morgens und abends eine deutlich größere Standardabweichung zu erkennen. Die Ursache hierfür ist, dass der Wechsel der Impedanz vom Nacht-Verhalten zum Tag-Verhalten und umgekehrt zu leicht variierenden Tageszeiten vonstatten geht. Zusätzlich kann dieser Übergang einen gewissen Zeitraum beanspruchen. Dies ist auch aus den Mittelwerten und Standardabweichungen bei 7 kHz zu erkennen. Hier erfolgt ein klar abgegrenzter Sprung im Impedanzwinkel bei einem gleichzeitig weniger klar abgegrenzten Übergang im Betrag. Anders verhält es sich beim Übergang zur Nacht, da hier wiederum besonders beim Winkel keine klare zeitliche Abgrenzung vorzufinden ist.

Da sich in den Messdaten ein klares Tag-Nacht-Muster abzeichnet, werden im Folgenden von jedem Standort je ein am Tag um 14:00 Uhr und ein in der Nacht um 02:00 Uhr gemessener Impedanzgang gegenübergestellt, Abbildungen 3.12(a) bis 3.12(c). Durch diese Beschränkung ist es möglich bei Wahrung der Übersichtlichkeit dieser Arbeit die wesentlichen Punkte in der Zeitabhängigkeit der Knotenimpedanzen darzustellen. Zur Einschätzung der Unterschiede zwischen den Messungen und der üblicherweise angenommenen ohmsch-induktiven Impedanz sind darüber hinaus auch die approximierten Impedanzgänge eingezeichnet. Auch hier erfolgt im Sinne der Übersichtlichkeit und auf Basis der in Kapitel 3.4.1 dargestellten

Ähnlichkeit eine Beschränkung auf die maximale approximierte Impedanz. Alle drei Abbildungen zeigen, dass der approximierte Impedanzgang je Standort lediglich bei Frequenzen bis einige hundert Hertz Ähnlichkeit mit den Messungen aufweist. Für die Winkel besteht diese Ähnlichkeit zudem ausschließlich nachts, da die Winkel tagsüber bereits im unteren Frequenzbereich mit steigender Frequenz rasch absinken. Wegen der großen Unterschiede bildet die aus dem ohmsch-induktiven Modell folgende approximierte Impedanz oberhalb von 50 Hz die Realität nur sehr eingeschränkt ab. Die Zulässigkeit einer ohmsch-induktiven Modellierung der frequenzabhängigen Netz- beziehungsweise Knotenimpedanz durch Z_{apx} ist daher im Einzelfall zu prüfen.

In den drei Abbildungen 3.12(a) bis 3.12(c) sticht wieder besonders die nachts auftretende Resonanzstelle hervor. Am Standort I liegt diese bei 1,46 kHz und hat eine Amplitude von 1,1 Ω . Sie erreicht damit im Intervall $0,6 \text{ kHz} \leq f \leq 1,8 \text{ kHz}$ das bis zu 2,3-fache von Z_{apx} , Abbildung 3.12(a). Folglich würde ein in diesem Frequenzbereich eingebrachter Strom zu teilweise deutlich größeren Netzrückwirkungen führen, als das ohmsch-induktive Modell vermuten lässt. Genau das Gegenteil gilt im Frequenzbereich oberhalb 1,8 kHz. Hier würden die Netzrückwirkungen weniger stark auftreten als erwartet. Tags ist die Resonanzstelle mit einer Amplitude von 0,22 Ω stärker gedämpft als nachts bei einer gleichzeitig reduzierten Frequenz von 0,63 kHz. Hinsichtlich Netzrückwirkungen ist diese stärkere Dämpfung zunächst positiv zu bewerten. Durch die abgesenkte Frequenz liegt der Betrag der Resonanzstelle jedoch weiterhin oberhalb des Betrags der approximierten Impedanz und auch näher an den üblicherweise ausgeprägtesten Oberschwingungen im unteren Frequenzbereich der Netzspannung, was die Netzrückwirkungen bei diesen typischen Frequenzen erhöht [10], [105]. Am Standort II stellt sich die Impedanz ähnlich dar, Abbildung 3.12(b). Allerdings liegt hier die nächtliche Resonanzstelle mit 1,9 kHz und 3,2 Ω bei einer höheren Frequenz und erreicht eine größere Amplitude gegenüber Standort I. Auch am Standort II ist die tatsächliche Impedanz mit einer maximalen relativen Amplitude Z_{PoC}/Z_{apx} von 3,3 im Bereich der Resonanzstelle deutlich ungünstiger als die approximierte Impedanz erwarten lässt. Tagsüber zeigt sich aber, dass die Amplitude am Standort II im gesamten Frequenzbereich unterhalb der approximierten Impedanz liegt.

Besonders auffällig ist der Impedanzgang am Standort III, Abbildung 3.12(c). Hier erreicht die Resonanzstelle während der Nacht eine Amplitude von 12,3 Ω bei einer Frequenz von 3,1 kHz. Damit liegt die gemessene Impedanz beim 7,2-fachen der auf Basis des ohmsch-induktiven Modells berechneten. Auffällig ist hier auch der Phasenwinkel, da dieser auf ungefähr -90° absinkt. Zusammen mit dem kleinen Impedanzbetrag hat dies zur Folge, dass der hysteresegeregelter Anreghostromgenerator den gewünschten Anreghostrom bei den hohen Frequenzen nicht liefern kann. Der Grund hierfür ist, dass der kapazitive Impedanzwinkel in Verbindung mit dem kleinen Betrag zum Anstieg der Stromsteilheit und der Schaltfrequenz des Anreghostromgenerators führt. Dies wiederum resultiert in einer Schutzabschaltung.

Wie dargelegt kann der Betrag der Impedanz eines Knotens durch die Resonanzstelle wesentlich höher als die Approximation mit dem ohmsch-induktiven Modell ausfallen. Aus diesem Grund werden im Folgenden die zeitlichen Verläufe der Resonanzstellen an den Standorten I und II näher betrachtet. Hierzu werden die Resonanzfrequenz f_{gr} und der Betrag bei der Resonanzfrequenz A_{gr} über einen Zeitraum von einer Woche ermittelt und in Abbildung 3.13 über der Zeit aufgetragen. Auch hier ist das Tag-Nacht-Muster wieder deutlich zu erkennen. Allerdings treten in der Resonanzfrequenz an beiden Standorten Auffälligkeiten auf. Zum

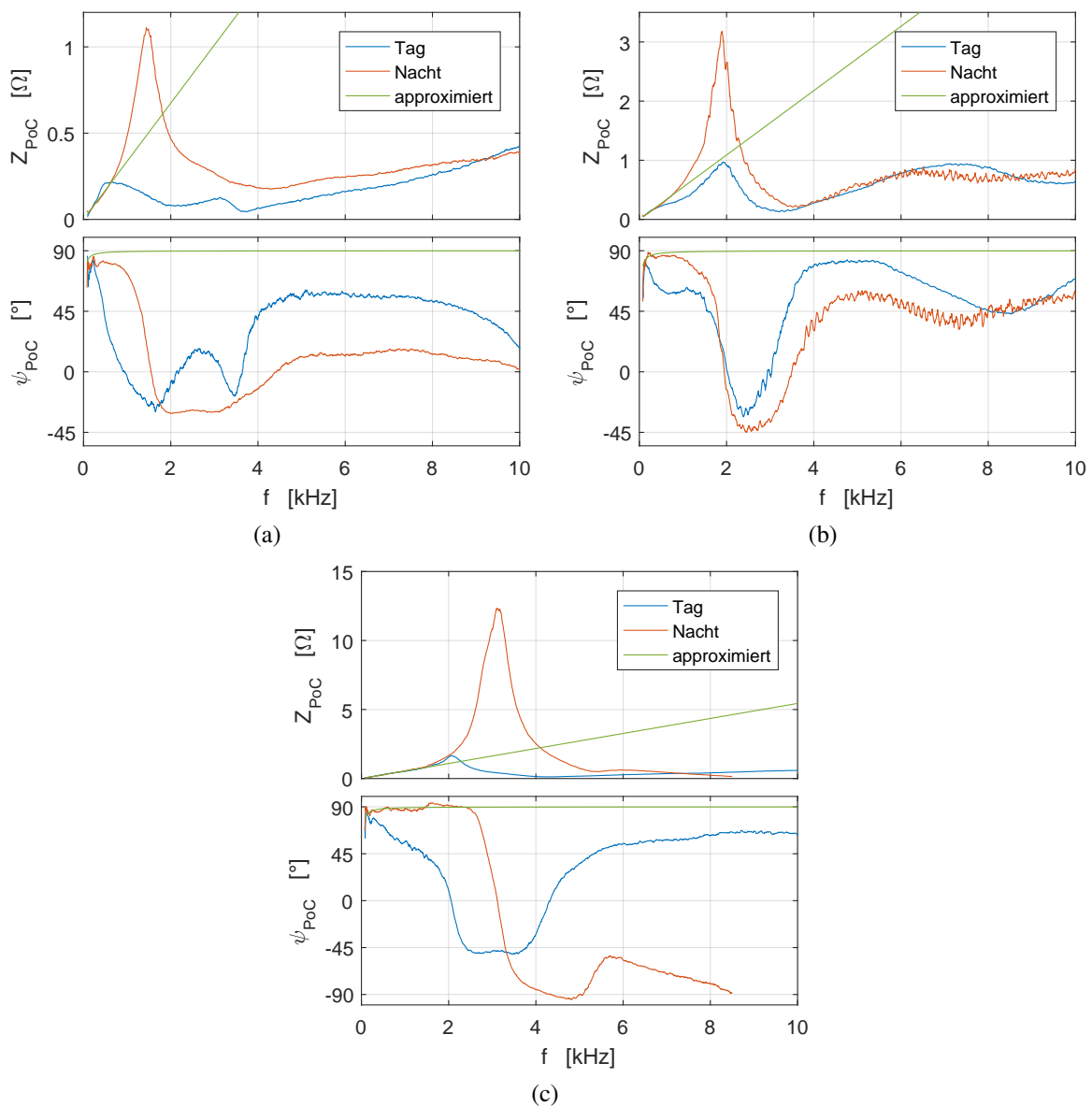


Abb. 3.12: Gemessene Impedanzgänge tags um 14:00 Uhr und nachts um 02:00 Uhr im Vergleich zu den approximierten Impedanzgängen an den Standorten I (a), II (b) und III (c)

einen verschwindet das Muster am Standort I während des Wochenendes, da die Resonanzfrequenz tagsüber nicht auf etwa 0,65 kHz absinkt. Darüber hinaus steigt die Resonanzfrequenz an diesem Standort während der Nächte von Dienstag auf Mittwoch und von Freitag auf Samstag nicht auf die sonst nachts vorliegenden 1,5 kHz an. Zum anderen ist am Standort II zu erkennen, dass während des Tages und während der Nacht ungefähr die gleiche Resonanzfrequenz vorliegt. Allerdings zeigt die Resonanzfrequenz sowohl am Abend gegen 19:00 Uhr als auch zu Beginn des Tages gegen 08:00 Uhr eine temporär leicht verringerte Resonanzfrequenz.

Die Zeitabhängigkeit der Resonanzstelle ist im Wesentlichen mit den Betriebszuständen der von den Netznutzern betriebenen Lasten und Erzeugern zu erklären, da die Impedanz des

überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} als zeitinvariant angenommen werden kann und während der Messungen keine Schalthandlungen in den NS-Netzen durchgeführt werden. Hierbei hängt die zeitliche Varianz der Resonanzfrequenz hauptsächlich von der Summenkapazität aller netzparallelen Anlagen ab, da die Summenkapazität durch das Zu- und Abschalten netzparalleler Anlagen Änderungen unterliegt. Am Standort I ist das Absinken der Resonanzfrequenz tagsüber daher auch in dem bereits bei niedrigeren Frequenzen stark fallendem Winkel ψ_{PoC} zu erkennen, Abbildung 3.12(a). Derart starke Schwankungen in der Summenkapazität und der daraus folgende niederfrequenter Übergang des Impedanzwinkels ψ_{PoC} ins Kapazitive liegt am Standort II nicht vor, Abbildung 3.12(b). Folglich unterliegt die Resonanzfrequenz hier auch weniger Schwankungen. Die zeitvariante Amplitude der Resonanzstelle wird hingegen vorrangig durch die Dämpfung der Resonanz beeinflusst. Auch diese hängt stark von den Betriebszuständen der netzparallelen Anlagen ab.

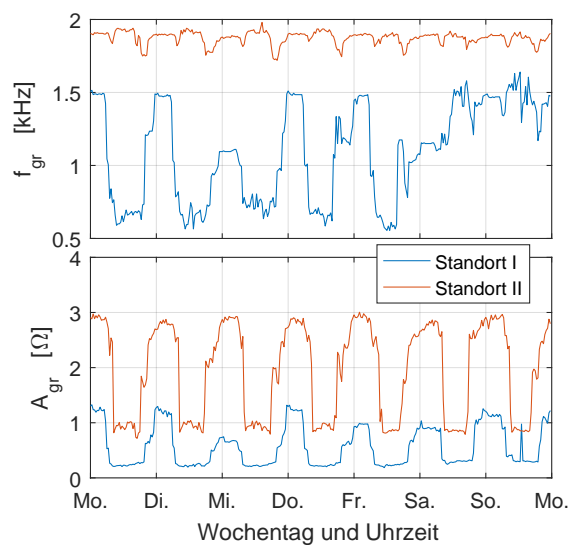


Abb. 3.13: Frequenz und Amplitude der Resonanzstelle an den Standorten I und II

Da ein starker Zusammenhang zwischen den netzparallelen Anlagen und der Knotenimpedanz vorliegt, wird dieser im Folgenden näher untersucht. Hierzu wird in den folgenden Kapiteln die Zusammensetzung der Knotenimpedanz \underline{Z}_{PoC} aus der Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} , der PV-Anlage \underline{Z}_{PV} und des aus Lasten und teilweise Erzeugern zusammengesetzten unterlagerten Netzes \underline{Z}_{DN} analysiert.

3.6 Zusammensetzung der Knotenimpedanz

Aufbauend auf den Erkenntnissen des Kapitels 3.5 bezüglich der Variabilität der Impedanzgänge sowie der festgestellten Diskrepanz zwischen den gemessenen und den mittels ohmsch-induktivem Modell approximierten Impedanzen wird in den folgenden Unterkapiteln die Zusammensetzung der gemessenen Knotenimpedanz \underline{Z}_{PoC} analysiert. Hierzu werden zunächst die Messungen der Knotenimpedanzen sowie der Abgangsimpedanzen \underline{Z}_{UN} , \underline{Z}_{PV} und \underline{Z}_{DN} an den Standorten I und II herangezogen. Anhand dieser Daten wird die Zusammensetzung der Knotenimpedanz aus der Impedanz des überlagerten Netzes mit der des

unterlagerten Netzes (Kapitel 3.6.1) sowie die des überlagerten Netzes zusammen mit der PV-Anlage (Kapitel 3.6.2) untersucht. Die Untersuchungen zeigen somit den Einfluss des unterlagerten Netzes und der PV-Anlage unabhängig voneinander auf die Knotenimpedanz. Darüber hinaus ist die Abhängigkeit der Resonanzstelle vom Lastfluss des unterlagerten Netzes beziehungsweise der PV-Anlage Gegenstand der Untersuchungen. Da am Standort III wegen der in Kapitel 3.5 auf Seite 30 genannten Umstände nur wenige einzelne Messungen erfolgen konnten, finden sich diese Ergebnisse separat in Kapitel 3.6.3. Auszüge der in diesem Kapitel veröffentlichten Ergebnisse finden sich auch in [25].

Der Einfluss des überlagerten Netzes auf die Knotenimpedanz und insbesondere auf deren Resonanzstelle wird in Kapitel 3.6.4 analysiert.

3.6.1 Knotenimpedanz aus über- und unterlagertem Netz

Die Impedanz aus über- und unterlagertem Netz $\underline{Z}_{UN||DN}$ ergibt sich aus der Parallelschaltung des überlagerten Netzes mit dem unterlagerten Netz. Die Umsetzung der Messung von $\underline{Z}_{UN||DN}$ würde daher bedeuten, dass die PV-Anlage vom Knoten zu trennen wäre, Abbildung 3.5(b). Da Netzbetreibern für die Abregelung und Abschaltung von Erzeugungsanlagen durch das Energiewirtschaftsgesetz allerdings enge Grenzen gesetzt sind, wird auf eine tatsächliche Trennung der PV-Anlagen verzichtet. Stattdessen wird die Impedanz aus über- und unterlagertem Netz durch

$$\underline{Z}_{UN||DN} = \left(\frac{1}{\underline{Z}_{PoC}} - \frac{1}{\underline{Z}_{PV}} \right)^{-1} \quad (3.32)$$

berechnet und mit den Ergebnissen aus

$$\underline{Z}_{UN||DN} = \left(\frac{1}{\underline{Z}_{UN}} + \frac{1}{\underline{Z}_{DN}} \right)^{-1} \quad (3.33)$$

auf Validität geprüft. Das Verfahren nach Formel (3.32) wird gewählt, da bei den Langzeitmessungen aufgrund der begrenzten Anzahl an Messkanälen die Impedanz des unterlagerten Netzes nicht zusätzlich gemessen werden kann. Die Validierung mittels Formel (3.33) erfolgt anhand einzelner Messungen mit angepasster Messkanalaufteilung.

Die Abbildungen 3.14(a), 3.14(b), 3.15(a) und 3.15(b) zeigen die Impedanzen $\underline{Z}_{UN||DN}$, \underline{Z}_{UN} , \underline{Z}_{DN} und als Referenz \underline{Z}_{PoC} an den Standorten I und II. Hierbei stellen die Abbildungen 3.14(a) und 3.15(a) die Impedanzen um 14:00 Uhr und die Abbildungen 3.14(b) und 3.15(b) die Impedanzen um 02:00 Uhr dar. Zunächst zeigt sich, dass die Impedanz des unterlagerten Netzes in beiden Abbildungen im unteren Frequenzbereich im Wesentlichen kapazitiv ist und bei steigender Frequenz induktiv wird. Hierbei soll der sehr niederfrequenten Bereich um etwa 100 Hz aus zwei Gründen unberücksichtigt bleiben. Erstens ist hier der Betrag Z_{UN} derart niedrig, sodass das unterlagerte Netz nahezu keine Auswirkungen auf die Knotenimpedanz hat. Zweitens führen die Impedanzverhältnisse bei diesen sehr niedrigen Frequenzen zu einer ungünstigen Aufteilung des Anregestroms I_{ex} , wodurch die Messgenauigkeit der Impedanzen \underline{Z}_{PV} und \underline{Z}_{DN} beeinträchtigt wird.

Bezüglich der Resonanzstelle in $\underline{Z}_{UN||DN}$ am Standort I (Abbildung 3.14) lässt sich festhalten, dass sich durch die Kapazität des unterlagerten und die Induktivität des überlagerten Netzes eine Resonanzstelle ausbildet. Tagsüber ist diese gegenüber jener in \underline{Z}_{PoC} deutlich stärker ausgeprägt und bei einer etwas höheren Frequenz vorzufinden. Darüber hinaus führt die PV-Anlage an diesem Standort zu einer Absenkung des Betrags und des Winkels von \underline{Z}_{PoC} oberhalb von 2,6 kHz. In der Nacht wird die Knotenimpedanz \underline{Z}_{PoC} nahezu ausschließlich vom über- und unterlagerten Netz gebildet. Es gilt $\underline{Z}_{UN||DN} \approx \underline{Z}_{PoC}$. Am Standort II (Abbildung 3.15) zeigen sich in $\underline{Z}_{UN||DN}$ ähnlich wie am Standort I eine Erhöhung der Amplitude bei der ersten Resonanzstelle mit gleichzeitiger Erhöhung der Resonanzfrequenz und eine Erhöhung des Impedanzbetrags oberhalb der Resonanzstelle gegenüber \underline{Z}_{PoC} . Während die PV-Anlage den Winkel ψ_{PoC} bis 4,5 kHz absenkt, hebt sie den Winkel oberhalb dieser Frequenz an. Während der Nacht zeigt sich am Standort II, dass das unterlagerte Netz mit dem überlagerten Netz eine Resonanzstelle bei 3 kHz und eine zweite bei 4,4 kHz formt, wobei die zweite mit ungefähr 3Ω etwa 150% der Amplitude der ersten beträgt. Auffällig sind außerdem die großen Unterschiede zu \underline{Z}_{PoC} . Diese Beobachtungen lassen die Schlussfolgerung zu, dass nachts am Standort II die Kapazität der PV-Anlage zusammen mit \underline{Z}_{UN} die Resonanzstelle in \underline{Z}_{PoC} bildet und nicht wie am Standort I die Kapazität des unterlagerten Netzes.

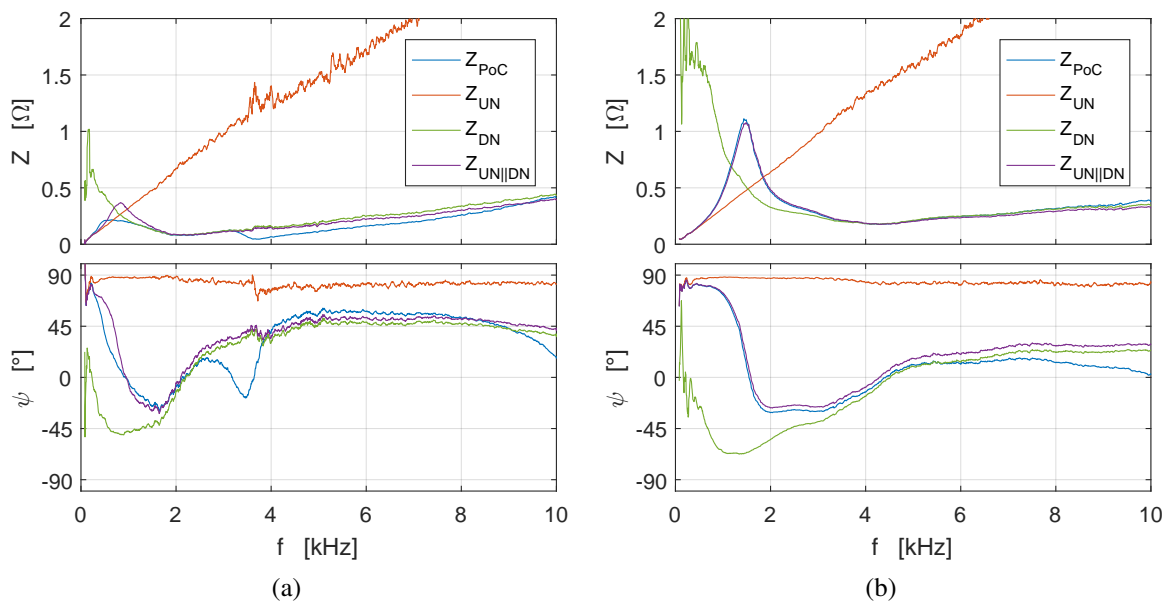


Abb. 3.14: Zusammensetzung der Impedanz aus über- und unterlagertem Netz $\underline{Z}_{UN||DN}$ am Standort I um 14:00 Uhr (a) und um 02:00 Uhr (b)

Die Unterschiede in den Impedanzen des unterlagerten Netzes \underline{Z}_{DN} zwischen Tag und Nacht legen die Vermutung nahe, dass eine Abhängigkeit zwischen dem Lastfluss des unterlagerten Netzes und dem Impedanzgang vorliegt. Da insbesondere Resonanzstellen problematisch sein können, wird im Folgenden die Abhängigkeit zwischen der Wirkleistung und der Resonanzstelle in $\underline{Z}_{UN||DN}$ untersucht. Hierzu werden der Regressionskoeffizient β und das Bestimmtheitsmaß B herangezogen. Der Regressionskoeffizient beschreibt die Steigung einer Ausgleichsgerade erster Ordnung basierend auf der Methode der kleinsten Fehlerquadrate

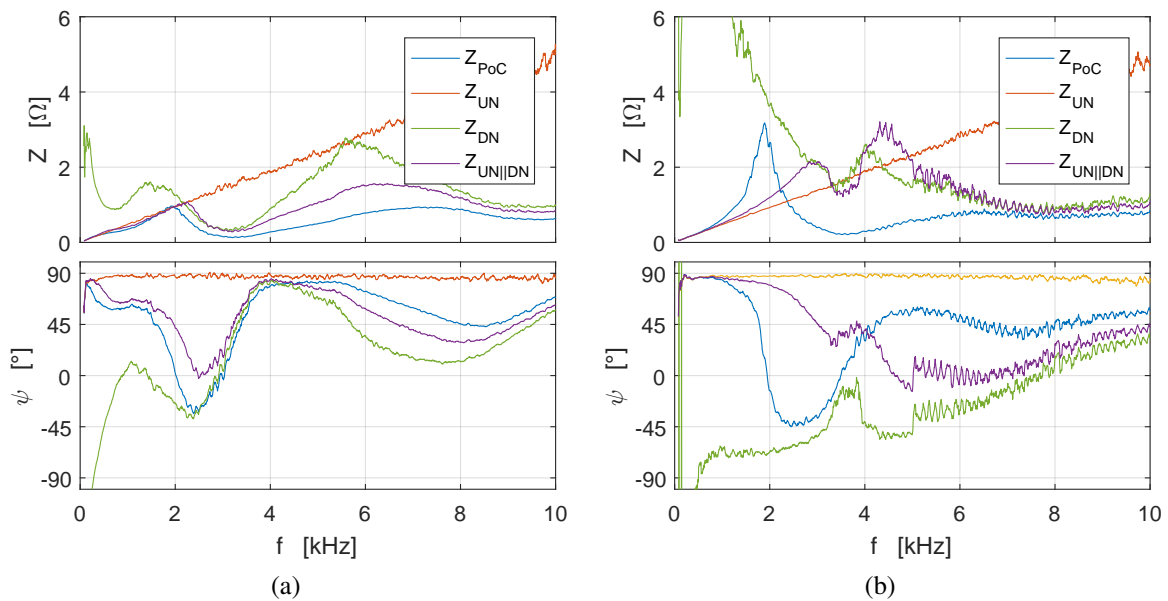


Abb. 3.15: Zusammensetzung der Impedanz aus über- und unterlagerten Netz $Z_{UN||DN}$ am Standort II um 14:00 Uhr (a) und um 02:00 Uhr (b)

und berechnet sich nach [106] anhand

$$\beta = \frac{n \sum_{i=1}^n x_i y_i - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right) \left(\sum_{i=1}^n y_i \right)}{n \sum_{i=1}^n x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^n x_i \right)^2}, \quad (3.34)$$

wobei n die Anzahl an Messungen, x die gemessene Wirkleistung P_{DN} und y den gemessenen Parameter der Resonanzstelle, wahlweise der Betrag A_{gr} oder die Frequenz f_{gr} , ist. Das Bestimmtheitsmaß gibt die Stärke des Zusammenhangs an und berechnet sich durch

$$B = \left(\frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x}) \cdot (y_i - \bar{y})}{\sqrt{\left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2 \right) \cdot \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2 \right)}} \right)^2. \quad (3.35)$$

Nach [106] kann von einem starken linearen Zusammenhang ausgegangen werden, wenn $B \geq 0,64$ ist.

Die Abbildungen 3.16(a) und 3.16(b) zeigen die Streudiagramme des Standortes I mit der Wirkleistung P_{DN} und der Amplitude A_{gr} bzw. der Frequenz f_{gr} der Resonanzstelle in der Impedanz $Z_{UN||DN}$. Vom Standort I werden insgesamt 672 Messungen, die im Abstand von jeweils 30 Minuten erfolgen, dargestellt. Die Ergebnisse vom Standort II basieren auf 336 Messungen, die ebenfalls im Abstand von 30 Minuten erfolgen und in den Abbildungen 3.17(a) und 3.17(b) dargestellt sind. Da in allen vier Abbildungen unterschiedliche Verhaltensweisen zwischen Tag und Nacht ersichtlich sind, sind die Daten am Standort I in die Zeitabschnitte

09:00 bis 18:00 Uhr und 21:00 bis 06:00 Uhr und am Standort II in die Zeitabschnitte 09:00 bis 17:00 Uhr und 20:00 bis 06:00 Uhr aufgeteilt. Somit können aus jedem Streudiagramm insgesamt drei Regressionskoeffizienten β und drei Bestimmtheitsmaße B bestimmt werden, Tabelle 3.3. Die Lücken werden gewählt, um die Übergangsphase vom Tag zur Nacht und umgekehrt bei der Berechnung von β und B für tags bzw. nachts unberücksichtigt zu lassen. Die unterschiedliche Wahl der Lücken erfolgt, weil die Messungen am Standort I Mitte September, am Standort II allerdings Mitte Oktober stattfinden und damit am Standort II eine kürzere Tageslänge vorliegt.

Die Messungen zeigen, dass am Standort I teilweise eine Korrelation zwischen der Leistung P_{DN} und der Resonanzstelle vorliegt. So ist anhand des Bestimmtheitsmaßes ersichtlich, dass mit einer Zunahme der Leistung eine Abnahme von Amplitude und Frequenz der Resonanzstelle einhergeht. Dies ist plausibel, da eine größere Anzahl netzparalleler Anlagen und Geräte sowohl die Summenkapazität als auch die Dämpfung von $\underline{Z}_{UN||DN}$ erhöht. Dieser Zusammenhang ist an Standort II nicht zu beobachten. Während der Nacht ist ein Zusammenhang zwischen P_{DN} und A_{gr} bzw. f_{gr} von lediglich $B \approx 0,5$ ersichtlich. Tagsüber liegt, wie auch die nahezu horizontalen Ausgleichsgeraden in den Abbildungen 3.17(a) und 3.17(b) zeigen, nahezu kein linearer Zusammenhang vor. Der Grund hierfür ist die, im Vergleich zu Standort 1, andere Laststruktur innerhalb des unterlagerten Netzes an Standort 2.

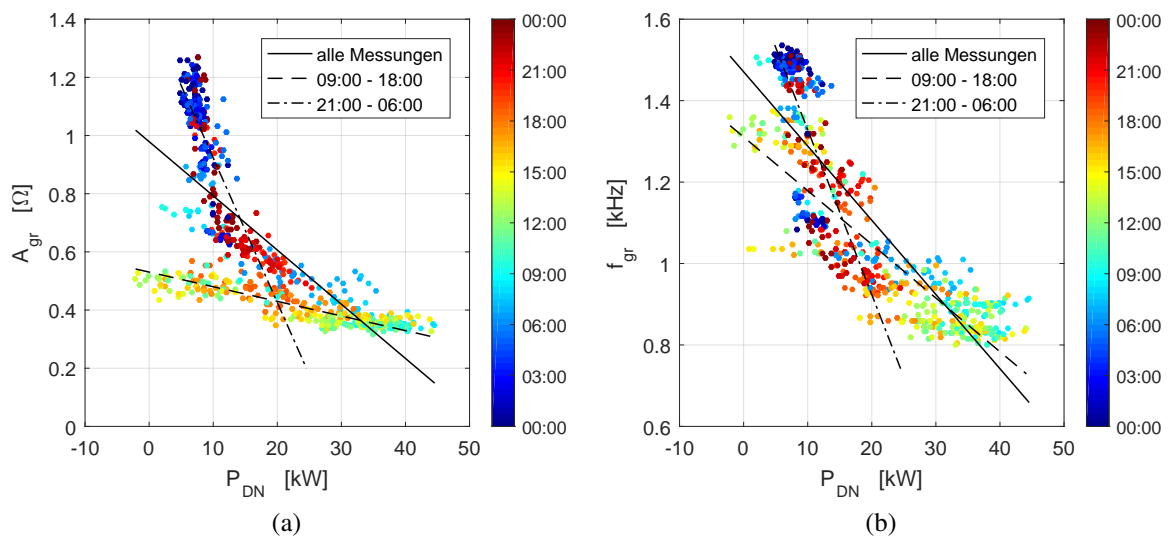


Abb. 3.16: Resonanzstelle aus der Parallelschaltung von überlagertem Netz \underline{Z}_{UN} und unterlagertem Netz \underline{Z}_{DN} in Abhängigkeit von der durch das unterlagerte Netz hervorgerufenen Wirkleistung P_{DN} am Standort I, (a) Abhängigkeit der Amplitude der Resonanzstelle A_{gr} , (b) Abhängigkeit der Resonanzfrequenz f_{gr}

3.6.2 Knotenimpedanz aus überlagertem Netz und PV-Anlage

Anschließend an das vorangegangene Kapitel, in dem die Impedanz aus dem über- und unterlagerten Netz untersucht wird, wird in diesem Kapitel angenommen, dass an dem Knoten nur das überlagerte Netz und die PV-Anlage angeschlossen ist. Da aus Sicht des Knotens das

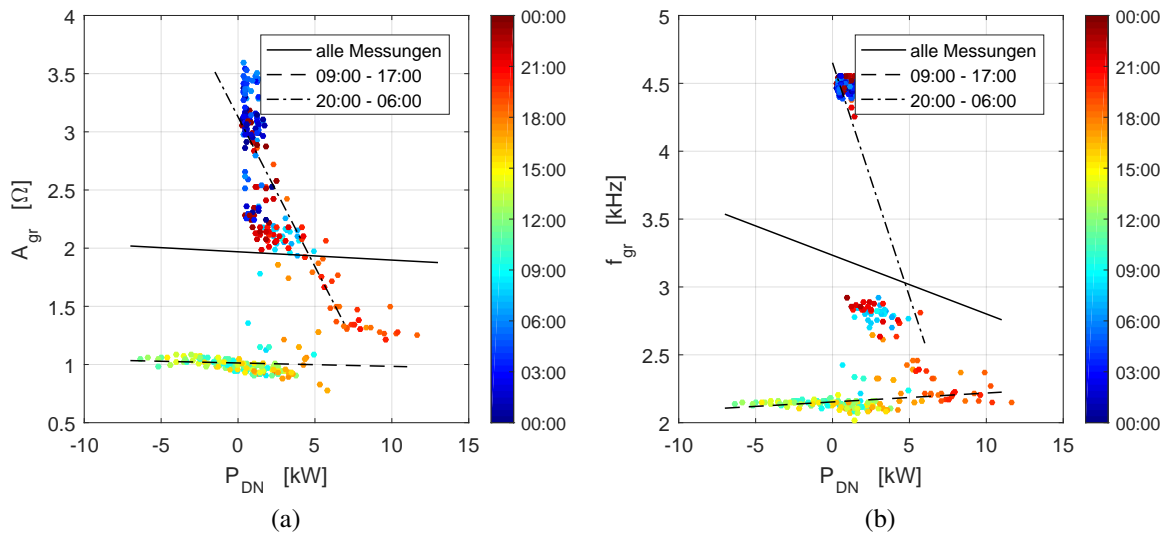


Abb. 3.17: Resonanzstelle aus der Parallelschaltung von überlagertem Netz \underline{Z}_{UN} und unterlagertem Netz \underline{Z}_{DN} in Abhängigkeit von der durch das unterlagerte Netz hervorgerufenen Wirkleistung P_{DN} am Standort II, (a) Abhängigkeit der Amplitude der Resonanzstelle A_{gr} , (b) Abhängigkeit der Resonanzfrequenz f_{gr}

Tab. 3.3: Bestimmtheitsmaß B und Regressionskoeffizient β aus der Resonanzstelle in $\underline{Z}_{UN||DN}$ und der Wirkleistung des unterlagerten Netzes P_{DN} .

Standort	Datensatz	$A_{gr}(P_{DN})$		$f_{gr}(P_{DN})$	
		B	β	B	β
I	Alle Messungen	0,5424	$-0,0186 \Omega/\text{kW}$	0,7208	$-18,2259 \text{Hz}/\text{kW}$
	09:00 bis 18:00	0,7011	$-0,0050 \Omega/\text{kW}$	0,7590	$-13,1828 \text{Hz}/\text{kW}$
	21:00 bis 06:00	0,7440	$-0,0497 \Omega/\text{kW}$	0,6593	$-40,4729 \text{Hz}/\text{kW}$
II	Alle Messungen	0,0004	$-0,0071 \Omega/\text{kW}$	0,0110	$-43,2381 \text{Hz}/\text{kW}$
	09:00 bis 17:00	0,0026	$-0,0029 \Omega/\text{kW}$	0,0317	$6,5523 \text{Hz}/\text{kW}$
	20:00 bis 06:00	0,4835	$-0,2573 \Omega/\text{kW}$	0,5649	$-344,4637 \text{Hz}/\text{kW}$

überlagerte Netz und die PV-Anlage parallel liegen, wird diese Impedanz als $\underline{Z}_{UN||PV}$ bezeichnet. Auch dieser Fall ist schaltungstechnisch nicht herstellbar, da die Lasten und Erzeuger des unterlagerten Netzes weder für die Messungen getrennt noch auf andere Netze umgeschwenkt werden können. Die Impedanz $\underline{Z}_{UN||PV}$ wird daher analog zu Gleichungen (3.32) und (3.33) durch

$$\underline{Z}_{UN||PV} = \left(\frac{1}{\underline{Z}_{UN}} + \frac{1}{\underline{Z}_{PV}} \right)^{-1} \quad (3.36)$$

berechnet und über

$$\underline{Z}_{UN||PV} = \left(\frac{1}{\underline{Z}_{PoC}} - \frac{1}{\underline{Z}_{DN}} \right)^{-1} \quad (3.37)$$

validiert.

Die Impedanzen $\underline{Z}_{UN||PV}$, \underline{Z}_{UN} , \underline{Z}_{PV} und \underline{Z}_{PoC} am Standort I werden tags um 14:00 Uhr und nachts um 02:00 Uhr in den Abbildungen 3.18(a) und 3.18(b) dargestellt. Die Abbildungen 3.19(a) und 3.19(b) zeigen die Impedanzen zu denselben Uhrzeiten am Standort II. Tags zeigt sich, dass die Impedanz der PV-Anlage \underline{Z}_{PV} an den Standorten I und II einen qualitativ ähnlichen Verlauf bis etwa 6kHz mit einer Resonanzstelle bei ungefähr 1,9kHz bzw. 1,4kHz aufweisen. Oberhalb von etwa 6kHz haben beide Anlagen deutlich unterschiedliche Impedanzverläufe. So weist die Impedanz \underline{Z}_{PV} am Standort I eine Resonanzstelle bei 8,9kHz auf, während sie am Standort II im Intervall zwischen 4kHz und 10kHz nahezu rein induktiv ist. Da in diesem Frequenzbereich die Ausgangsimpedanz der Solarwechselrichter kaum noch von der Regelung abhängt (vgl. Kapitel 4.3) und die Kapazität der Zuleitungen noch nicht zum Tragen kommt, ist dieser Effekt auf das Netzfilter der Solarwechselrichter zurückzuführen. Durch dieses Verhalten von \underline{Z}_{PV} bilden sich am Standort I in $\underline{Z}_{UN||PV}$ insgesamt zwei Resonanzstellen aus. Hierbei hat die erste bezogen auf die als Referenz dienende approximierte Netzimpedanz eine stärkere Ausprägung. Insgesamt wäre der Impedanzgang $\underline{Z}_{UN||PV}$ als Netzverknüpfungspunkt am Standort I wegen des höheren Impedanzbetrags $\underline{Z}_{UN||PV}$ deutlich ungünstiger als \underline{Z}_{PoC} mit zusätzlichem unterlagertem Netz. Auch am Standort II kommt es am Tag zu einer stärker ausgeprägten Resonanzstelle in $\underline{Z}_{UN||PV}$ gegenüber \underline{Z}_{PoC} . Die Ausprägung dieser bezogen auf die approximierte Netzimpedanz ist vergleichbar mit der an Standort I.

Während der Nacht, wenn die PV-Anlage keine elektrische Energie ins Netz einspeist, stellt die PV-Anlage an Standort I oberhalb von einigen hundert Hertz und bis 10kHz eine nahezu reine Kapazität dar. Diese Kapazität resultiert aus dem Netzfilter der Anlage, da in diesem Betriebszustand üblicherweise lediglich die Pulsung der Solarwechselrichter gestoppt, nicht aber das Filter vom Netz getrennt wird. Infolgedessen zeigt sich in $\underline{Z}_{UN||PV}$ eine enorme Resonanzstelle bei ungefähr 5,6kHz mit einer Amplitude von etwa 13Ω, Abbildung 3.18(b). Diese Resonanzstelle würde bereits bei geringer Anregung zu erheblichen Verzerrungsspannungen führen und könnte damit sowohl Instabilitäten als auch eine beschleunigte Alterung elektrischer Komponenten hervorrufen. Am Standort II zeigt sich während der Nacht in $\underline{Z}_{UN||PV}$ hingegen keine wesentlich stärker ausgeprägte Resonanzstelle gegenüber der in \underline{Z}_{PoC} . Dies ist mit dem Impedanzverlauf der PV-Anlage zu begründen, welcher bereits bei 3,5kHz ins Induktive übergeht und zudem einen größeren ohmschen Anteil hat. Die Reso-

nanzstelle in $\underline{Z}_{UN||PV}$ entspricht daher bis auf eine Frequenzverschiebung von 200Hz der in \underline{Z}_{PoC} . Folglich hat das unterlagerte Netz an diesem Standort während der Nacht nur wenig Einfluss auf \underline{Z}_{PoC} verglichen mit der PV-Anlage.

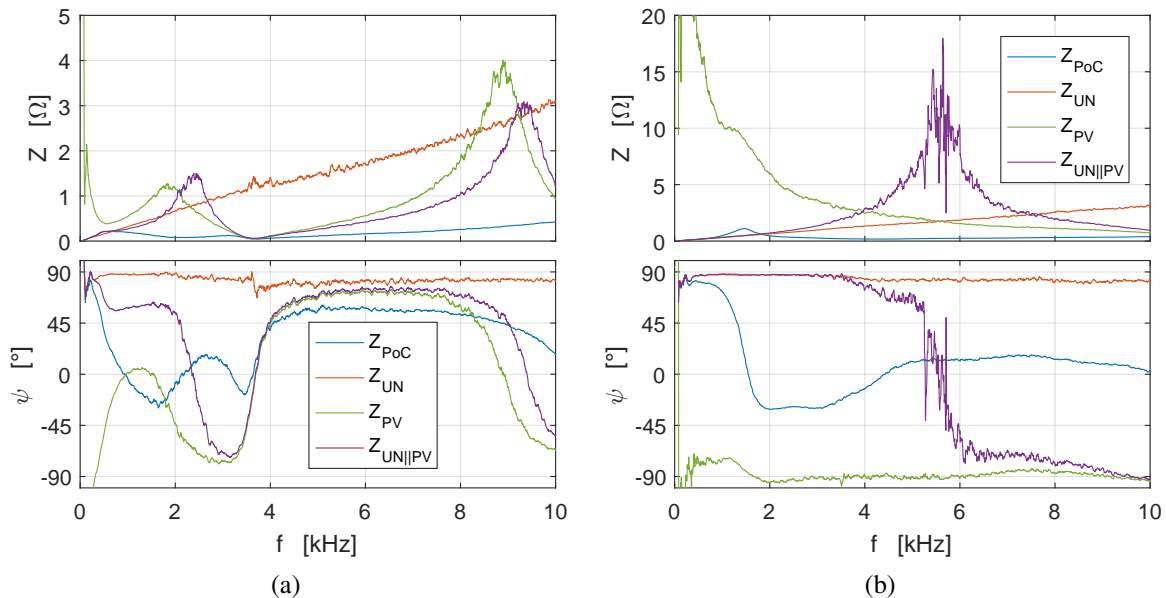


Abb. 3.18: Zusammensetzung der Impedanz aus überlagertem Netz und PV-Anlage $\underline{Z}_{UN||PV}$ am Standort I um 14:00 Uhr (a) und um 02:00 Uhr (b)

Analog zum vorangehenden Kapitel wird auch hier die Abhängigkeit zwischen Resonanzstelle und Lastfluss untersucht. Hierzu wird die Leistung der PV-Anlage P_{PV} , die Amplitude A_{gr} und die Frequenz f_{gr} der Resonanzstelle in $\underline{Z}_{UN||PV}$ herangezogen und als Streudiagramm dargestellt. Die Abbildungen 3.20(a) und 3.20(b) zeigen die Zusammenhänge an Standort I während 3.21(a) und 3.21(b) die Situation am Standort II wiedergeben.

Wie erwartet zeigen sich starke Unterschiede zwischen den Resonanzstellen am Tag und in der Nacht am Standort I und weniger stark ausgeprägte am Standort II. Auffällig ist, dass die Parameter der Resonanzstellen in Abhängigkeit von der Leistung P_{PV} sowohl während des Tages als auch während der Nacht in unmittelbarer Nähe der nahezu horizontalen bzw. vertikalen Ausgleichsgeraden liegen. Hieraus folgt direkt eine geringe Abhängigkeit der Resonanzstellen von der eingespeisten Leistung. Dies ist auch dem Bestimmtheitsmaß B der Tabelle 3.4 zu entnehmen. Lediglich am Standort I liegt für die hochfrequente Resonanzstelle während des Tages ein Bestimmtheitsmaß von ungefähr $B = 0,61$ vor, was einen gewissen Zusammenhang vermuten lässt. Anhand des Regressionskoeffizienten wird allerdings deutlich, dass die Resonanzfrequenzdifferenz zwischen 0kW und der aufgrund der einphasigen Betrachtung gedrittelten Nennwirkleistung von $P_{PV,n}/3 = 88,67\text{kW}$ lediglich 227Hz und damit 2,4% beträgt. Folglich ist auch hier der lineare Zusammenhang zwischen Resonanzfrequenz und erzeugter Wirkleistung gering.

Für die beiden PV-Anlagen kann somit gezeigt werden, dass die zu einem bestimmten Zeitpunkt eingespeiste Leistung keinen wesentlichen Einfluss auf die Ausgangsimpedanz und damit auf die im Netz auftretenden Resonanzstellen hat. Vielmehr ist entscheidend, ob die

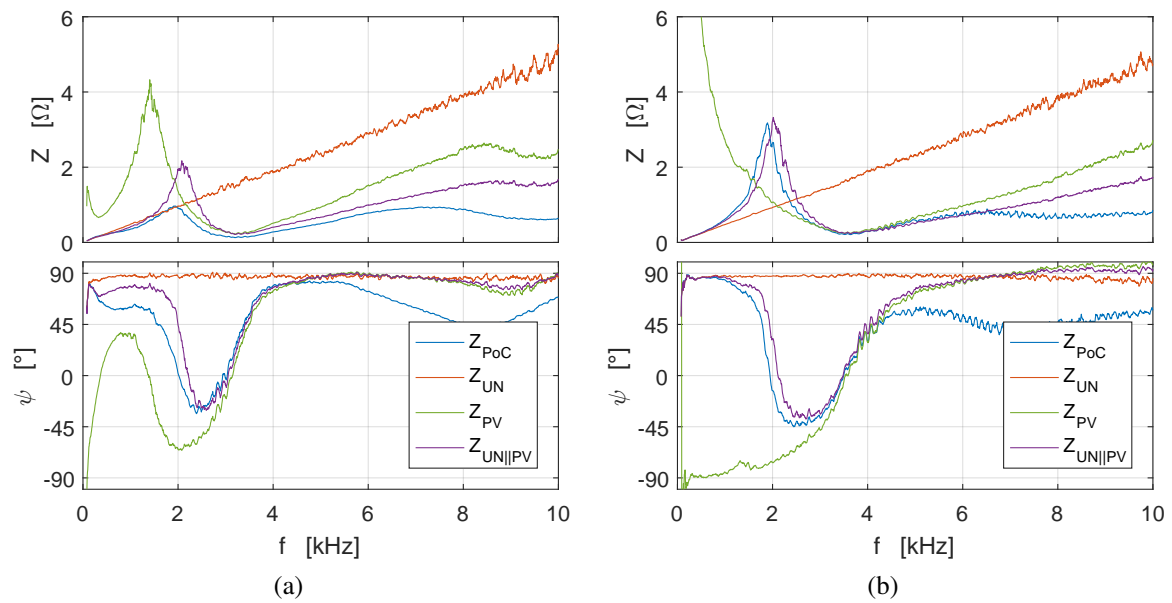


Abb. 3.19: Zusammensetzung der Impedanz aus überlagertem Netz und PV-Anlage $Z_{UN||PV}$ am Standort II um 14:00 Uhr (a) und um 02:00 Uhr (b)

Pulsung der Anlagen aktiv ist oder nicht. Der Grund hierfür ist, dass sich ohne aktive Pulsung lediglich das Filter im Wechselrichter der Anlage in Z_{PV} wiederfindet. Ist die Pulsung hingegen aktiv, wird durch die Regelung der Anlage der Stromfluss im Filter beeinflusst, was zur Änderung der Impedanz Z_{PV} führt.

Tab. 3.4: Bestimmtheitsmaß B und Regressionskoeffizient β aus der Resonanzstelle in $Z_{UN||PV}$ und der Wirkleistung der PV-Anlage P_{PV} . LFR ist die niederfrequentere und HFR ist die höherfrequentere Resonanzstelle

Standort	Datensatz	$A_{gr}(P_{PV})$		$f_{gr}(P_{PV})$	
		B	β	B	β
I	09:00 bis 18:00 LFR	0,1057	-0,0027 Ω /kW	0,3375	-1,3096 Hz/kW
	09:00 bis 18:00 HFR	0,2662	0,0111 Ω /kW	0,6093	2,5651 Hz/kW
	21:00 bis 06:00	0,2597	233,1884 Ω /kW	0,2648	7177,2682 Hz/kW
II	09:00 bis 17:00	0,0522	-0,0299 Ω /kW	0,1989	-3,5995 Hz/kW
	20:00 bis 06:00	0,1720	-23,1523 Ω /kW	0,0129	352,6952 Hz/kW

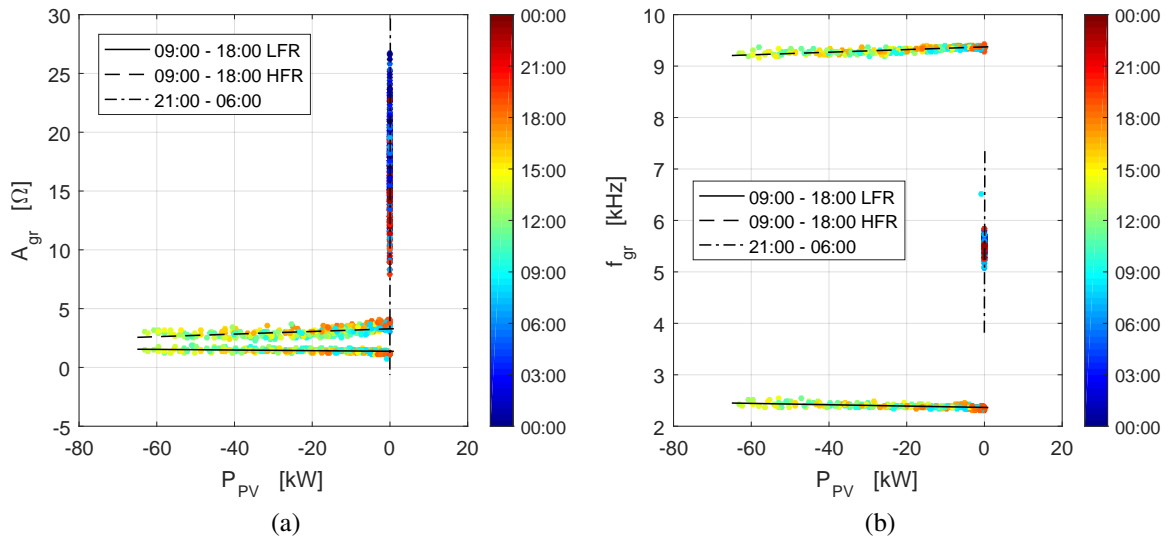


Abb. 3.20: Resonanzstelle aus der Parallelschaltung von überlagertem Netz \underline{Z}_{UN} und PV-Anlage \underline{Z}_{DN} in Abhängigkeit von der durch die PV-Anlage hervorgerufenen Wirkleistung P_{PV} am Standort I, (a) Abhängigkeit der Amplitude der Resonanzstelle A_{gr} , (b) Abhängigkeit der Resonanzfrequenz f_{gr}

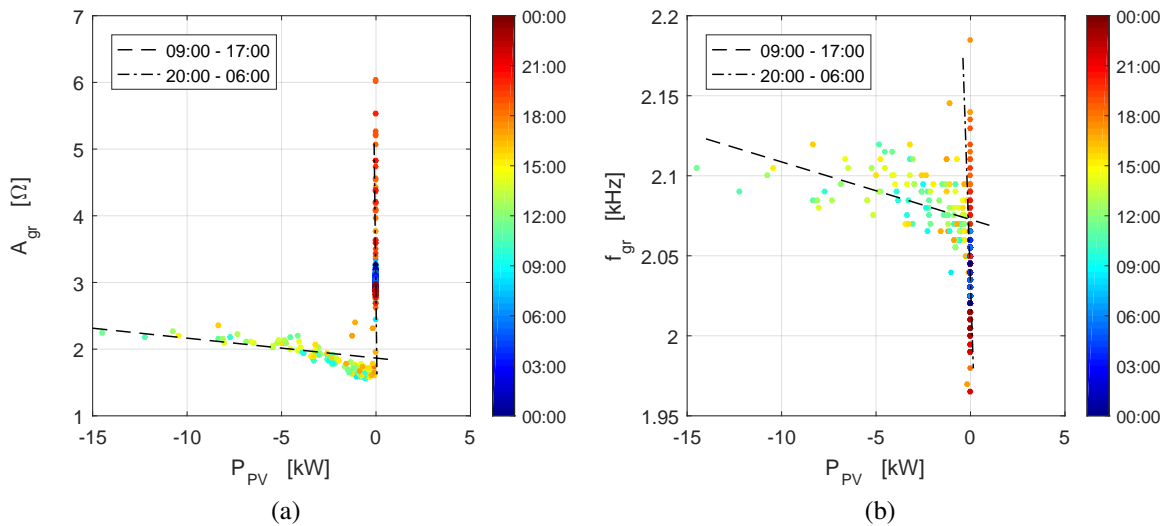


Abb. 3.21: Resonanzstelle aus der Parallelschaltung von überlagertem Netz \underline{Z}_{UN} und PV-Anlage \underline{Z}_{DN} in Abhängigkeit von der durch die PV-Anlage hervorgerufenen Wirkleistung P_{PV} am Standort II, (a) Abhängigkeit der Amplitude der Resonanzstelle A_{gr} , (b) Abhängigkeit der Resonanzfrequenz f_{gr}

3.6.3 Zusammensetzung der Knotenimpedanz am Standort III

In Kapitel 3.6.2 wird anhand von Messungen gezeigt, dass PV-Anlagen aufgrund ihres kapazitiven Verhaltens stark ausgeprägte Resonanzstellen mit dem induktiven Ortsnetztransformator bilden können. Diese Resonanzen treten in Netzen mit einer Durchmischung von Last und Erzeugung allerdings nicht zutage. In diesem Kapitel werden weitere Messungen von einem dritten Standort vorgestellt, an dem eine derartige Resonanzstelle auftritt.

Neben dem überlagerten Netz ist am Standort III lediglich ein landwirtschaftlicher Betrieb, welcher das unterlagerte Netz bildet, und eine PV-Anlage mit einer Scheinleistung von 231 kVA an den Knoten PoC angeschlossen, vgl. Tabelle 3.2. Da das unterlagerte Netz und die PV-Anlage separat an den Knoten angeschlossen sind, können die Impedanzen getrennt erfasst werden. Die Abbildung 3.22(a) zeigt die Impedanzen Z_{PoC} , Z_{UN} , Z_{PV} und Z_{DN} am Tag um 14:00 Uhr. Es ist zu erkennen, dass die Impedanz Z_{DN} einen wesentlich größeren Betrag als alle anderen Impedanzen hat und somit in der Gesamtimpedanz des Knotens Z_{PoC} nur eine untergeordnete Rolle spielt. Wegen $Z_{PoC} \approx Z_{UN||PV}$ entspricht die Impedanz Z_{PoC} ungefähr jener Impedanz, die der Knoten ohne das unterlagerte Netzes hätte. Diese gilt ebenfalls nachts, wie die um 02:00 Uhr aufgezeichnete Messung zeigt, Abbildung 3.22(b). Es fällt auf, dass aus der Parallelschaltung der kapazitiven PV-Anlage mit dem induktiven überlagerten Netz nachts eine stark ausgeprägte Resonanzstelle bei $f_{gr} = 3,15 \text{ kHz}$ mit einer Amplitude von $A_{gr} = 12,2 \Omega$ resultiert. Wie bereits in Kapitel 3.5 näher erörtert, konnten die Messungen am Standort III während der Nacht aufgrund des stark kapazitiven Impedanzwinkels sowie des kleinen Betrags von Z_{PoC} nicht bis 10 kHz durchgeführt werden.

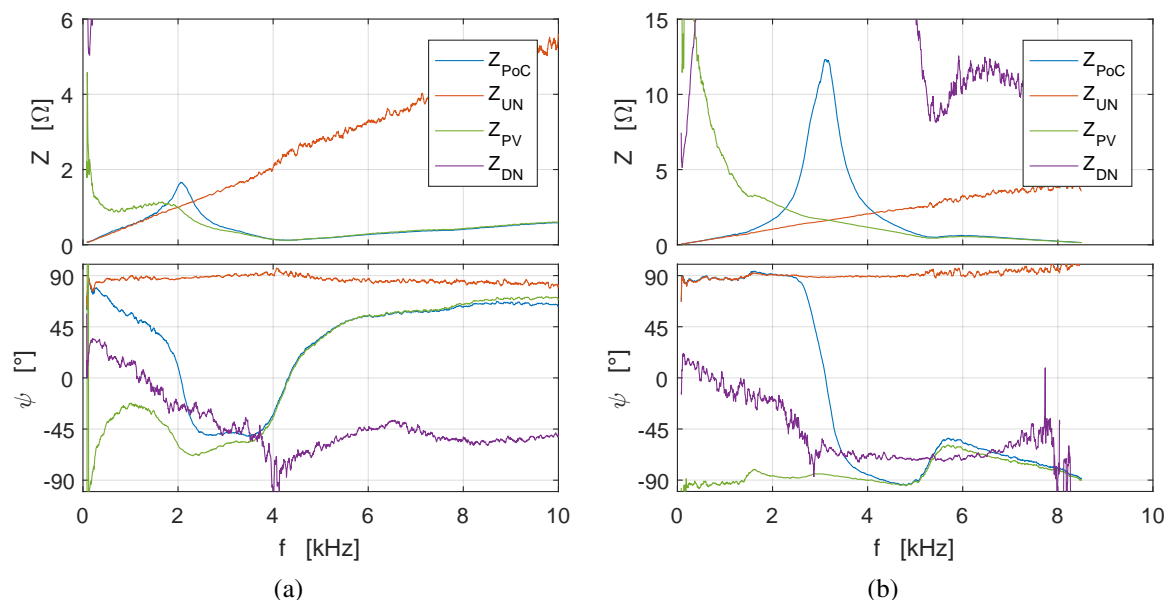


Abb. 3.22: Knotenimpedanz Z_{PoC} und Abgangsimpedanzen am Standort III um (a) 14:00 Uhr und um (b) 02:00 Uhr

Dies bestätigt, dass die in Kapitel 3.6.2 vorgestellten Ergebnisse bezüglich potentieller Resonanzstellen aus PV-Anlagen sowie dem überlagerten Netz nicht rein theoretischer Natur

sind, sondern in Abhängigkeit der Impedanz anderer an den Knoten angeschlossener Abgänge tatsächlich zutage treten können.

3.6.4 Knotenimpedanz in Abhängigkeit vom überlagerten Netz

Aus den vorangegangenen Kapiteln und insbesondere aus Kapitel 3.4 ist ersichtlich, dass die Impedanz des überlagerten Netzes \underline{Z}_{UN} an allen drei Standorten als zeitinvariant betrachtet werden kann. Aufgrund von

$$\underline{Z}_{UN} = \underline{Z}_{MS} + \underline{Z}_T \quad (3.38)$$

wäre eine Veränderung von \underline{Z}_{UN} dennoch durch eine Änderung der Kurzschlussleistung in der Mittelspannung oder durch den Austausch des Ortsnetztransformators denkbar. Die hiermit einhergehenden Veränderungen der Impedanzen werden im Folgenden exemplarisch am Standort II untersucht.

Die Änderung der Kurzschlussleistung in der Mittelspannung erfolgt durch das Schließen einer betrieblichen Trennstelle zwischen zwei Mittelspannungsnetzen durch den Netzbetreiber. Hierdurch steigt die Kurzschlussleistung auf der Mittelspannungsseite des Ortsnetztransformators auf das ungefähr 2,5-fache gegenüber dem Normalschaltzustand. Die Ergebnisse der Netzberechnung können der Tabelle 3.5 entnommen werden, während Abbildung 3.23(a) die messtechnisch ermittelte Änderung in der Impedanz \underline{Z}_{UN} zeigt. Es ist zu erkennen, dass die Impedanz durch das Anheben der Kurzschlussleistung nur unwesentlich sinkt. Begründet werden kann dies mit der wesentlich höheren Impedanz des Ortsnetztransformators gegenüber der des Mittelspannungsnetzes. Die Auswirkungen von Umschaltungen in der Mittelspannung auf die Impedanzen in der Niederspannung werden wegen des geringen Einflusses im Folgenden nicht weiter betrachtet.

Tab. 3.5: Minimale und maximale Kurzschlussleistung des Mittelspannungsnetzes am Standort II im Normalschaltzustand und mit geschlossener Trennstelle zum benachbarten Mittelspannungsnetze.

Parameter	Normalschaltzustand	Geschlossene Trennstelle
$S_{k,MS,max}$	85,058 MVA	213,277 MVA
$\psi_{k,MS,max}$	41,109°	48,401°
$S_{k,MS,min}$	68,337 MVA	175,719 MVA
$\psi_{k,MS,min}$	39,131°	44,623°

Die Parameter des Transformators können während des Betriebs nicht geändert werden. Dennoch ist es denkbar, dass im Zuge einer Netzoptimierungsmaßnahme der Transformator gegen einen anderen ausgetauscht wird. Aus diesem Grund wird der Einfluss der Transformatorleistung auf die Impedanz des überlagerten Netzes über die Gleichungen (3.21) bis (3.23) bestimmt und in Abbildung 3.23(b) dargestellt. Hierbei wird die Scheinleistung $S_{T,n}$ des Transformators geändert und angenommen, dass die relativen Kurzschlussspannungen $u_{T,r}$ und $u_{T,x}$ unabhängig von der Nennscheinleistung $S_{T,n}$ des Transformators und damit konstant

sind. Wie erwartet hat die Scheinleistung des Ortsnetztransformators einen großen Einfluss auf die Knotenimpedanz, Abbildung 3.23(b). Da die hier dargestellten Impedanzen der approximierten Netzimpedanz nach Gleichung (3.23) mit variablen Transformatorimpedanzen $R_T + jX_T$ entsprechen, werden sie in Anlehnung an die vorangegangenen Kapitel als Z_{apx} bezeichnet.

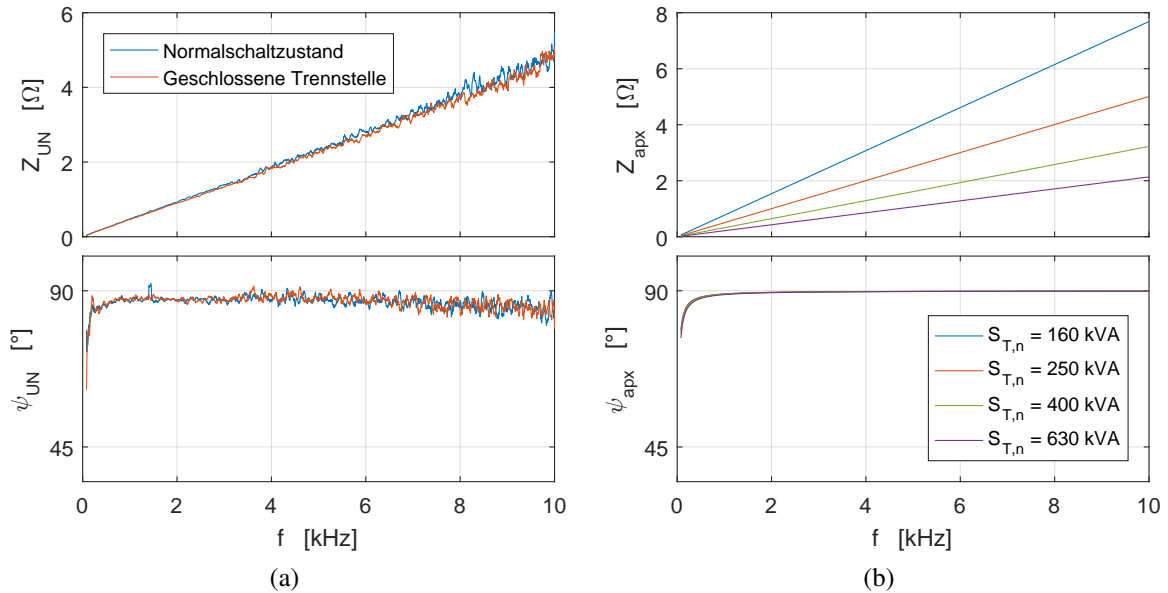


Abb. 3.23: Abhängigkeit der Impedanz des überlagerten Netzes Z_{UN} am Standort II von (a) der Impedanz des Mittelspannungsnetzes Z_{MS} und (b) der Impedanz des Transformators Z_T

Die Auswirkungen eines Austausches des Ortsnetztransformators auf die Knotenimpedanz Z_{PoC} ist in den Abbildungen 3.24(a) und 3.24(b) dargestellt. Die Ergebnisse folgen aus der Gleichung

$$\underline{Z}_{PoC} = \left(\frac{1}{\underline{Z}_{PoC}} - \frac{1}{\underline{Z}_{UN}} + \frac{1}{\underline{Z}_{apx}} \right)^{-1}. \quad (3.39)$$

Im Sinne der Übersichtlichkeit erfolgt hier eine Beschränkung auf den Fall mit der minimalen Kurzschlussleistung im Mittelspannungsnetz, da dies gegenüber der maximalen Kurzschlussleistung den ungünstigeren Fall darstellt.

Sowohl tags als auch nachts kann festgestellt werden, dass der Impedanzgang des Knotens stark vom überlagerten Netz abhängt. Dies gilt insbesondere für die Resonanzstelle. So führt eine Verkleinerung von $S_{T,n}$ sowohl zu einer Verringerung der Resonanzfrequenz als auch zu einer Erhöhung der Amplitude bei der Resonanzfrequenz. Hiermit ist basierend auf Messungen nachgewiesen, dass eine Verstärkung des Ortsnetztransformators die Resonanzstellen am Knoten PoC sowohl dämpft als auch in den weniger kritischen Frequenzbereich verschiebt.

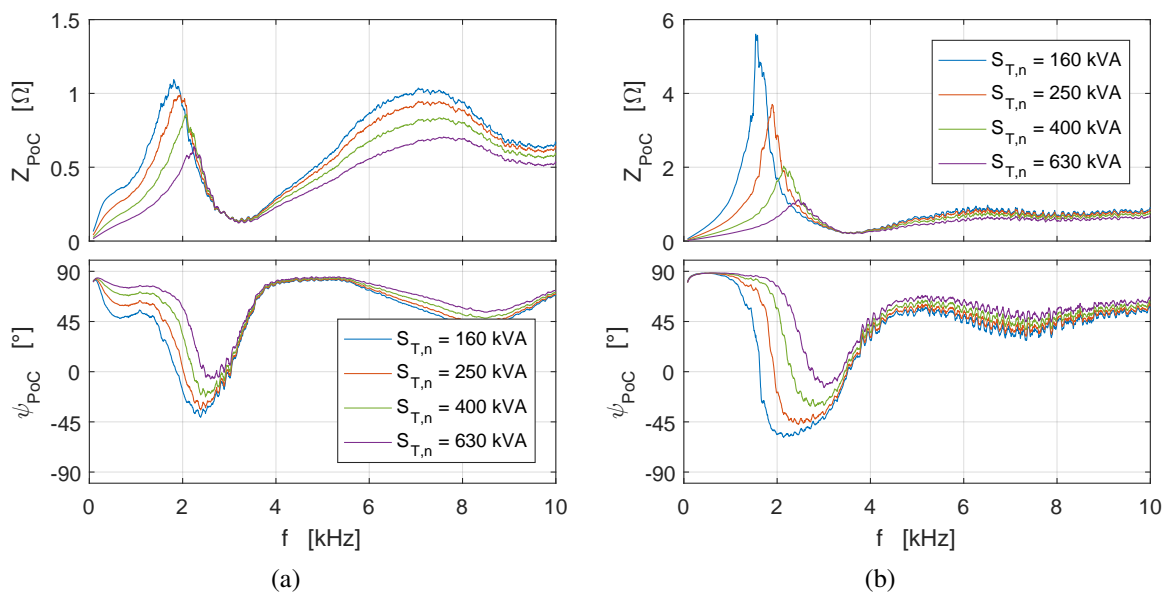


Abb. 3.24: Abhängigkeit der Knotenimpedanz Z_{PoC} am Standort II von der Impedanz des Transformators Z_T Tags (a) und Nachts (b)

3.7 Zusammenfassung

Die in Kapitel 3 dargestellten und ausgewerteten Messergebnisse zeigen grundlegende Eigenschaften der frequenzabhängigen Netzimpedanz von drei Knoten in unterschiedlichen öffentlichen Niederspannungsnetzen. Die Messergebnisse verdeutlichen, dass die Netzimpedanz stark vom betrachteten Netzknoten abhängt und einen wiederkehrenden, tageszeitlichen Verlauf aufweist. Dies wird insbesondere an der Resonanzstelle deutlich. Darüber hinaus ist ersichtlich, dass die frequenzabhängige Netzimpedanz oberhalb einiger hundert Hertz in zunehmendem Maße von den Lasten bzw. Erzeugern mit teilweise stark kapazitivem Verhalten dominiert wird. Dies ist an allen Messstandorten zu beobachten. In Verbindung mit der Induktivität des überlagerten Netzes ist dieses kapazitive Verhalten ursächlich für das Auftreten der Resonanzstelle. Insbesondere wenn die Wechselrichter der PV-Anlagen nicht pulsen und keine bzw. nahezu keine Leistung durch das Niederspannungsnetz bezogen wird, kann eine Resonanzstelle mit starker Ausprägung auftreten. Abschließend ist festzustellen, dass der durch in Betrieb befindliche PV-Anlagen hervorgerufene Lastfluss die Resonanzstellen nahezu nicht beeinflusst. Hinsichtlich der unterlagerten Netze, bestehend aus Lasten und Erzeugern, kann hingegen eine zunehmende Dämpfung der Resonanzstelle und eine Abnahme der Resonanzfrequenz mit steigendem Leistungsbezug festgestellt werden.

4 Modellierung und Untersuchung von Wechselrichtern

Die Untersuchung der Wechselwirkungen zwischen einem Wechselrichter und dem Netz erfordert die Modellierung eines netzparallelen Wechselrichters. Als Grundlage für die angestrebten Untersuchungen erfolgt daher innerhalb dieses Kapitels zunächst die Modellierung des Wechselrichters. Aufbauend auf der verfügbaren Literatur wird hierzu ein modularer Ansatz basierend auf Zustandsraummodellen vorgestellt, Kapitel 4.1. Dieser Ansatz erlaubt es sämtliche Komponenten zunächst unabhängig von einander zu modellieren und anschließend mit geringem Aufwand zu einem Gesamtmodell zu verknüpfen. Demzufolge können einzelne Komponenten im Gesamtmodell unkompliziert ausgetauscht bzw. hinzugefügt werden, sodass eine hohe Flexibilität gewährleistet ist. Mit dem Modell des Wechselrichters werden grundlegende Eigenschaften sowie die aktive Dämpfung des Wechselrichters bei Netzstromregelung untersucht, Kapitel 4.1 und 4.2. Darüber hinaus erfolgen umfangreiche messtechnische Betrachtungen der Ausgangsimpedanz des Wechselrichters, Kapitel 4.3. Die Untersuchungen unter Berücksichtigung des Netzes erfolgen aufbauend auf den Erkenntnissen in den Kapiteln 4.1, 4.2 und 4.3 in Kapitel 5.

4.1 Modellierung und grundlegendes Regelverhalten

Ziele dieses Kapitels sind die Modellierung sowie grundlegende Untersuchungen des Stromregelverhaltens von Wechselrichtern mit Spannungszwischenkreis unter der Annahme eines starren Netzes und folglich unter Vernachlässigung der Netzimpedanz Z_g . Zu diesem Zweck wird zunächst ein Zustandsraummodell des Wechselrichters basierend auf den Zustandsraummodellen der Wechselrichterkomponenten aufgebaut. Aus dem gewonnenen Gesamtmodell ist es anschließend möglich, beliebige Übertragungsfunktionen des Systems zu bestimmen. Diese Vorgehensweise bei der Modellierung erlaubt es, bei geringem Aufwand Komponenten zu variieren oder weitere Komponenten hinzuzufügen. Des Weiteren bietet die vorgestellte Modellierung einen systematischen Ansatz zur Untersuchung unterschiedlicher Varianten. Die Grundlage für diese Modellierung stellen die Quellen [107] und [108] dar. Eine Übersicht über den zu modellierenden Regelkreis mit Modulation und Verzögerung, Filter sowie Regler zeigt Abbildung 4.1.

4.1.1 Stand der Technik und Herangehensweise bei der Modellierung

Zur Untersuchung des Regelverhaltens von Wechselrichtern sowie deren Modellierung finden sich in der Literatur zahlreiche Quellen. In den meisten Fällen erfolgt die Modellierung

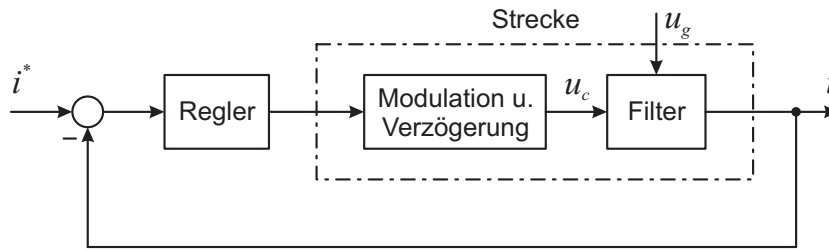


Abb. 4.1: Blockschaltbild des Stromregelkreises eines Wechselrichters.

durch das Aufstellen von Übertragungsfunktionen der einzelnen Komponenten, welche anschließend zu der benötigten Übertragungsfunktion des Wechselrichters zusammengesetzt werden [12], [109]. Dieses Verfahren ist für Systeme mit überschaubarer Struktur und kleiner Modellordnung einfach anzuwenden. Bei derartigen Systemen bietet dieses Verfahren darüber hinaus die Möglichkeit, die inneren Zusammenhänge anschaulich darzustellen. Bei Systemen höherer Ordnung zeigt sich allerdings, dass die Anschaulichkeit aufgrund der wachsenden Komplexität der Übertragungsfunktionen nicht mehr gegeben ist. Zudem erfordert die Berechnung unterschiedlicher Übertragungsfunktionen innerhalb eines Systems bei diesem Verfahren meist individuelle Herangehensweisen. Ein Beispiel hierfür ist die Berechnung der Führungs- und Störübertragungsfunktion eines Wechselrichters mit LCL-Filter. Während die Führungsübertragungsfunktion direkt aus den Komponenten hervorgeht, erfordert die Ableitung der Störübertragungsfunktion eine Aufspaltung des LCL-Filters in zwei Teile. Dies ist notwendig, um die Spannung am Netzverknüpfungspunkt als Systemeingang definieren zu können [110]. Folglich bietet dieses Verfahren bei komplexen Systemen weder den Vorteil der Anschaulichkeit noch den eines für alle Fälle anwendbaren systematischen Vorgehens.

Aus diesen Gründen erfolgt die Modellierung in dieser Arbeit auf Basis von Zustandsraummodellen der einzelnen Komponenten des Systems. Diese Komponentenzustandsraummodelle werden zu einem Gesamtzustandsraummodell kombiniert, aus welchem sämtliche Übertragungsfunktionen des Systems ableitbar sind. Das vorgestellte Verfahren bietet damit eine systematische Vorgehensweise zur Formulierung aller Übertragungsfunktionen innerhalb eines Systems und eignet sich gleichermaßen für SISO- als auch für MIMO-Systeme. Ferner sind aufgrund der Modularität sowohl der Austausch von Komponenten als auch die Veränderung der Struktur des Systems mit geringem Aufwand möglich. Das Verfahren wurde in [107] für die Analyse eines Microgrids vorgestellt und in [108] für die Modellierung der Ausgangsimpedanz von Wechselrichtern angepasst.

Das Zustandsraummodell Σ eines LTI-Systems ist in zeitkontinuierlicher Form durch

$$\Sigma : \begin{cases} \dot{x}(t) = \mathbf{A}x(t) + \mathbf{B}u(t) + \mathbf{B}_z z(t) \\ y(t) = \mathbf{C}x(t) + \mathbf{D}u(t) \end{cases} \quad (4.1)$$

mit der Anfangsbedingung $x(t=0) = 0$ gegeben. Entsprechend der hier gewählten Definition auf Basis von [111] ist es möglich, das Zustandsraummodell bestehend aus zwei Gleichungen anhand der Variablen Σ zu referenzieren. Da Wechselrichter digital geregelte Systeme sind, werden viele Untersuchungen in zeitdiskreter Form durchgeführt. Dies ist erforderlich, da die mit der digitalen Regelung verbundenen Verzögerungen die Stabilität des Systems

beeinflussen. Hierzu wird das zeitdiskrete Zustandsraummodell

$$\Sigma_d : \begin{cases} x(k+1) = \mathbf{A}_d x(k) + \mathbf{B}_d u(k) + \mathbf{B}_{zd} z(k) \\ y(k) = \mathbf{C}_d x(k) + \mathbf{D}_d u(k) \end{cases} \quad (4.2)$$

mit der Anfangsbedingung $x(k=0) = 0$ herangezogen. In beiden Zustandsraummodellen bezeichnet x den Zustandsvektor, u den Eingangsvektor, z den Störeingangsvektor und y den Ausgangsvektor. Die Systemmatrix \mathbf{A} , die Eingangsmatrix \mathbf{B} , die Störeingangsmatrix \mathbf{B}_z , die Ausgangsmatrix \mathbf{C} und die Durchgangsmatrix \mathbf{D} werden bei dem zeitdiskreten Zustandsraummodell durch den tiefgestellten Index d von denen des kontinuierlichen unterschieden. Zudem werden beim zeitdiskreten Zustandsraummodell die Abtastzeitpunkte vereinfacht durch k anstelle von kT_s dargestellt. Hierbei ist k eine natürliche, nicht negative Zahl. Da sowohl mit \mathbf{B} als auch mit \mathbf{B}_z eine Gewichtung der von außen auf das Zustandsraummodell wirkenden Größen erfolgt, könnten diese beiden Matrizen zu einer Matrix zusammengefasst werden. Um allerdings die Unterschiede zwischen der Eingangs- und der Störgröße zu unterstreichen, werden hierfür zwei Matrizen gewählt.

Das Gesamtzustandsraummodell resultiert aus der geeigneten Reihenschaltung, Parallelschaltung und Kreisschaltung der Komponentenzustandsraummodelle [112], Abbildungen 4.2(a) bis 4.2(c). Hierbei ist zu beachten, dass die Signalübertragung zwischen den Komponentenmodellen über die Wahl der Eingangsmatrizen und Ausgangsmatrizen erfolgt. Da die nachfolgenden Gleichungen sowohl zur Kombination kontinuierlicher als auch zeitdiskreter Zustandsraummodelle anwendbar sind, werden sie im Sinne der Übersichtlichkeit im Folgenden nur für kontinuierliche explizit angegeben. Die Reihenschaltung zweier Zustands-

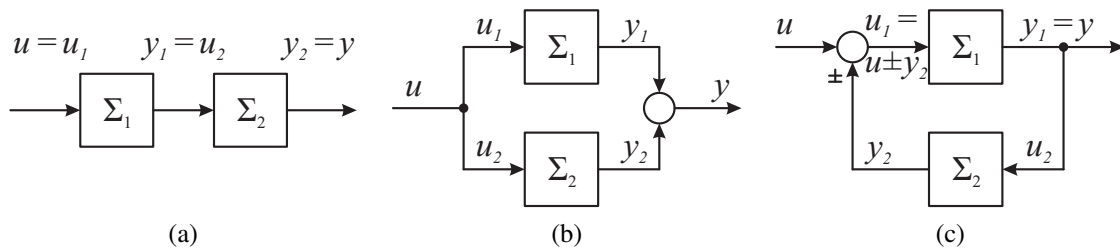


Abb. 4.2: Verschaltung von Zustandsraummodellen, (a) Reihenschaltung, (b) Parallelschaltung, (c) Kreisschaltung

raummodelle Σ_1 und Σ_2 entspricht einer Multiplikation und führt zu

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ \mathbf{B}_2 \mathbf{C}_1 & \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \mathbf{D}_1 \end{bmatrix} \cdot u(t) \quad (4.3)$$

$$y(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{D}_2 \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_2 \mathbf{D}_1 \end{bmatrix} \cdot u(t) .$$

Hierbei entsprechen die mit dem tiefgestellten Index 1 gekennzeichneten Variablen dem ersten Komponentenzustandsraummodell und die mit dem tiefgestellten Index 2 dem zweiten. Es gilt $y_1(t) = u_2(t)$. Da, wie zu erkennen, der Zustandsvektor des Gesamtmodells $x(t) = [x_1(t) \ x_2(t)]^T$ lautet, entspricht die Ordnung n des Gesamtmodells $n = n_1 + n_2$.

Bei der Parallelschaltung werden beide Komponentenmodelle mit den gleichen Signalen am Eingang beaufschlagt. Es gilt $u(t) = u_1(t) = u_2(t)$. Die Signale am Ausgang beider werden zu $y(t) = y_1(t) + y_2(t)$ addiert. Dies führt zu dem Gesamtmodell

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & 0 \\ 0 & \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{B}_2 \end{bmatrix} \cdot u(t) \\ y(t) &= [\mathbf{C}_1 \quad \mathbf{C}_2] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + (\mathbf{D}_1 + \mathbf{D}_2) \cdot u(t) \end{aligned} \quad (4.4)$$

Wie schon bei der Reihenschaltung beträgt die Ordnung des Gesamtmodells bei der Parallelschaltung $n = n_1 + n_2$. Anwendung findet die Formel (4.4) beispielsweise bei der Parallelschaltung von PI- und PR-Reglern.

Die Kreisschaltung kann entweder aus zwei Zustandsraummodellen oder einem Zustandsraummodell und einer Konstanten bestehen. Hierbei ist zu beachten, dass im Falle zweier Zustandsraummodelle Σ_1 und Σ_2 mit $\mathbf{D}_1 \neq 0$ und $\mathbf{D}_2 \neq 0$ eine algebraische Schleife vorliegt. Ebenso liegt im Falle eines Zustandsraummodells Σ_1 und einer Konstanten im Rückwärtszweig eine algebraische Schleife vor. Aus diesem Grund wird vorausgesetzt, dass das Zustandsraummodell im Vorwärtszweig Σ_1 nicht sprungfähig ist, es gilt also $\mathbf{D}_1 = 0$. Dies ist unter anderem durch das Netzfilter stets gewährleistet. Im Rückwärtszweig hingegen wird die Sprungfähigkeit durch $\mathbf{D}_2 \neq 0$ ermöglicht. Die Berechnung des Gesamtmodells aus zwei Komponentenmodellen ergibt sich damit zu

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{x}_1(t) \\ \dot{x}_2(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 \pm \mathbf{B}_1 \mathbf{D}_2 \mathbf{C}_1 & \pm \mathbf{B}_1 \mathbf{C}_2 \\ \mathbf{B}_2 \mathbf{C}_1 & \mathbf{A}_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot u(t) \\ y(t) &= [\mathbf{C}_1 \quad 0] \cdot \begin{bmatrix} x_1(t) \\ x_2(t) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.5)$$

Hierbei kann die Rückführung über eine Konstante durch Wahl von $\mathbf{A}_2 = 0$, $\mathbf{B}_2 = 0$, $\mathbf{C}_2 = 0$ und $\mathbf{D}_2 \neq 0$ erfolgen. Handelt es sich um eine Einheitsrückführung gilt $\mathbf{A}_2 = 0$, $\mathbf{B}_2 = 0$, $\mathbf{C}_2 = 0$ und $\mathbf{D}_2 = 1$.

Nach geeigneter Kombination aller Komponentenmodelle des Wechselrichters können aus dem Gesamtmodell die gewünschten Übertragungsfunktionen berechnet werden. Hierzu wird das Gesamtmodell zunächst unter Zuhilfenahme des Ableitungssatzes der Laplace-Transformation bei kontinuierlichen Modellen

$$\dot{x}(t) \circ \bullet sX(s) \quad \text{mit} \quad x(t) \Big|_{t=0} = 0 \quad (4.6)$$

beziehungsweise des Satzes zur Linksverschiebung der z-Transformation bei zeitdiskreten Modellen

$$x(k+1) \circ \bullet zX(z) \quad \text{mit} \quad x(k) \Big|_{k=0} = 0 \quad (4.7)$$

in den Bildbereich transformiert [113], [114]. Da ein Zustandsraummodell n -ter Ordnung aus genau n Gleichungen besteht, ist die Transformation trivial. Schlussendlich erfolgt die

Berechnung aller im System enthaltener Übertragungsfunktionen anhand

$$\mathbf{G}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (4.8)$$

beziehungsweise

$$\mathbf{G}_d(z) = \mathbf{C}_d(z\mathbf{I} - \mathbf{A}_d)^{-1}\mathbf{B}_d + \mathbf{D}_d \quad (4.9)$$

4.1.2 Modulation und Verzögerungen

Da Wechselrichter digital geregelte Systeme sind, treten Verzögerungen auf. Ursächlich für die Verzögerungen sind die Abtastung und die Digitalisierung der Messsignale, die digitale Sollwertberechnung durch den Regelalgorithmus sowie die inhärente Verzögerung der Pulsweitenmodulation [109]. Da diese Verzögerungen Einfluss auf das Regelverhalten des Wechselrichters haben und zu Instabilität führen können [115], [116], werden sie in diesem Kapitel modelliert. Hierzu wird im Folgenden auf Basis des betrachteten Systems ein mathematisches Modell abgeleitet.

Sowohl im Labor als auch in den Simulationen zu dieser Arbeit erfolgt die Abtastung der Messwerte mit einer Abtastfrequenz f_s von 10kHz in der Mitte der Taktperiode. Die AD-Wandlung, die Berechnung sowie die Bereitstellung der Sollwerte erfolgt in der zweiten Hälfte der Taktperiode, sodass zu Beginn der jeweils folgenden Taktperiode die Modulationsgrade für alle drei Phasen vorliegen. Diese werden innerhalb der Taktperiode unter Mitwirkung der Pulsweitenmodulation durch das Schalten der Leistungshalbleiter mit der Schaltfrequenz $f_{sw} = f_s$ umgesetzt. Das angewandte Modulationsverfahren ist daher ein digital implementiertes symmetrisches Verfahren [44], [117], [118], wobei die Umsetzung des Sollwertes im Mittel mit einer Taktperiodendauer $T_s = 1/f_s$ Verzögerung erfolgt. Die Laplace-Transformierte dieser Verzögerung kann im Frequenzbereich aufgrund der Definition der Laplace-Transformation mit der Übertragungsfunktion $G_{del}(s) = e^{-sT_s}$ angegeben werden [119]. Da es sich hierbei um eine transzendente Funktion handelt, ist es zweckmäßig diese durch

$$G_{del}(s) = e^{-sT_s} \approx \frac{1}{T_s s + 1} \quad (4.10)$$

zu approximieren [120], [121], [122]. Damit ergibt sich das Zustandsraummodell

$$\Sigma_{del} : \begin{cases} \dot{x}(t) = \left[-\frac{1}{T_s} \right] x(t) + \left[1 \right] u(t) \\ y(t) = \left[\frac{1}{T_s} \right] x(t) + \left[0 \right] u(t) \end{cases} \quad (4.11)$$

für die Darstellung der Modulation und Verzögerung mit den Matrizen \mathbf{A}_{del} , \mathbf{B}_{del} , \mathbf{C}_{del} und \mathbf{D}_{del} . Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion ergibt sich ebenfalls aufgrund der mittleren Verzögerung von einer Taktperiode. Die Übertragungsfunktion lautet damit

$$G_{d,del}(z) = \frac{1}{z} \quad (4.12)$$

Hieraus lässt sich

$$\Sigma_{d,del} : \begin{cases} x(k+1) = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(k) \end{cases} \quad (4.13)$$

als zeitdiskretes Zustandsraummodell mit den Matrizen $\mathbf{A}_{d,del}$, $\mathbf{B}_{d,del}$, $\mathbf{C}_{d,del}$ und $\mathbf{D}_{d,del}$ ablesen.

4.1.3 Netzfilter

Das Netzfilter befindet sich zwischen Umrichter und Netzanschlusspunkt und hat erheblichen Einfluss auf die Interaktionen zwischen Wechselrichter und Netz. Es dient zur Verringerung des durch die Pulsung entstehenden Schaltspektrums auf der Wechselspannungsseite des Umrichters und damit zur Glättung des ins Netz eingespeisten Stroms. Hierbei erfolgt die Filterung des Schaltspektrums in der Regel mittels eines passiven L- oder LCL-Filters [123], [124]. Die Beherrschung der niederfrequenten Oberschwingungen hingegen wird meist durch die Regelung des Wechselrichters gewährleistet [15], [125]. Die Abbildung 4.3 zeigt die Struktur von L- und LCL-Filtern mitsamt den parasitären ohmschen Widerständen und dem Dämpfungswiderstand R_{fd} .

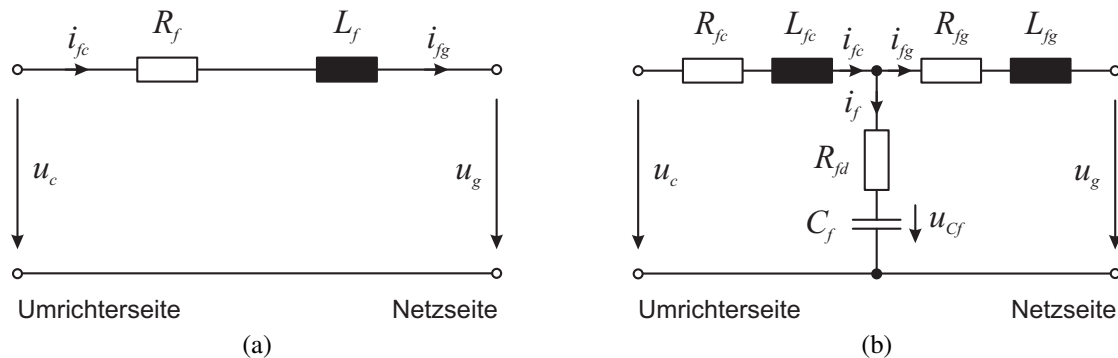


Abb. 4.3: Einphasiges Ersatzschaltbild eines (a) L-Filter und (b) LCL-Filter

L-Filter stellen die einfachste Form des Netzfilters dar und bieten durch ihr PT_1 -Verhalten eine Dämpfung von 20dB/Dek im Bereich der Schaltfrequenz [125], [126]. Aufgrund der Einfachheit finden sich L-Filter häufig in Stromrichtern mit kleiner Leistung [126], [127]. Für Systeme mit großer Leistung bzw. niedriger Schaltfrequenz sind L-Filter hingegen weniger geeignet. Ursächlich hierfür ist insbesondere die große erforderliche Induktivität zur Gewährleistung einer ausreichenden Dämpfung. Hieraus folgen unverhältnismäßig große Spulen sowie vergleichsweise hohe Verlustleistungen im Filter und damit eine ungünstige Energieeffizienz und Wirtschaftlichkeit [128], [129]. Darüber hinaus senken große Induktivitäten die Dynamik des zu regelnden Stroms, was sich negativ auf die Sollwertfolge und Störkompensation des Systems auswirkt [122], [127].

Verglichen mit L-Filtern bieten LCL-Filter einige erhebliche Vorteile. Hierzu zählen die Dämpfung von 60dB/Dek, die wesentlich kompaktere Bauform, eine höhere Kosteneffizienz sowie geringere Stromwärmeverluste [130]. Nachteilig ist allerdings die Resonanzstelle des LCL-Filters und deren Abhängigkeit von der Netzimpedanz. Um die Stabilität der Regelung sicherzustellen, muss die Filterresonanzstelle sowohl bei der Auslegung der Filterkomponenten als auch beim Reglerentwurf berücksichtigt werden. Dies beinhaltet in vielen Fällen auch die Anwendung von passiven oder aktiven Dämpfungsverfahren. Wegen der vielen Vorteile gegenüber L-Filtern sind LCL-Filter trotz der Resonanzstelle und den damit verbundenen zusätzlichen Aufwendungen in PV- und Windenergieanlagen Stand der Technik [12].

Im Folgenden werden die Gleichungen des L- und des LCL-Filters abgeleitet.

L-Filter

Die Basis zur Entwicklung eines Modells für das L-Filter ist der in Abbildung 4.3(a) gezeigte Maschenumlauf. Dieser lässt sich unter Annahme eines symmetrischen dreiphasigen Systems durch die Differentialgleichung

$$\frac{di_{fc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (u_c(t) - u_g(t)) - \frac{R_f}{L_f} i_{fc}(t) \quad (4.14)$$

in abc -Koordinaten darstellen. Da die Regelung des Wechselrichters in dq -Koordinaten erfolgt, ist die Transformation der Gleichung ins rotierende Koordinatensystem erforderlich. Hierzu wird die Gleichung (4.14) zunächst in die ortsfesten $\alpha\beta$ -Koordinaten und somit in die Raumzeigerdarstellung überführt. Anschließend erfolgt entsprechend der Vorschrift

$$\vec{x}^{dq}(t) = \vec{x}^{\alpha\beta}(t) e^{-j\theta_{gi}(t)} = \vec{x}^{\alpha\beta}(t) e^{-j\omega_{gi}t} \quad (4.15)$$

die Koordinatentransformation ins rotierende dq -Bezugssystem [131]. Diese Transformation führt zur Entstehung von zwei verkoppelten Gleichungen für die Stromdynamik im L-Filter:

$$\frac{di_{fc}^d(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (u_c^d(t) - u_g^d(t)) - \frac{R_f}{L_f} i_{fc}^d(t) + \omega_{gi} i_{fc}^q(t) \quad (4.16)$$

$$\frac{di_{fc}^q(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (u_c^q(t) - u_g^q(t)) - \frac{R_f}{L_f} i_{fc}^q(t) - \omega_{gi} i_{fc}^d(t) \quad (4.17)$$

Diese Verkopplung kann einerseits in der Regelung durch beispielsweise ein Entkopplungsnetzwerk berücksichtigt oder andererseits vernachlässigt werden [132], [133], [134]. Bei Vernachlässigung der Verkopplung ergibt sich sowohl für die d - als auch die q -Komponente die Gleichung

$$\frac{di_{fc}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f} (u_c^{dq}(t) - u_g^{dq}(t)) - \frac{R_f}{L_f} i_{fc}^{dq}(t) \quad (4.18)$$

LCL-Filter

Das Modell des LCL-Filters basiert auf den aus Abbildung 4.3(b) ableitbaren Maschengleichungen sowie der Knotengleichung. Diese lauten

$$\frac{di_{fc}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fc}} (u_c(t) - u_{Cf}(t)) - \frac{R_{fc} + R_d}{L_{fc}} i_{fc}(t) + \frac{R_d}{L_{fc}} i_{fg}(t) \quad (4.28)$$

$$\frac{du_{Cf}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{fc}(t) - i_{fg}(t)) \quad (4.29)$$

$$\frac{di_{fg}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fg}} (u_{Cf}(t) - u_g(t)) + \frac{R_d}{L_{fg}} i_{fc}(t) - \frac{R_{fg} + R_d}{L_{fg}} i_{fg}(t) \quad (4.30)$$

Die Transformation in das rotierende dq -Koordinatensystem unter Zuhilfenahme von Gleichung (4.15) führt zu der folgenden Raumzeigerdarstellung

$$\frac{d\vec{i}_{fc}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fc}} (\vec{u}_c^{dq}(t) - \vec{u}_{Cf}^{dq}(t)) - \frac{R_{fc} + R_d}{L_{fc}} \vec{i}_{fc}^{dq}(t) + \frac{R_d}{L_{fc}} \vec{i}_{fg}^{dq}(t) - j\omega_{gi} \vec{i}_{fc}^{dq}(t) \quad (4.31)$$

$$\frac{d\vec{u}_{Cf}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (\vec{i}_{fc}^{dq}(t) - \vec{i}_{fg}^{dq}(t)) - j\omega_{gi} \vec{u}_{Cf}^{dq}(t) \quad (4.32)$$

$$\frac{d\vec{i}_{fg}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fg}} (\vec{u}_{Cf}^{dq}(t) - \vec{u}_g^{dq}(t)) + \frac{R_d}{L_{fg}} \vec{i}_{fc}^{dq}(t) - \frac{R_{fg} + R_d}{L_{fg}} \vec{i}_{fg}^{dq}(t) - j\omega_{gi} \vec{i}_{fg}^{dq}(t) \quad (4.33)$$

Unter Vernachlässigung der drei Verkopplungsterme sowie der daraus folgenden gleichen Stromdynamik für die d - und die q -Komponente folgt hieraus das Zustandsraummodell. Zusätzlich zu den Zustandsgrößen wird zwecks rückführungsbasierter aktiver Dämpfung auch der Filterkondensatorstrom $i_f(t)$ benötigt. Dieser kann aus dem Umrichterstrom $i_{fc}(t)$ und dem Netzstrom $i_{fg}(t)$ entsprechend

$$\vec{i}_f^{dq}(t) = \vec{i}_{fc}^{dq}(t) - \vec{i}_{fg}^{dq}(t) \quad (4.34)$$

berechnet werden. Infolgedessen wird die Ausgangsgleichung entsprechend erweitert. Das kontinuierliche Zustandsraummodell lautet damit

$$\Sigma_{LCL} : \left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{fc}+R_d}{L_{fc}} & -\frac{1}{L_{fc}} & \frac{R_d}{L_{fc}} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{R_d}{L_{fg}} & \frac{1}{L_{fg}} & -\frac{R_d+R_{fg}}{L_{fg}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \end{bmatrix} \\ \quad \quad \quad + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fc}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_c^{dq}(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{1}{L_{fg}} \end{bmatrix} u_g^{dq}(t) \\ \\ \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \\ i_f^{dq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_c^{dq}(t) . \end{array} \right. \quad (4.35)$$

Auch vom LCL-Filter wird ein zeitdiskretes Zustandsraummodell benötigt. Die symbolische Diskretisierung des kontinuierlichen Zustandsraummodells über die Fundamentalmatrix in Gleichung (4.20) ist in diesem Falle nicht zielführend. Der Grund hierfür ist die Komplexität der Matrizen, welche durch die inverse Laplace-Transformation und die Matrixinversion stark ansteigen würde. Die Diskretisierung erfolgt daher numerisch durch ein Rechenprogramm mittels Halteglied nullter Ordnung auf Basis von [135]. Hierzu werden zunächst alle kontinuierlichen Übertragungsfunktionen mittels Gleichung (4.8) berechnet. Anschließend erfolgt die Berechnung aller diskreter Übertragungsfunktionen durch mehrfaches numerisches Lösen der Gleichung

$$G_d(z) = (1 - z^{-1}) \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{G(s)}{s} \right\} \right\} . \quad (4.36)$$

Das diskrete Zustandsraummodell wird anschließend aus den diskreten Übertragungsfunktionen $G_d(z)$ zusammengesetzt. Auf diese Weise entsteht ein zeitdiskretes Modell des LCL-Filters welches durch Anwendung der Gleichungen (4.21) bis (4.25) zu den Abtastzeitpunkten k eine invariante Sprungantwort gegenüber dem kontinuierlichen Modell bietet. Angegeben sei das diskrete LCL-Filter daher als

$$\Sigma_{d,LCL} : \left\{ \begin{array}{l} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(k+1) \\ u_{Cf}^{dq}(k+1) \\ i_{fg}^{dq}(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{d,LCL} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(k) \\ u_{Cf}^{dq}(k) \\ i_{fg}^{dq}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{d,LCL} u_c^{dq}(k) + \mathbf{B}_{zd,LCL} u_g^{dq}(k) \\ \\ \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(k) \\ u_{Cf}^{dq}(k) \\ i_{fg}^{dq}(k) \\ i_f^{dq}(k) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{d,LCL} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(k) \\ u_{Cf}^{dq}(k) \\ i_{fg}^{dq}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{d,LCL} u_c^{dq}(k) \end{array} \right. \quad (4.37)$$

in allgemeiner Form.

Geregelt werden kann im Wechselrichter mit LCL-Filter entweder der Umrichterstrom i_{fc} oder der Netzstrom i_{fg} . Mit der Umrichterspannung u_c als Eingangsgröße am LCL-Filter ergeben sich damit aus den Zustandsraummodellen Σ_{LCL} und $\Sigma_{d,LCL}$ die beiden Übertragungsfunktionen

$$G_{LCL}^{I_{fc}}(s) = \frac{I_{fc}(s)}{U_c(s)} \quad \text{bzw.} \quad G_{d,LCL}^{I_{fc}}(z) = \frac{I_{fc}(z)}{U_c(z)} \quad (4.38)$$

und

$$G_{LCL}^{I_{fg}}(s) = \frac{I_{fg}(s)}{U_c(s)} \quad \text{bzw.} \quad G_{d,LCL}^{I_{fg}}(z) = \frac{I_{fg}(z)}{U_c(z)} \quad (4.39)$$

Die Übertragungsfunktionen $G_{LCL}^{I_{fc}}(s)$ und $G_{LCL}^{I_{fg}}(s)$ des LCL-Filters sind in den Abbildungen 4.4(a) und 4.4(b) dargestellt. Zusätzlich ist jeweils die des L-Filters mit $L_f = L_{fc} + L_{fg}$ und $R_f = R_{fc} + R_{fg}$ aufgetragen. Es zeigt sich, dass die Übertragungsfunktionen des LCL-Filters unterhalb der Resonanzfrequenz der des L-Filters entsprechen. Ferner zeigt sich in Abbildung 4.4(b), dass durch das LCL-Filter oberhalb der Resonanzfrequenz eine bedeutend bessere Dämpfung als mit dem L-Filter erzielt wird. Die Lage der Resonanzfrequenz und damit auch die Dämpfung des Schaltspektrums wird folglich stark von der gewählten Filterkapazität bestimmt. Sofern nicht anders angegeben, werden in dieser Arbeit sowohl für das LCL-Filter als auch für das L-Filter die im Anhang auf Seite 163 in Tabelle 9.5 aufgelisteten Werte zugrunde gelegt. Die Filterkapazität C_f resultiert aus der gewünschten Resonanz- bzw. Antiresonanzfrequenz f_{fr} bzw. f_{fa} des Filters. Eine Übersicht über die hier am häufigsten verwendeten Resonanzfrequenzen bzw. Kapazitäten bietet Tabelle 4.1. Um die Vergleichbarkeit mit den Laborergebnissen zu gewährleisten, orientieren sich sämtliche Parameter des LCL-Filters an denen des im Rahmen dieser Arbeit konstruierten Laboraufbaus.

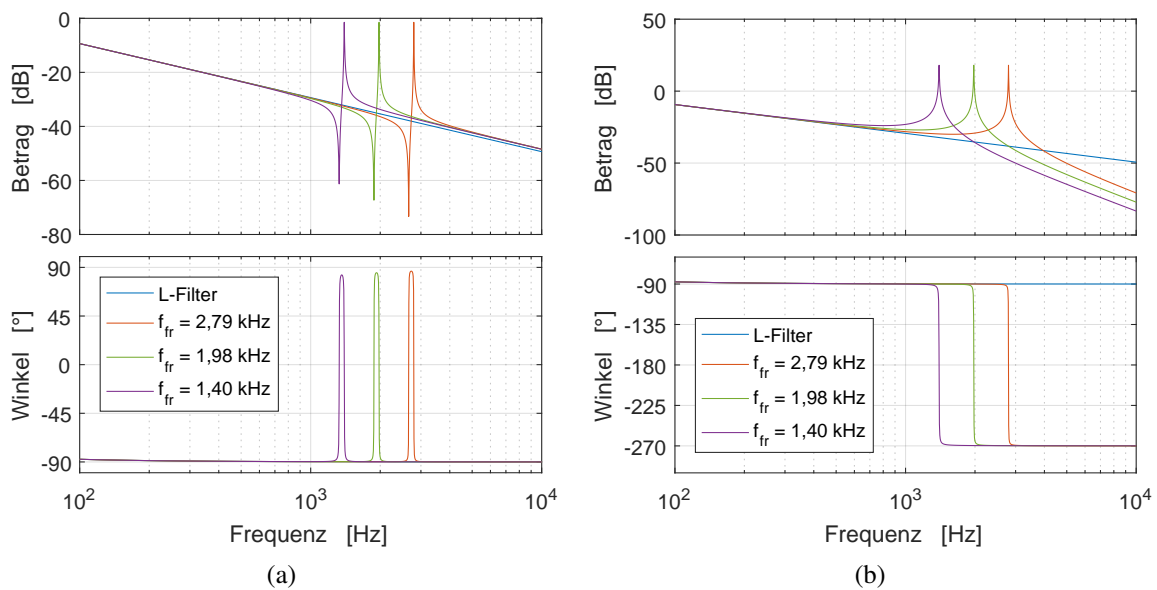


Abb. 4.4: Übertragungsfunktion des L-Filters im Vergleich zu den Übertragungsfunktionen bei unterschiedlichen Filterresonanzen f_{fr} , (a) $G_{LCL}^{I_{fc}}(s)$ (b) $G_{LCL}^{I_{fg}}(s)$

Tab. 4.1: Absolute und relative Resonanzfrequenzen des LCL-Filters für die Übertragungsfunktionen $G_{LCL}^{I_{fc}}(s)$ und $G_{LCL}^{I_{fg}}(s)$ in Abhängigkeit von der Filterkapazität

Filterkapazität	$G_{LCL}^{I_{fc}}(s)$		$G_{LCL}^{I_{fg}}(s)$	
	f_{fr} in kHz	f_{fa} in kHz	f_{fr} in kHz	f_{fa} in kHz
$C_f = 8\mu\text{F}$	2,79	2,66	2,79	1,61
$C_f = 16\mu\text{F}$	1,98	1,88	1,98	1,14
$C_f = 32\mu\text{F}$	1,40	1,33	1,40	0,81

4.1.4 Stromregelung

Die Stromregelung stellt den innersten Regelkreis des Wechselrichters dar. Sie ist verantwortlich für die Qualität des eingespeisten Stromes [40], [120] und hat großen Einfluss auf Robustheit und Stabilität des Wechselrichters. Dieser Einfluss geht unter anderem deutlich aus der Sprungantwort und aus der Ausgangsimpedanz hervor [66], [136]. Eine Übersicht über die in dieser Arbeit verwendete Regelung zeigt Abbildung 4.5.

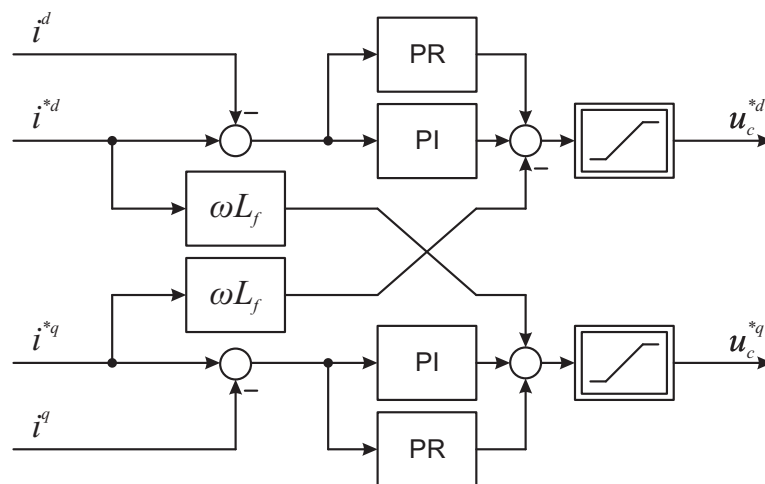


Abb. 4.5: Blockschaltbild der eingesetzten Stromregelung

Die Regelung des durch den Wechselrichter ins Netz eingespeisten Grundschwingungsstroms erfolgt in dq -Koordination mittels PI-Regler. Durch die dq -Transformation und die unendlich hohe Verstärkung des PI-Reglers bei 0Hz ist so eine stationär genaue Regelung des Grundschwingungsstroms möglich. Zusätzlich zur Grundschwingung existieren im Netz Oberschwingungen. Diese treten hauptsächlich bei 250Hz als negative Sequenz und bei 350Hz als positive Sequenz auf [105], [137]. Durch die dq -Transformation erscheinen diese Oberschwingungen in der Regelung als Schwingung mit 300Hz. Die Regelung dieser Schwingung erfolgt daher mittels resonanter Regler parallel zum PI-Regler. Hierdurch wird die Verstärkung der Stromregelung bei 300Hz stark angehoben und damit die Störemission des Wechselrichters verringert [125], [138]. Darüber hinaus ist in der Regelung ein Entkopplungsnetzwerk implementiert. Hierdurch ist es möglich, die im Filter auftretende

Verkopplung zwischen der d - und der q -Komponente zu reduzieren [139]. Das Entkopplungsnetzwerk hat insbesondere Auswirkungen auf das dynamische Verhalten des Wechselrichters. Entsprechend der Untersuchungen [132] werden hierzu die Soll-Ströme anstelle der Ist-Ströme verwendet. Auf diese Weise ist es möglich, die Streckenverzögerungen weitestgehend zu kompensieren. Darüber hinaus sind die Soll-Ströme im Allgemeinen weniger stark durch Störeinflüsse wie Oberschwingungen und Messrauschen beeinträchtigt. Auf diese Weise können die d - und die q -Komponente unabhängig voneinander betrachtet werden, was die analytische Modellierung erheblich vereinfacht. Ebenso erfolgt die Anwendung der nichtlinearen Begrenzungen in Verbindung mit den hier nicht dargestellten Anti-Windup Netzwerken ausschließlich in Simulationen und im Labor.

Die Zustandsraummodelle der PI-Regelung und der Oberschwingungsregelung werden im Folgenden abgeleitet.

PI-Regelung

Die kontinuierliche Übertragungsfunktion des PI-Reglers ist gegeben durch

$$G_{PI}(s) = k_{PIp} \cdot \frac{1 + sT_{PIIn}}{sT_{PIIn}} = k_{PIp} + \frac{k_{PIp}}{sT_{PIIn}} \quad . \quad (4.40)$$

Hierbei stellt T_{PIIn} die Nachstellzeit und k_{PIp} die Reglerverstärkung dar. Die Zustandsraumdarstellung lautet damit

$$\Sigma_{PI} : \begin{cases} \dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} u(t) \\ y(t) = \begin{bmatrix} \frac{k_{PIp}}{T_{PIIn}} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} k_{PIp} \end{bmatrix} u(t) \end{cases} \quad . \quad (4.41)$$

Die Diskretisierung des PI-Reglers erfolgt über das Euler-Backward-Verfahren [140] durch Substitution des komplexen Frequenzparameters s in der Gleichung (4.40) durch

$$s = \frac{z-1}{zT_s} \quad . \quad (4.42)$$

Hieraus folgen die zeitdiskrete Übertragungsfunktion des PI-Reglers

$$G_{d,PI}(z) = k_{PIp} \cdot \frac{z \left(1 + \frac{T_s}{T_{PIIn}} \right) - 1}{z-1} \quad (4.43)$$

und die Matrizen des zeitdiskreten Zustandsraummodells

$$\Sigma_{d,PI} : \begin{cases} x(k+1) = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} T_s \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = \begin{bmatrix} \frac{k_{PIp}}{T_{PIIn}} \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} k_{PIp} \left(1 + \frac{T_s}{T_{PIIn}} \right) \end{bmatrix} u(k) \end{cases} \quad . \quad (4.44)$$

Auslegung der PI-Regelung

Für die Einstellung des PI-Reglers stehen die Proportionalverstärkung k_{PIp} und die Nachstellzeit T_{PIn} zur Verfügung. Diese werden den Regelzielen entsprechend auf Basis der zeitdiskret modellierten Regelstrecke ausgelegt, sodass die Verzögerungen innerhalb digital geregelter Wechselrichter angemessen berücksichtigt werden. Für die Wahl der Reglerparameter dient die Übertragungsfunktion bestehend aus dem Regler, der Verzögerung und dem L-Filter in Verbindung mit den im Anhang auf Seite 163 in Tabelle 9.5 angegebenen Parametern der Regelstrecke. Zur Vereinfachung ist es hierbei zweckmäßig, die Verkopplungsterme aufgrund der dq -Transformation zu vernachlässigen. Dies ist insbesondere unter Annahme eines Entkopplungsnetzwerkes zulässig [141], [142]. Die zwecks Reglerauslegung herangezogene zeitdiskrete Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises lautet damit

$$G_{d,0}(z) = G_{d,del}(z)G_{d,PI}(z)G_{d,L}(z) \quad (4.45)$$

und setzt sich aus den Gleichungen (4.12), (4.27) und (4.43) zusammen. Für die Wahl der Reglerparameter finden sich in der Literatur unterschiedliche Vorgehensweisen. Üblicherweise erfolgt die Auslegung anhand des Betragsoptimums oder des symmetrischen Optimums. Da das Betragsoptimum gegenüber dem symmetrischen Optimum zu einem kleineren Überschwingen führt, fällt die Wahl in Anlehnung an die Auslegung in [96] und [125] auf das Betragsoptimum. Die Proportionalverstärkung und die Nachstellzeit werden für die gegebene Strecke durch

$$k_{PIp} = \gamma \cdot \frac{R_f}{1 - \exp\left(\frac{T_s R_f}{L_f}\right)} \quad (4.46)$$

$$T_{PIn} = \frac{T_s}{\exp\left(\frac{T_s R_f}{L_f}\right) - 1} \quad (4.47)$$

berechnet. Der Faktor γ dient hierbei zur Feinabstimmung der Regelung. Diese Feinabstimmung erfolgt durch Untersuchung der Übertragungsfunktion des offenen Kreises $G_{d,0}(z)$. Hierzu wird zunächst die Robustheit auf Basis des Stabilitätskriteriums von Nyquist anhand des Amplitudenrandes A_R und des Phasenrandes φ_R untersucht. Der Amplitudenrand beschreibt die zusätzliche Verstärkung, bei der mindestens ein Pol des Regelkreises den stabilen Bereich verlässt. Der Phasenrand hingegen kennzeichnet die Winkeldifferenz des Phasengangs gegenüber -180° bei der Frequenz, bei der ein Betrag von 1 vorliegt. Sie gibt damit an, wie stark die Phasenverschiebung des rückgekoppelten Systems anwachsen darf, bis das System instabil wird [143]. Das Bodediagramm 4.6(a) illustriert die Veränderung der Robustheit bei unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren γ . Die hieraus ablesbaren Amplituden- und Phasenränder finden sich in Tabelle 4.2. Nach [131] ist bei Systemen mit $\varphi_R \geq 60^\circ$ und $A_R \geq 3$ eine Überschwingweite von 5% bis 10% zu erwarten, was einen guten Kompromiss darstellt.

Darüber hinaus wird zur Auslegung des Reglers die Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises

$$G_{d,w}(z) = \frac{G_{d,0}(z)}{1 + G_{d,0}(z)} \quad (4.48)$$

herangezogen, Abbildung 4.6(b). Die Merkmale des geschlossenen Regelkreises und insbe-

sondere der Sprungantwort finden sich in Tabelle 4.2. Hierbei ist die Anstiegszeit die Zeit, die das Signal benötigt, um ausgehend von 10 % auf 90 % des stationären Endwertes zu steigen. Die Ausregelzeit hingegen beschreibt die Zeit, nach der die Sprungantwort das 5 % Toleranzband des stationären Endwertes nicht mehr verlässt. Bei Wechselrichtern mit L-Filtern bietet der Verstärkungsfaktor $\gamma = 0,36$ einen Kompromiss aus Robustheit, Regelgeschwindigkeit und Überschwingweite. Aus diesem Grund wird für die weiteren Untersuchungen des Regelkreises mit L-Filter dieser Wert herangezogen, sofern nichts anderes angegeben wird.

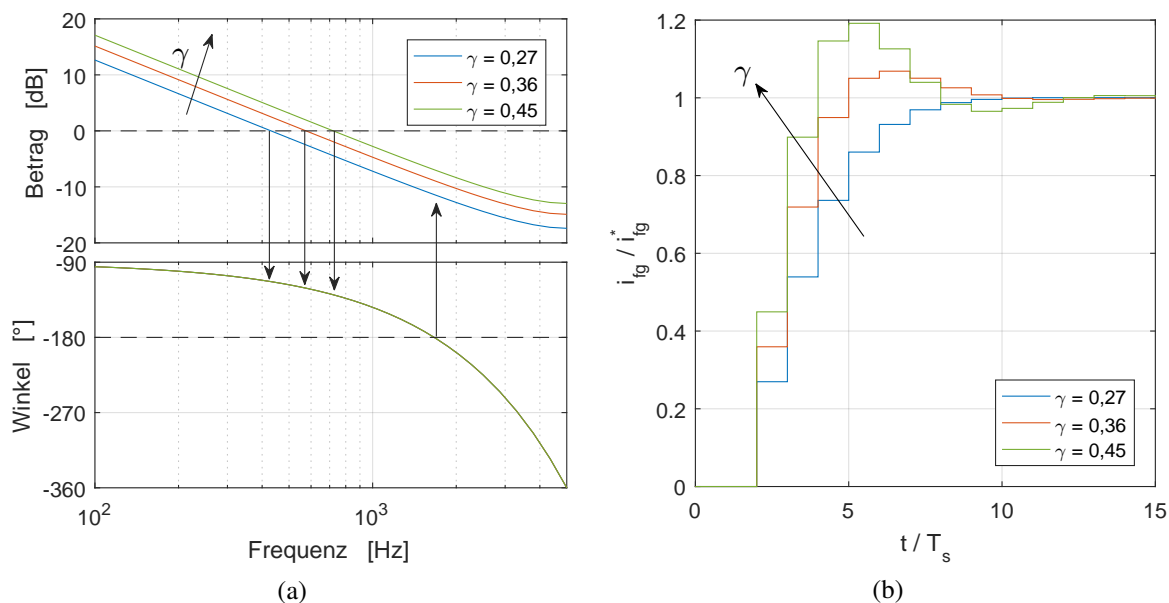


Abb. 4.6: Auswirkung unterschiedlicher Verstärkungsfaktoren γ auf den Regelkreis eines Wechselrichters mit L-Filter, (a) Bodediagramm des offenen Regelkreises, (b) Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises

Tab. 4.2: Merkmale des offenen und geschlossenen Stromregelkreises bei unterschiedlichen Verstärkungsfaktoren γ

Verstärkungsfaktor γ	0,27	0,36	0,45
Amplitudenrand	3,71	2,78	2,23
Phasenrand [°]	66,7	58,9	51,0
Bandbreite [Hz]	842	1392	1810
Überschwingweite [%]	0,1	6,9	19,2
Anstiegszeit [t/T_s]	4	2	2
Ausregelzeit [t/T_s]	7	8	7

Oberschwingungsregelung

Die Oberschwingungsregelung dient bei den Messungen im Labor zur Reduzierung des durch den Wechselrichter ins Netz eingespeisten Oberschwingungsstroms. Hierzu werden resonante Regler parallel zum PI-Regler eingesetzt. Diese Regler weisen bei ihrer Resonanzfrequenz $\omega_{PR} = 2\pi \cdot 300 \text{ Hz}$ eine hohe Verstärkung auf, sodass die als Störgrößen aufzufassenden Oberschwingungen bei und Nahe von ω_{PR} innerhalb des Regelkreises ausgeregelt werden können. Die Übertragungsfunktion $G_{PR}(s)$ des idealen PR-Reglers nach [15] und [144] lautet

$$G_{PR}(s) = \frac{2k_{PR}s}{s^2 + \omega_{PR}^2} \quad (4.49)$$

Der Faktor k_{PR} dient hierbei zur Einstellung der Bandbreite des Reglers. Insbesondere bei Frequenzschwankungen kann es sinnvoll sein, die Oberschwingungsregelung über eine ausreichend hohe Bandbreite sicherzustellen. Gleichzeitig führt eine größere Bandbreite jedoch auch zu einer stärkeren Phasenhebung oberhalb und Phasenabsenkung unterhalb der Resonanzfrequenz im offenen Regelkreis. Dies wiederum kann, die Phasen- und Amplitudenreserve des Regelkreises beeinträchtigen und im Extremfall den Regelkreis instabil werden lassen. Die Wahl des Parameters k_{PR} ist damit als Kompromiss aus Stromqualität und Robustheit des Regelkreises zu betrachten [144]. Aus der oben angegebenen Übertragungsfunktion kann das Zustandsraummodell

$$\Sigma_{PR} : \begin{cases} \dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -\omega_{PR}^2 & 0 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} u(t) \\ y(t) = \begin{bmatrix} 0 & 2k_{PR}^2 \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u(t) \end{cases} \quad (4.50)$$

abgelesen werden.

Die Diskretisierung der PR-Regler erfolgt mittels der bilinearen Transformation nach Tustin mit Prewarping bei der Resonanzfrequenz

$$s = \frac{\omega_{PW}}{\tan(\omega_{PW}T_s/2)} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (4.51)$$

Die Anwendung des Prewarpings erfolgt zur Minimierung der diskretisierungsbedingten Verzerrung der Übertragungsfunktion bei der Resonanzfrequenz ω_{PR} . Diese Verzerrung hat ihren Ursprung in der Übertragung der imaginären Achse in der s -Ebene auf den 2π -langen Einheitskreis in der z -Ebene. Durch das Prewarping ist es möglich, bei der Prewarppfrequenz ω_{PW} im Diskreten die gleiche Charakteristik wie im Kontinuierlichen zu erhalten [135]. Die Untersuchungen in [145] und [146] zeigen, dass mit diesem Verfahren eine Transformation der Resonanzstellen auch bei hohen Resonanzfrequenzen und niedrigen Abtastperiodendauern mit hoher Frequenzgenauigkeit möglich ist. Ferner verhindert diese Methode eine Phasenverschiebung bei der Resonanzfrequenz infolge der Diskretisierung und minimiert daher die Gefahr von Instabilität als Folge der Diskretisierung [145], [146].

4.1.5 Messtechnische Ermittlung des Regelverhaltens im Labor

Sowohl das Regelverhalten als auch die Ausgangsimpedanz sind nicht nur in der Theorie, sondern auch im Labor anhand eines realen Wechselrichters zu untersuchen. Für diese Messungen wird daher ein Laboraufbau konzipiert und gebaut. Der Laboraufbau besteht im Wesentlichen aus einem als Wechselrichter betriebenen Stromrichter mit einer Leistung von 6,9 kW, der über ein L- bzw. LCL-Filter mit dem Netz verbunden ist und über ein dSPACE-System geregelt wird. Verglichen mit der Analytik treten im Labor durch das Filter Unterschiede zutage. Ferner erfordern die Messungen an einem Drehstromnetz mit 50 Hz und 400 V verketteter Spannung eine Synchronisation des Wechselrichters auf das Netz. Die auftretenden Unterschiede zwischen Analytik und Labor werden daher im Folgenden diskutiert. Einen Überblick über den Laboraufbau bietet Kapitel 9.3 im Anhang auf Seite 164.

Zwischen Netz und Wechselrichter muss aufgrund des aus dem Netz gespeisten DC-Zwischenkreises eine galvanische Trennung erfolgen. Hierzu wird auf der Netzseite des LCL-Filters ein Trenntransformator mit der Schaltgruppe Dyn5, einer Nennleistung von $S_{T,n} = 8 \text{ kVA}$ und einem Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 1$ eingesetzt. Die netzseitige Induktivität des LCL-Filters wird daher ausschließlich durch den Transformator bereitgestellt. Hierbei ist zu berücksichtigen, dass der Frequenzgang des Transformators eine stark frequenzabhängige Resistanz R_{fg} aufweist, Abbildung 4.7(a). Da das L-Filter durch $R_f = R_{fc} + R_{fg}$ sowie $L_f = L_{fc} + L_{fg}$ eine Reihenschaltung der induktiven Elemente des LCL-Filters entspricht, ist dies gleichermaßen bei Untersuchungen mit L-Filtern zu berücksichtigen.

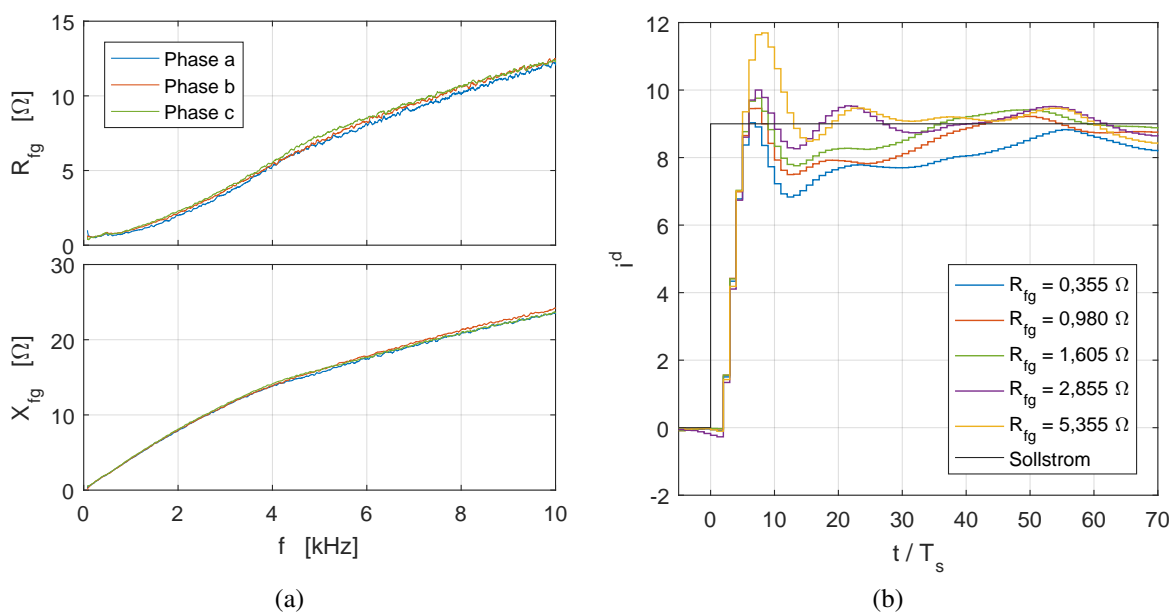


Abb. 4.7: (a) Impedanzgang des im LCL-Filter als netzseitige Induktivität L_{fg} verwendeten Trenntransformators, (b) gemessene Sprungantworten mit unterschiedlichen R_{fg} bei Reglerauslegung entsprechend der Formeln (4.46) und (4.47) zur Korrektur der frequenzabhängigen Resistanz des Trenntransformators

Der Resistanzverlauf ist aufgrund des Skin-Effektes innerhalb des Transformators bauartbedingt. Bei der Reglerauslegung nach den Formeln (4.46) und (4.47) bedeutet dies, dass

das Heranziehen der Resistanz des Transformators bei 50 Hz von $R_{fg} = 0,355 \Omega$ das tatsächliche System nur unzureichend abbildet. Dies ist insbesondere in der wesentlich längeren Ausregelzeit im Labor gegenüber den acht Taktperioden in der Analytik zu erkennen, Abbildung 4.6(b) und Abbildung 4.7(b). Diese Abweichungen können teilweise durch Anpassung der Resistanz R_{fg} bei der Reglerauslegung kompensiert werden. Aus diesem Grund erfolgt im Labor die Reglerauslegung mit einer Resistanz von $R_{fg} = 0,355 \Omega + 1,25 \Omega = 1,605 \Omega$. Die gemessenen Sprungantworten des Wechselrichters mit unterschiedlichen Reglerauslegungen finden sich in Abbildung 4.7(b). Die hierzu gehörenden Proportionalverstärkungen und Nachstellzeiten sind in Tabelle 4.3 zusammengefasst.

Tab. 4.3: Reglerparameter in Abhängigkeit von der Resistanz der netzseitigen Induktivität im LCL-Filter mit $\gamma = 0,36$

R_{fg} [Ω]	0,355	0,980	1,605	2,855	5,355
k_{PIp}	16,72	16,61	16,50	16,28	15,84
T_{PIIn} [ms]	9,904	4,218	2,666	1,523	0,805

Für die Synchronisation des Wechselrichters auf die Netzspannung finden sich in der wissenschaftlichen Literatur zahlreiche Verfahren [147]. Das am meisten verbreitete ist die Phasenregelschleife, welche auch als PLL bezeichnet wird [148]. Hiermit ist es möglich, den instantanen Winkel der Netzspannung bei akzeptablem Rechenaufwand in jeder Taktperiode zu bestimmen. Je nach Anforderungen an die Regelung des Wechselrichters kommen unterschiedliche Varianten der PLL zum Einsatz. Einen Überblick über die verschiedenen Varianten bieten [149], [150], [151], [152], [153], [154] und [155]. Die in dieser Arbeit verwendete PLL entspricht weitestgehend der als SRF-PLL bezeichneten Grundstruktur der PLL. Abbildung 4.8 zeigt eine Übersicht über die verwendete PLL [149].

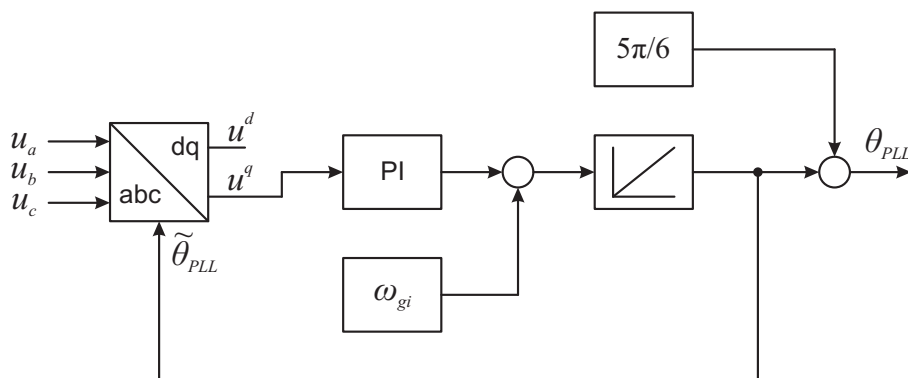


Abb. 4.8: Blockschaftbild der verwendeten PLL

Kern der SRF-PLL ist die Parktransformation. Hierdurch wird die q -Komponente der Netzspannung berechnet. Diese wird über einen PI-Regler und einen Integrierer als Winkel $\tilde{\theta}_{PLL}$ zurückgeführt und für die Parktransformation verwendet. Folglich wird ausgenutzt, dass die Parktransformation bei symmetrischer und sinusförmiger Spannung $u_a(t) = \hat{U} \cos(\omega t + \varphi)$, $u_b(t) = \hat{U} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi)$ und $u_c(t) = \hat{U} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi)$ mit dem Winkel $\varphi = 0$ eine Spannung von $u^q(t) = 0 \text{ V}$ liefert. Zusätzlich zu der Grundstruktur beinhaltet die verwendete

PLL einen festen Offset von $\frac{5\pi}{6}$. Der Offset ist erforderlich, da für die PLL die Spannung am Verknüpfungspunkt verwendet werden soll und der Trenntransformator aufgrund der Schaltgruppe eine Phasenverschiebung verursacht. Alternativ kann auch die Spannung des Filterkondensators $u_{Cf}(t)$ für die PLL ohne Offset herangezogen werden. Da diese aber aufgrund der Filterimpedanz $Z_{fg}(f)$ stärker als $u_g(t)$ vom Strom des Wechselrichters abhängt, würde dies die Synchronisation negativ beeinflussen und die Robustheit bzw. die Stabilität des Wechselrichters beeinträchtigen. Nähere Untersuchungen bezüglich der Selbstsynchronisation finden sich in [156] und [157].

Die Parameter des PI-Reglers innerhalb der PLL werden in Anlehnung an [149] mittels

$$k_{PLL} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{6} \cdot 2\pi f_{PLL}}{U_{LL}} \quad (4.52)$$

$$T_{PLL} = \frac{2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{2\pi f_{PLL}} \quad (4.53)$$

gewählt. Hierbei ist U_{LL} der Effektivwert der verketteten Spannung des Netzes und beträgt 400 V. Durch den Parameter f_{PLL} wird die Grenzfrequenz der PLL festgelegt. Sofern nichts anderes angegeben ist gilt $f_{PLL} = 300$ Hz. Dies stellt einen Kompromiss aus Dynamik und Störfestigkeit dar.

4.1.6 Verallgemeinertes Modell im Zustandsraum

Als Grundlage für die durchzuführenden analytischen Untersuchungen werden im Folgenden das Zustandsraummodell des offenen Regelkreises

$$\Sigma_{d,0} : \begin{cases} x(k+1) = \mathbf{A}_{d,0}x(k) + \mathbf{B}_{d,0}u(k) \\ y(k) = \mathbf{C}_{d,0}x(k) + \mathbf{D}_{d,0}u(k) \end{cases} \quad (4.54)$$

und das des geschlossenen Regelkreises

$$\Sigma_{d,w} : \begin{cases} x(k+1) = \mathbf{A}_{d,w}x(k) + \mathbf{B}_{d,w}u(k) \\ y(k) = \mathbf{C}_{d,w}x(k) + \mathbf{D}_{d,w}u(k) \end{cases} \quad (4.55)$$

in verallgemeinerter Form abgeleitet. Grundlage hierfür ist die in Kapitel 4.1.1 vorgestellte Herangehensweise in Verbindung mit den in Kapitel 4.1.2, 4.1.3 und 4.1.4 abgeleiteten Modellen. Die Modellierung erfolgt dabei in zeitdiskreter Darstellung. Durch die Herangehensweise kann sie gleichermaßen für zeitkontinuierlich zu modellierende Systeme herangezogen werden. Ferner beschränkt sich die Betrachtung zunächst auf Systeme mit L- oder LCL-Filter am starren Netz, was einer Vernachlässigung der Netzimpedanz entspricht.

Allgemein werden die Zustandsraummodelle des L-Filters $\Sigma_{d,L}$ und des LCL-Filters $\Sigma_{d,LCL}$ am starren Netz im Folgenden mit $\Sigma_{d,FG}$ bezeichnet. Die Indizierung berücksichtigt damit bereits hier die in Kapitel 5.3 vorgestellte Erweiterung der Modellierung um das Netz. Die tiefgestellte Indizierung der Zustandsraummodelle wird ebenfalls bei den Matrizen der

Zustandsraummodelle sowie bei den aus den Zustandsraummodellen abgeleiteten Übertragungsfunktionen verwendet. Zusätzlich erfolgt eine hochgestellte Indizierung. Diese gibt die Ausgangsgröße eines Zustandsraummodells bzw. einer Übertragungsfunktion an. Die Ausgangsgröße eines Zustandsraummodells wird durch die Ausgangsmatrix definiert. Aus diesem Grund wird die Ausgangsmatrix ebenfalls mit der hochgestellten Ausgangsgröße versehen. Bei der hochgestellten Angabe der Ausgangsgrößen werden im Zeitbereich Kleinbuchstaben und im Frequenzbereich Großbuchstaben verwendet.

Die Übertragungsfunktionen des offenen bzw. geschlossenen Regelkreises ergeben sich aus dem jeweiligen Zustandsraummodell durch Anwendung der Gleichungen (4.7) und (4.9).

Modell des offenen Regelkreises

Der offene Regelkreis eines Wechselrichters im Netzparallelbetrieb auf Basis der Zustandsraummodelle ergibt sich aus der Reihenschaltung von Σ_{del} , Σ_{PI} und Σ_{FG} . In Anlehnung an die Schreibweise der Reihenschaltung von Übertragungsfunktionen kann dies durch

$$\Sigma_{d,0} = \Sigma_{d,del}\Sigma_{d,PI}\Sigma_{d,FG} \quad (4.56)$$

ausgedrückt werden [112]. Hieraus folgt das Zustandsraummodell des offenen Kreises

$$\Sigma_{d,0} : \left\{ \begin{array}{l} x(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{d,del} & 0 & 0 \\ \mathbf{B}_{d,PI}\mathbf{C}_{d,del} & \mathbf{A}_{d,PI} & 0 \\ \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{C}_{d,del}\mathbf{D}_{d,PI} & \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{C}_{d,PI} & \mathbf{A}_{d,FG} \end{bmatrix} x(k) \\ \quad + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d,del} \\ \mathbf{B}_{d,del}\mathbf{D}_{d,del} \\ \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{D}_{d,FG}\mathbf{B}_{d,PI} \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{d,del}\mathbf{D}_{d,FG}\mathbf{D}_{d,PI} & \mathbf{C}_{d,PI}\mathbf{D}_{d,FG} & \mathbf{C}_{d,FG} \end{bmatrix} x(k) \\ \quad + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{d,del}\mathbf{D}_{d,FG}\mathbf{D}_{d,PI} \end{bmatrix} u(k) \end{array} \right. \quad (4.57)$$

mit

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_{d,del}(k) \\ x_{d,PI}(k) \\ x_{d,FG}(k) \end{bmatrix} \quad (4.58)$$

unter Anwendung der Gleichung (4.3). Abhängig vom zu regelnden Strom ist dabei die Matrix $\mathbf{C}_{d,FG}$ innerhalb der Matrix $\mathbf{C}_{d,0}$ zu substituieren. Die Substitution erfolgt bei Wechselrichtern mit Regelung des Umrichterstroms $i_{fc}(k)$ durch

$$\mathbf{C}_{d,FG} = \mathbf{C}_{FG}^{i_{fc}} \cdot \quad (4.59)$$

Bei Wechselrichtern mit Regelung des Netzstroms $i_{fg}(k)$ hingegen gilt

$$\mathbf{C}_{d,FG} = \mathbf{C}_{d,FG}^{i_{fg}} \quad . \quad (4.60)$$

Da beim Zustandsraummodell $\Sigma_{d,0}$ die Ausgangsgröße durch einen hochgestellten Index gekennzeichnet wird, ist nach der Wahl des zu regelnden Stroms ebenso $\Sigma_{d,0}$ durch $\Sigma_{d,0}^{i_{fc}}$ bzw. $\Sigma_{d,0}^{i_{fg}}$ sowie $\mathbf{C}_{d,0}$ durch $\mathbf{C}_{d,0}^{i_{fc}}$ bzw. $\mathbf{C}_{d,0}^{i_{fg}}$ zu ersetzen, Gleichungen (4.54) und (4.57). Abschließend sei noch erwähnt, dass diese Unterscheidung bei Wechselrichtern mit L-Filtern aufgrund von $i_{fc}(k) = i_{fg}(k)$ nicht erforderlich ist.

Modell des geschlossenen Regelkreises

Aus dem offenen Regelkreis kann der geschlossene Regelkreis sowohl für die Umrichter- als auch für die Netzstromregelung über den in allgemeiner Darstellung angegebenen formalen Zusammenhang

$$\Sigma_{d,w} = \frac{\Sigma_{d,0}}{\Sigma_{d,I} + \Sigma_{d,0}} \quad (4.61)$$

abgeleitet werden. Diese Notation überträgt die von Übertragungssystemen mit Rückkopplungen bekannte Schreibweise auf Zustandsraummodelle [112]. Das Zustandsraummodell $\Sigma_{d,I}$ ist hierbei durch

$$\Sigma_{d,I} : \begin{cases} x(k+1) = \mathbf{A}_{d,I}x(k) + \mathbf{B}_{d,I}u(k) \\ y(k) = \mathbf{C}_{d,I}x(k) + \mathbf{D}_{d,I}u(k) \end{cases} \quad (4.62)$$

mit

$$\mathbf{A}_{d,I} = [0] \quad , \quad \mathbf{B}_{d,I} = [0] \quad , \quad \mathbf{C}_{d,I} = [0] \quad \text{und} \quad \mathbf{D}_{d,I} = \mathbf{I} \quad (4.63)$$

sowie der Einheitsmatrix \mathbf{I} definiert. Als Modell des geschlossenen Regelkreises ergibt sich damit

$$\Sigma_{d,w} : \begin{cases} x(k+1) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d,del} \\ \mathbf{B}_{d,PI}\mathbf{D}_{d,del} \\ \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{D}_{d,del}\mathbf{D}_{d,PI} \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{d,del}\mathbf{D}_{d,FG}\mathbf{D}_{d,PI} & \mathbf{C}_{d,PI}\mathbf{D}_{d,FG} & \mathbf{C}_{d,FG} \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u(k) \end{cases} \quad (4.64)$$

in Verbindung mit

$$a_{11} = \mathbf{A}_{d,del} - \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.65)$$

$$a_{12} = -\mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,PI} \mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.66)$$

$$a_{13} = -\mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,FG} \quad (4.67)$$

$$a_{21} = \mathbf{B}_{d,PI} \mathbf{C}_{d,del} - \mathbf{B}_{d,PI} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.68)$$

$$a_{22} = \mathbf{A}_{d,PI} - \mathbf{B}_{d,PI} \mathbf{C}_{d,PI} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.69)$$

$$a_{23} = -\mathbf{B}_{d,PI} \mathbf{C}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,del} \quad (4.70)$$

$$a_{31} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,PI} - \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,PI}^2 \quad (4.71)$$

$$a_{32} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,PI} - \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,PI} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.72)$$

$$a_{33} = \mathbf{A}_{d,FG} - \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.73)$$

und

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_{d,del}(k) \\ x_{d,PI}(k) \\ x_{d,FG}(k) \end{bmatrix} . \quad (4.74)$$

Wie beim Modell des offenen Regelkreises ist auch das Modell des geschlossenen Regelkreises bei Umrichter- und Netzstromregelung unterschiedlich. Da das Modell des geschlossenen Regelkreises aber durch Gleichung 4.61 aus dem des offenen hervorgeht, erfolgt die Darstellung hier allgemeingültig sowohl für Wechselrichter mit Umrichter- als auch Netzstromregelung.

4.1.7 Wechselrichterbetrieb mit LCL-Filter

In einem Wechselrichter mit der in Abbildung 4.1 dargestellten Regelungsstruktur und LCL-Filter kann entweder der umrichter- oder der netzseitige Strom des LCL-Filters zurückgeführt und damit geregelt werden. Diese Wahl hat großen Einfluss auf das Regelverhalten und die Stabilität des Wechselrichters. Es folgt daher eine Gegenüberstellung beider Varianten.

In der Praxis findet sowohl die Umrichter- als auch die Netzstromregelung Anwendung. Ein entscheidender Vorteil der Umrichterstromregelung ist die Verfügbarkeit der Umrichterströme. Diese werden häufig zur Erkennung von Überströmen am Umrichteranschluss gemessen [158], [159] und stehen daher in der Regel bereits zur Verfügung. Ferner werden Umrichter und Filter bei großen Wechselrichtern häufig konstruktiv als separate Komponenten aufgebaut. Der Aufwand für die Übertragung der gemessenen Umrichterströme zur Regelung ist damit verhältnismäßig gering. Die Netzstromregelung hat hingegen den Vorteil, dass sie die ins Netz eingespeisten Ströme direkt regelt und dadurch eine bessere Stromqualität am Verknüpfungspunkt erzielt werden kann. Diese bessere Qualität resultiert im Wesentlichen aus der geringeren Abhängigkeit des Stroms von der Netzspannung und der Netzimpedanz. Hiermit verbessert sich die Fähigkeit, den Blindleistungsbedarf des Filterkondensators C_f durch den Umrichter zu decken sowie Oberschwingungen am Netzverknüpfungspunkt entgegenzuwirken. Insgesamt kommt ein Wechselrichter mit Netzstromregelung daher näher an das in Netzanschlussregeln zu Grunde gelegte Stromquellenverhalten.

Die Übertragungsfunktionen $G_{d,0}^{I_{fc}}(z)$ und $G_{d,0}^{I_{fg}}(z)$ der offenen Regelkreise eines Wechselrichters mit Umrichter- bzw. Netzstromregelung weisen große Unterschiede auf. Berechnet werden können diese durch serielle Verschaltung der diskreten Zustandsraummodelle von Modulation und Verzögerung, Stromregelung sowie LCL-Filter entsprechend der in Kapitel 4.1.6 vorgestellten Herangehensweise. Hierzu wird bei der Berechnung von $G_{d,0}^{I_{fc}}(z)$ beim LCL-Filter

$$\mathbf{C}_{d,LCL}^{I_{fc}} = [1 \ 0 \ 0] \quad (4.75)$$

und bei $G_{d,0}^{I_{fg}}(z)$

$$\mathbf{C}_{d,LCL}^{I_{fg}} = [0 \ 0 \ 1] \quad (4.76)$$

als Ausgangsmatrix gewählt. Darüber hinaus wird bei der Berechnung der Stromreglerparameter für sämtliche Systeme mit LCL-Filtern in dieser Arbeit der Verstärkungsfaktor γ von 0,36 auf 0,27 angepasst. Dies ist erforderlich, um insbesondere bei den Untersuchungen mit Berücksichtigung der Netzimpedanz sowohl ein akzeptables dynamisches Verhalten als auch eine hinreichende Robustheit zu erzielen. Eine Zusammenfassung der Parameter des Wechselrichtersystems ist im Anhang auf Seite 163 in Tabelle 9.5 gegeben.

Die Bodediagramme für je drei unterschiedliche Filterresonanzfrequenzen bei Umrichter- und Netzstromregelung zeigen die Abbildungen 4.9(a) und 4.9(b). Es ist ersichtlich, dass der geschlossene Regelkreis mit Umrichterstromregelung nur bei der Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 1,4 \text{ kHz}$ stabil ist. Mit Netzstromregelung hingegen ist der Regelkreis bei $f_{fr} = 1,4 \text{ kHz}$ instabil und nur bei $f_{fr} = 1,98 \text{ kHz}$ und $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ stabil. Sowohl bei Umrichter- als auch bei Netzstromregelung zeigt sich, dass die Instabilität ihre Ursache in der Resonanzfrequenz des LCL-Filters und der mit der Resonanzstelle einhergehenden Amplitudenüberhöhung sowie Phasenverschiebung hat. Im Allgemeinen kann festgehalten werden, dass bei Umrichterstromregelung Filterresonanzfrequenzen oberhalb der Phasendurchtrittsfrequenz von hier $1,66 \text{ kHz}$ zur Instabilität führen, Abbildung 4.9(a). Bei Netzstromregelung hingegen führen Resonanzfrequenzen unterhalb und leicht oberhalb der Phasendurchtrittsfrequenz von hier ebenfalls $1,66 \text{ kHz}$ zur Instabilität, Abbildung 4.9(b). Der Einsatz von LCL-Filtern mit hoher Resonanzfrequenz bei Umrichterstromregelung bzw. mit niedriger Resonanzfrequenz bei Netzstromregelung erfordert folglich eine Dämpfung der Resonanzstelle.

Die Dämpfung der Resonanzstelle kann mittels passiver und aktiver Verfahren erfolgen. Aktive Dämpfungsverfahren basieren auf einer Anpassung der Regelung und werden in Kapitel 4.2.2 näher betrachtet. Bei passiven erfolgt die Dämpfung durch einen oder mehrere zusätzliche ohmsche Widerstände innerhalb des LCL-Filters. Eine Übersicht über die passiven Verfahren geben [124], [160], [161] und [162]. Die Basis für die meisten Verfahren stellt das der totalen Dämpfung dar. Hierbei wird ein zur Filterkapazität serieller Widerstand R_{fd} in das LCL-Filter eingebracht, vgl. Abbildung 4.3(b). Auf diese Weise ist es möglich den Stabilitätsbereich des Regelkreises zu erhöhen. Der stabile Bereich in Abhängigkeit von der Filterresonanzfrequenz f_{fr} und der passiven Dämpfung des Filters durch R_{fd} ist für die Umrichterstromregelung in Abbildung 4.10(a) und für die Netzstromregelung in Abbildung 4.10(b) dargestellt. Bei Systemen mit Umrichterstromregelung zeigt sich, dass der Stabilitätsbereich durch einen verhältnismäßig kleinen ohmschen Widerstand R_{fd} deutlich

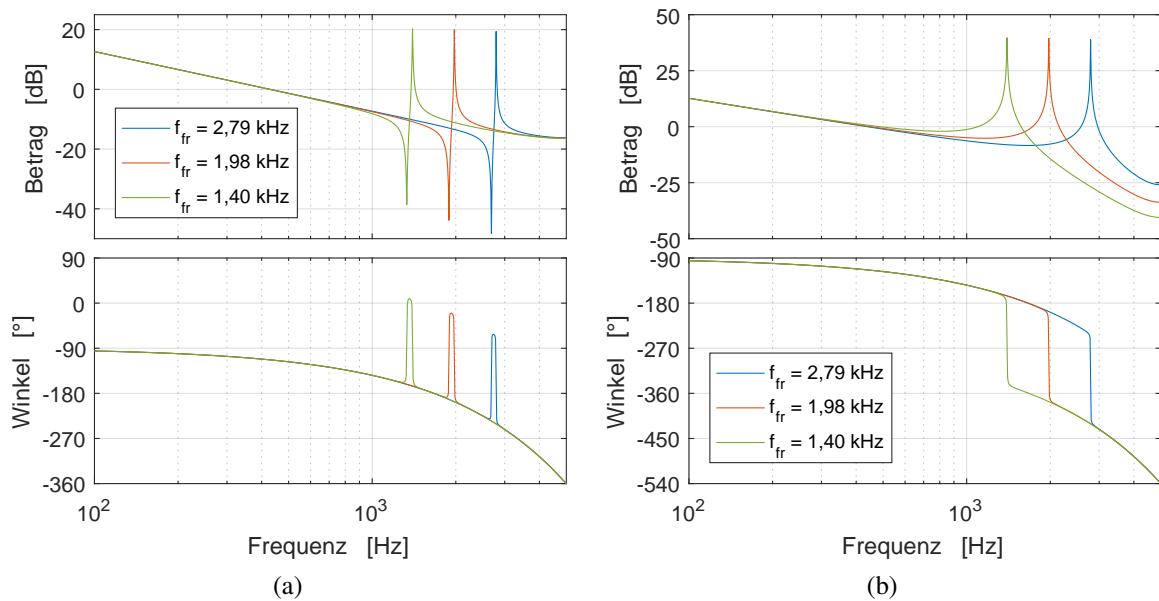


Abb. 4.9: Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises mit LCL-Filter und Regelung des (a) Umrichterstroms i_{fc} und des (b) Netzstroms i_{fg}

ausgeweitet werden kann. Auf diese Weise ist es möglich das System auch mit hohen Filterresonanzfrequenzen zu betreiben. Anders verhält es sich bei Wechselrichtern mit Netzstromregelung. Auch wenn durch R_{fd} der stabile Bereich vergrößert werden kann, sind hierfür verhältnismäßig große Dämpfungswiderstände erforderlich. Dies hat zur Folge, dass sowohl die Energieeffizienz als auch die Dämpfung des Filters sinken. Im folgenden Kapitel wird daher die Dämpfung der Resonanzstelle bei Netzstromregelung durch aktive Dämpfungsverfahren untersucht.

4.2 Wechselrichterbetrieb mit aktiver Dämpfung

Durch aktive Dämpfungsverfahren ist es möglich, das Betriebsverhalten von Wechselrichtern zu verbessern und Instabilitäten aufgrund der LCL-Filterresonanz entgegenzuwirken. Die Verfahren zur aktiven Dämpfung basieren auf einer Anpassung der Regelung des Wechselrichters. Da die aktive Dämpfung ohne zusätzliche ohmsche Widerstände erfolgt, treten keine zusätzlichen Verluste auf [163]. Die aktive Dämpfung ist damit ein flexibler und kosteneffizienter Ansatz zum Umgang mit Resonanzstellen [164]. Einen umfassenden Vergleich von aktiven und dem bereits in Kapitel 4.1.3 erwähnten passiven Dämpfungsverfahren bieten sowohl [165] als auch [166].

Einen Überblick über die unterschiedlichen aktiven Dämpfungsverfahren geben [167], [168], [169], [170] und [171]. Unterschieden werden filterbasierte und rückführungsbasierte Verfahren [169]. Bei filterbasierten Verfahren erfolgt die aktive Dämpfung durch das Einfügen eines Filters im Vorwärtszweig des Regelkreises, Abbildung 4.11(a). Dieses Filter senkt die Amplitude und verschiebt den Phasenwinkel im Umfeld der Resonanzfrequenz, sodass

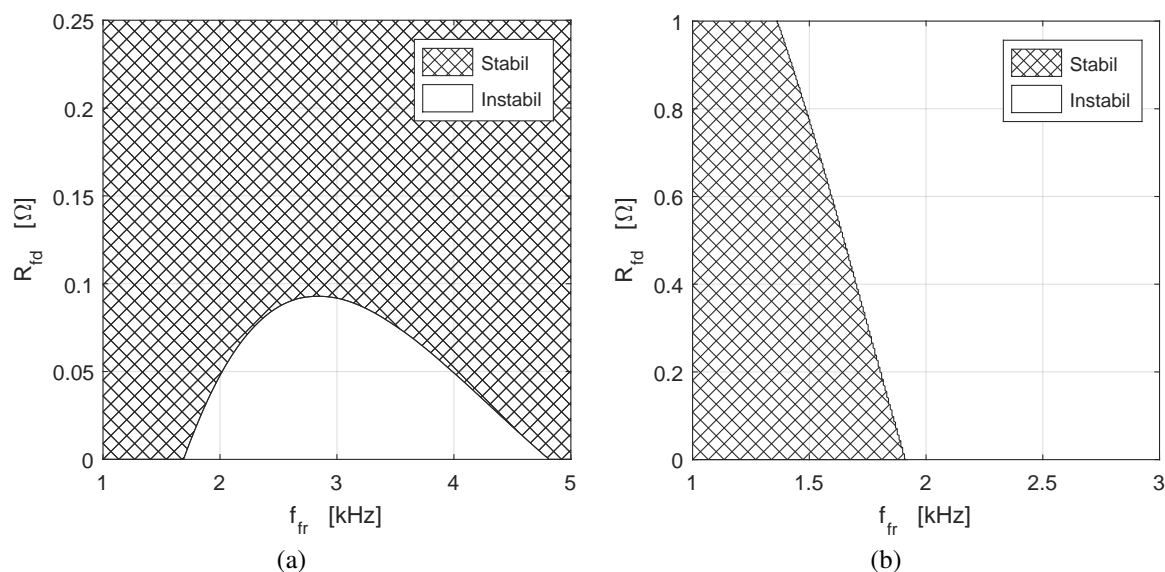


Abb. 4.10: Stabiler Betriebsbereich eines Wechselrichters mit LCL-Filter in Abhängigkeit von der Filterresonanzfrequenz f_{fr} sowie der passiven Dämpfung mittels R_{fd} in Reihe zur Filterkapazität C_f , (a) Umrichterstromregelung, (b) Netzstromregelung

der Regelkreis stabilisiert wird. Vorteilhaft hierbei ist, dass dieses Verfahren keine weiteren Sensoren erfordert. Eine Gegenüberstellung der filterbasierten aktiven Dämpfung mittels Tiefpassfilter, Lead-Glied, Notch-Filter und biquadratischem Filter in [172] führt zu dem Ergebnis, dass ein auf die LCL-Filterresonanz eingestelltes Notch-Filter die flexibelste und effektivste Lösung darstellt. Untersuchungen zu Filtern höherer Ordnung und deren Auslegung finden sich in [173]. Problematisch für die filterbasierte aktive Dämpfung ist allerdings die Abhängigkeit der LCL-Filterresonanzfrequenz von der Netzimpedanz, da dies die Abstimmung des Filters auf die Resonanzstelle erschwert. Dies führt insbesondere bei der Verwendung von schmalbandig ausgelegten Notch-Filtern zu Problemen. Folglich ist es empfehlenswert, bei der Auslegung des Notch-Filters die Netzimpedanz einzubeziehen [174] oder aber das Notch-Filter adaptiv aufzubauen [175], [176], [177].

Bei rückführungsbasierten aktiven Dämpfungsverfahren erfolgt die Dämpfung durch Rückführung eines Messwertes aus dem LCL-Filter, Abbildung 4.11(b). Diese Verfahren bieten im Vergleich zu filterbasierten Verfahren eine höhere Robustheit gegenüber Schwankungen der Resonanzfrequenz, da die Parameter der Resonanzstelle in den rückgeführten Signalen enthalten sind. Üblicherweise wird entweder die Kondensatorspannung $u_{Cf}(k)$, [159], [178], [179], [180], [181], [182] oder der Kondensatorstrom $i_f(k)$, [164], [183], [184], [185], [186], [187] zurückgeführt, da der Kondensator die Filterresonanz verursacht und somit die Schwingungen dort zuverlässig auftreten. Daneben existieren aber auch Untersuchungen zur aktiven Dämpfung mit Rückführung des Netzstroms $i_{fg}(k)$ [188] bzw. des Umrichterstroms $i_{fc}(k)$ [189].

Zur Untersuchung der rückführungsbasierten aktiven Dämpfung bei Wechselrichtern mit Netzstromregelung erfolgt zunächst die Erweiterung der in Kapitel 4.1.6 vorgestellten Modellierung.

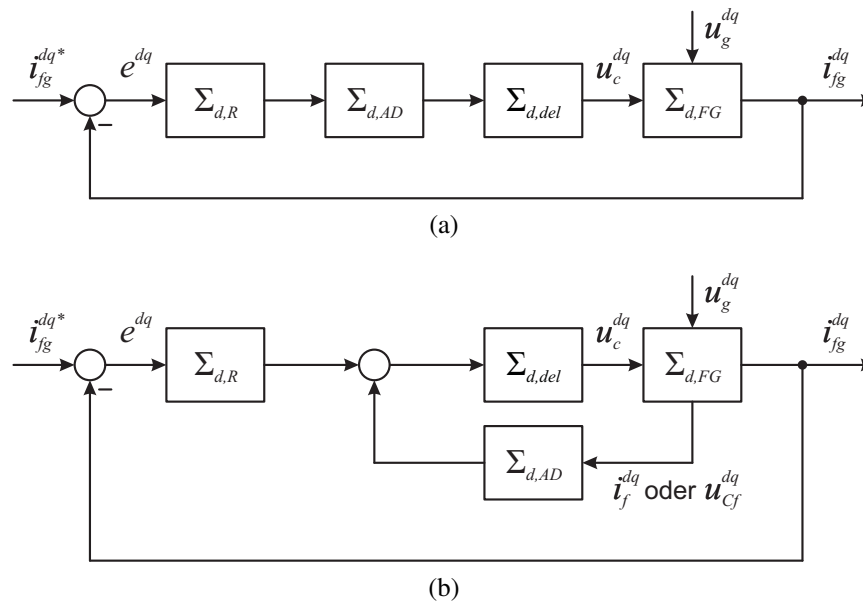


Abb. 4.11: Grundlegende Regelungsstruktur eines Wechselrichters mit aktiver Dämpfung. (a) Filterbasierter Ansatz, (b) Dämpfung durch Rückführung des Kondensatorstroms $i_f(k)$ bzw. der Kondensatorspannung $u_{Cf}(k)$

4.2.1 Erweiterung der verallgemeinerten Modellierung

Im Folgenden wird die in Kapitel 4.1.6 vorgestellte Modellierung zur Untersuchung von Systemen mit rückführungsbasierter aktiver Dämpfung erweitert, Abbildung 4.11(b). Hierbei gelten die in Kapitel 4.1.6 einleitend genannten Grundlagen. Die zusätzlich benötigten Zustandsraummodelle $\Sigma_{d,AD}$ der Rückführung für die aktive Dämpfung finden sich in Kapitel 9.5 auf Seite 167 des Anhangs.

Auch hier ergeben sich die Übertragungsfunktionen des offenen bzw. geschlossenen Regelkreises aus dem jeweiligen Zustandsraummodell durch Anwendung der Gleichungen (4.7) und (4.9).

Modell des offenen Regelkreises

Die Ableitung des offenen Regelkreises bei einem System mit aktiver Dämpfung erfolgt in zwei Schritten. Im ersten Schritt werden zunächst nur die Zustandsraummodelle der Verzögerungen $\Sigma_{d,del}$, des allgemein formulierten Filters $\Sigma_{d,FG}$ sowie der aktiven Dämpfung $\Sigma_{d,AD}$ zu einem Modell kombiniert. Hierbei werden im Sinne der Allgemeingültigkeit die Zustandsraummodelle $\Sigma_{d,FG}$ und $\Sigma_{d,AD}$ zunächst nicht näher spezifiziert. Im zweiten Schritt wird das Modell des PI-Reglers $\Sigma_{d,PI}$ hinzugefügt. Da beim Ableiten des Modells mehrfach die Ausgangsmatrix angepasst werden muss, erfolgt die Darstellung zwecks besserer Verständlichkeit anhand eines Beispiels. Hierzu wird der Fall mit Netzstromregelung und aktiver Dämpfung durch Rückführung des Filterkondensatorstroms gewählt. Dennoch kann, wie im Folgenden auch beschrieben, das Modell problemlos mittels weniger Substitutionen

auf Systeme mit Umrichterstromregelung und aktiver Dämpfung durch Rückführung der Filterkondensatorspannung übertragen werden.

Im ersten Schritt können abhängig von der zur aktiven Dämpfung zurückzuführenden Größe zwei Gleichungen aufgestellt werden. Bei einer aktiven Dämpfung durch den Filterkondensatorstrom $i_f(k)$ gilt basierend auf der formalen Notation in [112]

$$\Sigma_d^{i_f} = \frac{\Sigma_{d,del}\Sigma_{d,FG}^{i_f}}{\Sigma_{d,I} - \Sigma_{d,del}\Sigma_{d,FG}^{i_f}\Sigma_{d,AD}}, \quad (4.77)$$

während die Rückführung der Filterkondensatorspannung $u_{Cf}(k)$ zu

$$\Sigma_d^{u_{Cf}} = \frac{\Sigma_{d,del}\Sigma_{d,FG}^{u_{Cf}}}{\Sigma_{d,I} - \Sigma_{d,del}\Sigma_{d,FG}^{u_{Cf}}\Sigma_{d,AD}} \quad (4.78)$$

führt. Wie zu erkennen ist, erfolgt hier die Rückführung des Ausgangs der Reihenschaltung $\Sigma_{d,del}\Sigma_{d,FG}$ mittels des Zustandsraummodells der aktiven Dämpfung $\Sigma_{d,AD}$. Hierbei wird die jeweilige Ausgangsgröße durch den hochgestellten Index i_f bzw. u_{Cf} gekennzeichnet. Da die Vorgehensweise bei der Rückführung des Filterkondensatorstroms $u_{Cf}(k)$ analog zu der bei Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ ist, erfolgt hier eine Beschränkung auf die Rückführung von $i_f(k)$. Basierend auf dem Zustandsraummodell $\Sigma_d^{i_f}$ in Gleichung (4.77) kann das Zustandsraummodell

$$\Sigma_d^{i_{fg}} : \begin{cases} x(k+1) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d,del} \\ \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{D}_{d,del} \\ 0 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_{d,del}\mathbf{D}_{d,FG} & \mathbf{C}_{d,FG}^{i_{fg}} & 0 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{d,del}\mathbf{D}_{d,FG} \end{bmatrix} u(k) \end{cases} \quad (4.79)$$

mit

$$a_{11} = \mathbf{A}_{d,del} + \mathbf{B}_{d,del}\mathbf{C}_{d,del}\mathbf{D}_{d,AD}\mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.80)$$

$$a_{12} = \mathbf{B}_{d,del}\mathbf{C}_{d,FG}^{i_f}\mathbf{D}_{d,AD} \quad (4.81)$$

$$a_{13} = \mathbf{B}_{d,del}\mathbf{C}_{d,AD} \quad (4.82)$$

$$a_{21} = \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{C}_{d,del} + \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{C}_{d,del}\mathbf{D}_{d,AD}\mathbf{D}_{d,del}\mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.83)$$

$$a_{22} = \mathbf{A}_{d,FG} + \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{C}_{d,FG}^{i_f}\mathbf{D}_{d,AD}\mathbf{D}_{d,del} \quad (4.84)$$

$$a_{23} = \mathbf{B}_{d,FG}\mathbf{C}_{d,AD}\mathbf{D}_{d,del} \quad (4.85)$$

$$a_{31} = \mathbf{B}_{d,AD}\mathbf{C}_{d,del}\mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.86)$$

$$a_{32} = \mathbf{B}_{d,AD}\mathbf{C}_{d,FG}^{i_f} \quad (4.87)$$

$$a_{33} = \mathbf{A}_{d,AD} \quad (4.88)$$

und

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_{d,del}(k) \\ x_{d,FG}(k) \\ x_{d,AD}(k) \end{bmatrix} \quad (4.89)$$

aufgestellt werden. Hierzu wird in der Ausgangsmatrix \mathbf{C}_d^{if} von Σ_d^{if} die Matrix $\mathbf{C}_{d,FG}^{if}$ durch $\mathbf{C}_{d,FG}^{ifg}$ substituiert, Gleichung (4.79). Auf diese Weise wird der durch den Stromregler zu regelnde Strom $i_{fg}(k)$ am Ausgang des Modells Σ_d bestehend aus Verzögerungen, Filter sowie aktiver Dämpfung bereitgestellt. Da innerhalb der Zustandsmatrix \mathbf{A}_d keine Substitutionen erfolgen, hat dies keinen Einfluss auf das innere Systemverhalten. Für Wechselrichter mit Umrichterstromregelung erfolgt die Substitution mit $\mathbf{C}_{d,FG}^{ifc}$, sodass der Strom $i_{fc}(k)$ am Ausgang vorliegt.

Im zweiten Schritt wird der offene Regelkreis aus der Reihenschaltung des Zustandsraummodells des PI-Reglers Σ_{PI} und des Modells Σ_d^{ifg} mittels

$$\Sigma_{d,0}^{ifg} = \Sigma_{d,PI} \Sigma_d^{ifg} \quad (4.90)$$

abgeleitet. Da die nachfolgenden Schritte in gleicher Weise auf Wechselrichter mit Umrichterregelung angewendet werden können, erfolgt zur Wahrung der Übersichtlichkeit ausschließlich die Darstellung für Wechselrichter mit Netzstromregelung. Der offene Regelkreis für einen Wechselrichter ist damit durch

$$\Sigma_{d,0}^{ifg} : \begin{cases} x(k+1) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d,PI} \\ \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{D}_{d,PI} \\ \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,PI} \\ 0 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} & \mathbf{C}_{d,FG}^{ifg} & 0 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k) \end{cases} \quad (4.91)$$

mit

$$a_{11} = \mathbf{A}_{d,PI} \quad (4.92)$$

$$a_{12} = 0 \quad (4.93)$$

$$a_{13} = 0 \quad (4.94)$$

$$a_{14} = 0 \quad (4.95)$$

$$a_{21} = \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,PI} \quad (4.96)$$

$$a_{22} = \mathbf{A}_{d,del} + \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.97)$$

$$a_{23} = \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,FG}^{if} \mathbf{D}_{d,AD} \quad (4.98)$$

$$a_{24} = \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,AD} \quad (4.99)$$

$$a_{31} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,PI} \mathbf{D}_{d,del} \quad (4.100)$$

$$a_{32} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,del} + \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.101)$$

$$a_{33} = \mathbf{A}_{d,FG} + \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,FG}^{if} \mathbf{D}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,del} \quad (4.102)$$

$$a_{34} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,del} \quad (4.103)$$

$$a_{41} = 0 \quad (4.104)$$

$$a_{42} = \mathbf{B}_{d,AD} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.105)$$

$$a_{43} = \mathbf{B}_{d,AD} \mathbf{C}_{d,FG}^{if} \quad (4.106)$$

$$a_{44} = \mathbf{A}_{d,AD} \quad (4.107)$$

und

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_{d,PI}(k) \\ x_{d,del}(k) \\ x_{d,FG}(k) \\ x_{d,AD}(k) \end{bmatrix} \quad (4.108)$$

gegeben.

Modell des geschlossenen Regelkreises

Das Zustandsraummodell des geschlossenen Regelkreises eines netzparallelen Wechselrichters ergibt sich basierend auf der formalen Notation in [112] aus dem offenen Regelkreis durch

$$\Sigma_{d,w} = \frac{\Sigma_{d,0}}{\Sigma_{d,I} + \Sigma_{d,0}} \quad , \quad (4.109)$$

wobei das Zustandsraummodell $\Sigma_{d,I}$ in Gleichung (4.62) gegeben ist. Die Berechnung des geschlossenen Regelkreises erfolgt unabhängig von der zurückgeführten Größe zwecks aktiver Dämpfung und dem zu regelnden Strom. Der Grund hierfür ist, dass die Informationen über die aktive Dämpfung und den zu regelnden Strom bereits in dem Zustandsraummodell des offenen Kreises $\Sigma_{d,0}$ vollständig enthalten sind. Die Anwendung der Formel (4.109) auf das Zustandsraummodell $\Sigma_{d,0}^{ifg}$, Gleichung (4.91), führt somit zu

$$\Sigma_{d,w}^{ifg} : \begin{cases} x(k+1) = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_{d,PI} \\ \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{D}_{d,PI} \\ \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,PI} \\ 0 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} & \mathbf{C}_{d,FG}^{ifg} & 0 \end{bmatrix} x(k) + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u(k) \end{cases} \quad (4.110)$$

mit

$$a_{11} = \mathbf{A}_{d,PI} \quad (4.111)$$

$$a_{12} = -\mathbf{B}_{d,PI} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.112)$$

$$a_{13} = -\mathbf{B}_{d,PI} \mathbf{C}_{d,FG}^{ifg} \quad (4.113)$$

$$a_{14} = 0 \quad (4.114)$$

$$a_{21} = \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,PI} \quad (4.115)$$

$$a_{22} = \mathbf{A}_{d,del} + \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,FG} - \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.116)$$

$$a_{23} = \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,FG}^{if} \mathbf{D}_{d,AD} - \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,FG}^{ifg} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.117)$$

$$a_{24} = \mathbf{B}_{d,del} \mathbf{C}_{d,AD} \quad (4.118)$$

$$a_{31} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,PI} \mathbf{D}_{d,del} \quad (4.119)$$

$$a_{32} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,del} + \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} - \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.120)$$

$$a_{33} = \mathbf{A}_{d,FG} + \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,FG}^{if} \mathbf{D}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,del} - \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,FG}^{ifg} \mathbf{D}_{d,del} \mathbf{D}_{d,PI} \quad (4.121)$$

$$a_{34} = \mathbf{B}_{d,FG} \mathbf{C}_{d,AD} \mathbf{D}_{d,del} \quad (4.122)$$

$$a_{41} = 0 \quad (4.123)$$

$$a_{42} = \mathbf{B}_{d,AD} \mathbf{C}_{d,del} \mathbf{D}_{d,FG} \quad (4.124)$$

$$a_{43} = \mathbf{B}_{d,AD} \mathbf{C}_{d,FG}^{if} \quad (4.125)$$

$$a_{44} = \mathbf{A}_{d,AD} \quad (4.126)$$

und

$$x(k) = \begin{bmatrix} x_{d,PI}(k) \\ x_{d,del}(k) \\ x_{d,FG}(k) \\ x_{d,AD}(k) \end{bmatrix}. \quad (4.127)$$

Das Modell des geschlossenen Regelkreises für ein System mit Umrichterstromregelung bzw. mit aktiver Dämpfung durch $u_{Cf}(k)$ kann durch Austauschen der jeweiligen Matrizen in den Gleichungen (4.110) bis (4.126) dargestellt werden.

4.2.2 Aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz

Eine umfassende Untersuchung der aktiven Dämpfung mit Rückführung des Kondensatorstroms und der Kondensatorspannung für Wechselrichter mit Umrichterstromregelung findet sich in [190]. Diese zeigt, dass die Rückführung von $i_f(k)$ über ein Proportionalglied oder $u_{Cf}(k)$ über einen Differenzierer den Regelkreis effektiv stabilisieren kann. Auf Basis dieser Untersuchungen mit Umrichterstromregelung wird im Folgenden die aktive Dämpfung mit Netzstromregelung betrachtet. Die Zustandsraummodelle des offenen aber auch des geschlossenen Kreises eines Wechselrichters mit Netzstromregelung setzen sich aus Modulation und Verzögerungen, Stromregelung sowie LCL-Filter zusammen. Die aktive Dämpfung wird über die Rückführung der Kondensatorspannung oder des Kondensatorstroms realisiert. Abbildung 4.11(b) veranschaulicht dies in einem Blockschaltbild. Die Zustandsraummodelle und Übertragungsfunktionen hierzu basieren auf aus Kapitel 4.2.1. Als Übertragungsfunktion in der Rückführung werden im Folgenden Proportionalglied, Differenzierer und Integrierer untersucht. Diese werden abkürzend auch als P-, D- und I-Rückführung bezeichnet.

Hierbei sei erwähnt, dass trotz

$$i_f(t) = C_f \frac{du_{C_f}(t)}{dt} \quad (4.128)$$

und

$$u_{C_f}(t) = \frac{1}{C_f} \int i_f(t) dt \quad (4.129)$$

eine proportionale Rückführung des Kondensatorstroms $i_f(t)$ nicht zu identischen Ergebnissen wie die differentielle Rückführung der Kondensatorspannung $u_{C_f}(t)$ führt. Ebenso verhält es sich mit der proportionalen Rückführung der Kondensatorspannung $u_{C_f}(t)$ im Vergleich zu der integrativen Rückführung des Kondensatorstroms $i_f(t)$. Dies ist bedingt durch die zusätzliche Polstelle durch den Differenzierer bzw. den Integrierer. Darüber hinaus treten Abweichungen zwischen den drei Übertragungsfunktionen durch die Diskretisierung auf. Die Diskretisierung der Dämpfungs-Übertragungsfunktionen erfolgt auf Basis der Untersuchungen in [190] und [191] durch das Euler-Backward-Verfahren. Zusätzlich wird für die Gewährleistung der Vergleichbarkeit bei der integrativen und differentiellen Rückführung die Kapazität C_f als Faktor berücksichtigt. Für die drei möglichen Rückführungen ergeben sich die in Tabelle 4.4 angegebenen kontinuierlichen und diskreten Übertragungsfunktionen. Hierbei ist k_{AD} der Rückführungsfaktor, über den die Intensität der aktiven Dämpfung eingestellt wird. Zur Anwendung des in Kapitel 4.1.1 eingeführten Modellierungsverfahrens müssen die Übertragungsfunktionen $G_{AD}(s)$ und $G_{d,AD}(z)$ in die Zustandsraummodelle Σ_{AD} und $\Sigma_{d,AD}$ überführt werden. Die Matrizen der Zustandsraummodelle sind im Anhang auf Seite 167 in Kapitel 9.5 zu finden. Eine Zusammenfassung der bei den folgenden Untersuchungen zugrunde gelegten Parameter ist im Anhang auf Seite 163 in Tabelle 9.5 gegeben.

Tab. 4.4: Übertragungsfunktionen für die Rückführung bei aktiver Dämpfung

	Kontinuierlich: $G_{AD}(s)$	Diskret: $G_{d,AD}(z)$
P-Rückführung	k_{AD}	k_{AD}
D-Rückführung	$k_{AD} C_f s$	$k_{AD} \cdot C_f \cdot \frac{z-1}{zT_s}$
I-Rückführung	$k_{AD} \frac{1}{C_f s}$	$k_{AD} \cdot \frac{1}{C_f} \cdot \frac{zT_s}{z-1}$

Die Untersuchungen der Übertragungsfunktionen mit rückführungsbasierter aktiver Dämpfung zeigen, dass die Wirksamkeit der aktiven Dämpfung stark von der Lage der Resonanzfrequenz des LCL-Filters abhängt. Aus den Übertragungsfunktionen ist ersichtlich, dass bei großen Filterkapazitäten und den damit verbundenen kleinen relativen Resonanzfrequenzen f_{fr}/f_s keine Stabilisierung des Regelkreises möglich ist. Dies liegt einerseits daran, dass instabile Pole durch die Rückführung nicht in den Einheitskreis verschoben werden. Andererseits werden durch die Rückführung Pole, die ohne Rückführung stabil waren, in den instabilen Bereich verschoben. Darüber hinaus verschlechtert die Rückführung das dynamische Verhalten der dominanten Pole hinsichtlich Dämpfung und Überschwingen teils stark. Für kleine relative Resonanzfrequenzen sind die vorgestellten Verfahren zur Stabilisierung des Regelkreises daher ungeeignet.

Bei größeren relativen Resonanzfrequenzen kann eine aktive Dämpfung den Regelkreis effektiv stabilisieren oder bei bereits stabilen Regelkreisen das dynamische Verhalten signifikant verbessern. Für eine mittlere relative Filterresonanzfrequenz von $f_{fr}/f_s = 0,198$ finden sich die Pole bei P-, D- und I-Rückführung des Filterkondensatorstroms in den Abbildungen 4.12(a) bis 4.12(c). Es ist ersichtlich, dass das Polpaar des LCL-Filters lediglich mittels D-Rückführung geeignet gedämpft werden kann. Eine Dämpfung ist zwar auch bei der I-Rückführung feststellbar, diese führt allerdings zu einer Verschiebung der Pole in Richtung größerer Realteile und resultiert damit in einem unerwünscht hohen Überschwingen der Sprungantwort von ungefähr 40%. Die Pole bei Rückführung der Filterkondensatorspannung $u_{Cf}(k)$ zeigen die Abbildungen 4.13(a) bis 4.13(c). Es zeigt sich, dass sowohl die D- als auch die I-Rückführung keine hinreichende Dämpfung des Regelkreises bewirken kann, Abbildungen 4.13(b) und 4.13(c). Lediglich mit der P-Rückführung kann die LCL-Filterresonanz gedämpft werden. Hierbei tritt allerdings ein zusätzliches schwingungsfähiges Polpaar auf, dass bei wachsendem k_{AD} rasch an Dämpfung verliert. Die P-Rückführung der Kondensatorspannung $u_{Cf}(k)$ ist damit zur aktiven Dämpfung des Regelkreises nur sehr eingeschränkt geeignet. Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass in den betrachteten Fällen lediglich eine D-Rückführung des Kondensatorstroms zur aktiven Dämpfung verwendet werden kann.

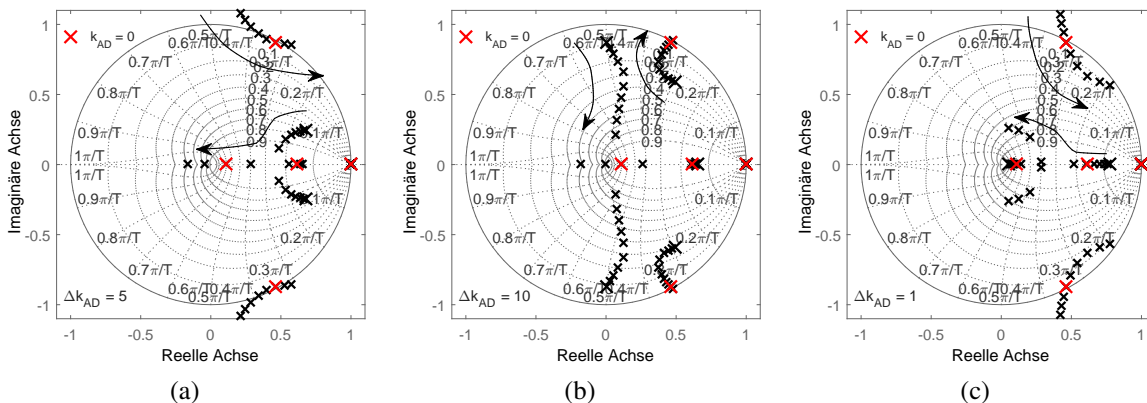


Abb. 4.12: Verlauf der Pole des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit Netzstromregelung und aktiver Dämpfung durch Rückführung von $i_f(k)$ mit unterschiedlichen k_{AD} . Filterresonanzfrequenz $f_{fr}/f_s = 0,198$, aktive Dämpfung über (a) Proportionalglied, (b) Differenzierer und (c) Integrierer

Die Sprungantwort mit und ohne aktive Dämpfung des Systems durch D-Rückführung des Filterstroms $i_f(k)$ mit $k_{AD} = -90$ zeigt Abbildung 4.16(a). Hierbei ist zu erkennen, dass sich das dynamische Verhalten des Stroms $i_{fg}(k)$ durch die aktive Dämpfung erheblich verbessern lässt. Ausgewählte Parameter der Sprungantwort sowie die Stabilitätsreserven und die Bandbreite der Regelung können der Tabelle 4.5 entnommen werden.

Nach der Untersuchung der Systeme mit mittlerer und großer relativer Resonanzfrequenz folgt nun die Betrachtung der aktiven Dämpfung bei großer relativer Resonanzfrequenz. Hierzu wird $f_{fr}/f_s = 0,28$ durch die Auswahl einer Filterkapazität von $C_f = 8 \mu\text{F}$ gewählt. Die Abbildungen 4.14(a) bis 4.14(c) und 4.15(a) bis 4.15(c) zeigen die Pole des geschlossenen Regelkreises für eine P-, D- und I-Rückführung des Stroms $i_f(k)$ bzw. der Spannung

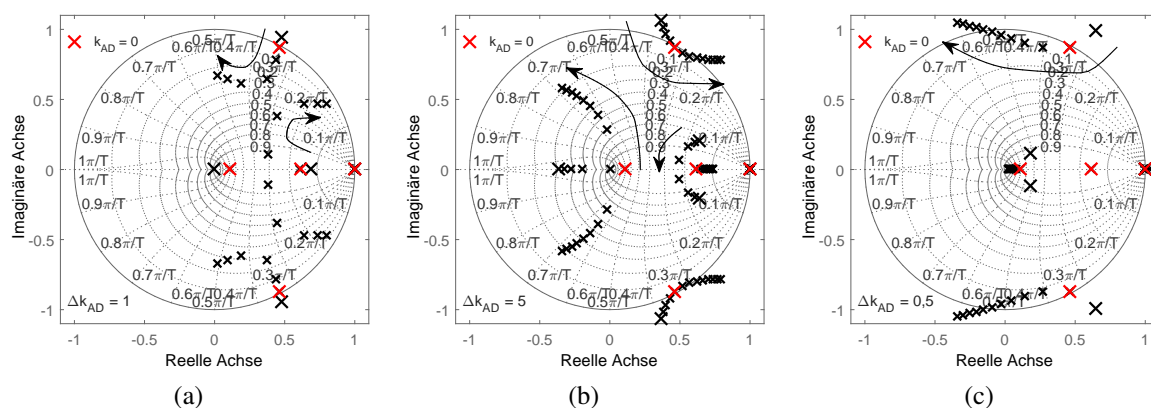


Abb. 4.13: Verlauf der Pole des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit Netzstromregelung und aktiver Dämpfung durch Rückführung von $u_{cf}(k)$ mit unterschiedlichen k_{AD} . Filterresonanzfrequenz $f_{fr}/f_s = 0,198$, aktive Dämpfung über (a) Proportionalglied, (b) Differenzierer und (c) Integrierer

$u_{cf}(k)$. Aus den Abbildungen ist ersichtlich, dass bei großen relativen Resonanzfrequenzen die integrative Rückführung des Kondensatorstroms $i_f(k)$ zu einer Verbesserung des Regelverhaltens führt. Allerdings zeigt die Abbildung 4.14(c) auch, dass die aktive Dämpfung ein schwingungsfähiges Polpaar zur Folge hat. Dieses verliert bei zunehmendem k_{AD} an Dämpfung und verschiebt sich gleichzeitig in Richtung größerer Realteile. Dennoch ist es in diesem Fall möglich, durch $k_{AD} = 2$ die durch die Filterresonanzfrequenz hervorgerufenen Schwingungen effektiv zu dämpfen und gleichzeitig den Einfluss des schwingungsfähigen Polpaares klein zu halten. Die Sprungantwort mit I-Rückführung des Kondensatorstroms ist in Abbildung 4.16(b) dargestellt. Ausgewählte Parameter des Regelkreises finden sich in Tabelle 4.5.

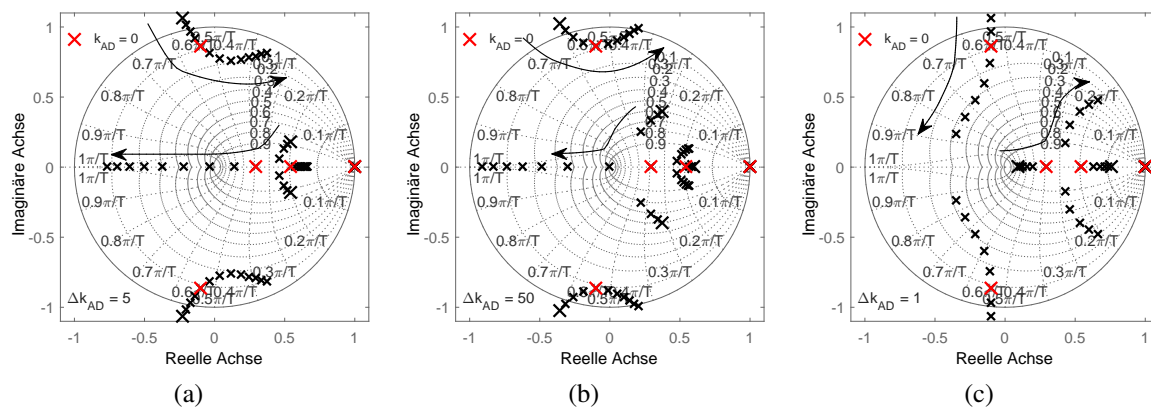


Abb. 4.14: Verlauf der Pole des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit Netzstromregelung und aktiver Dämpfung durch Rückführung von $i_f(k)$ mit unterschiedlichen k_{AD} . Filterresonanzfrequenz $f_{fr}/f_s = 0,279$, aktive Dämpfung über (a) Proportionalglied, (b) Differenzierer und (c) Integrierer

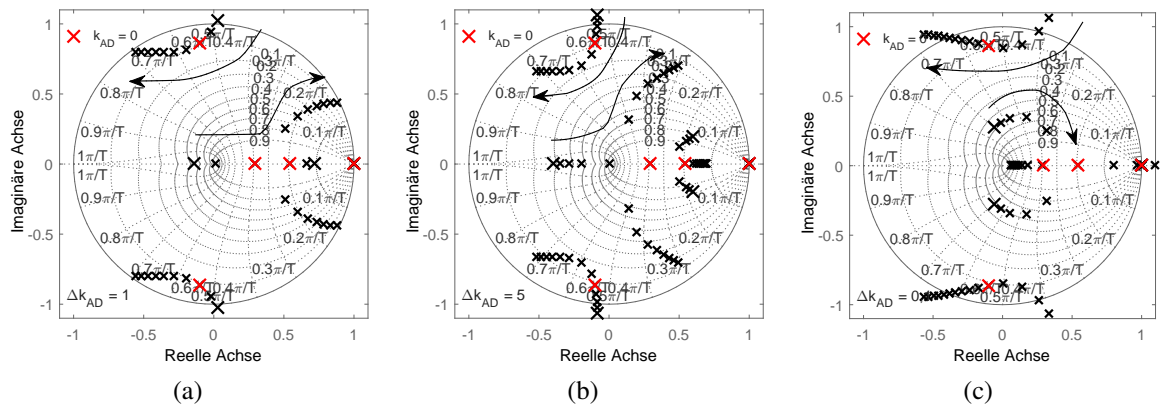


Abb. 4.15: Verlauf der Pole des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit Netzstromregelung und aktiver Dämpfung durch Rückführung von $u_{cf}(k)$ mit unterschiedlichen k_{AD} . Filterresonanzfrequenz $f_{fr}/f_s = 0,279$, aktive Dämpfung über (a) Proportionalglied, (b) Differenzierer und (c) Integrierer

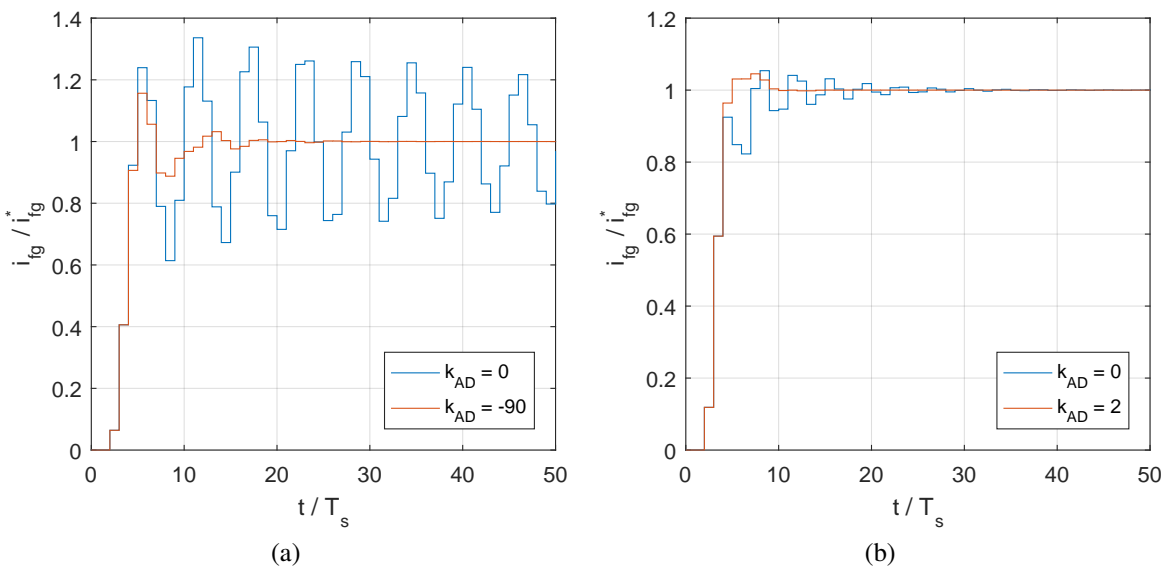


Abb. 4.16: Sprungantwort des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit Netzstromregelung und aktiver Dämpfung durch Rückführung von $i_f(k)$. (a) Rückführung über Differenzierer mit $k_{AD} = -90$ bei $f_{fr}/f_s = 0,198$ und (b) Rückführung über Integrierer mit $k_{AD} = 2$ bei $f_{fr}/f_s = 0,279$

Tab. 4.5: Amplituden- und Phasenrand sowie Parameter der Sprungantwort der in den Abbildungen 4.16(a) und 4.16(b) hinsichtlich Führungsverhalten untersuchten Systeme

	$f_{fr}/f_s = 0,198$		$f_{fr}/f_s = 0,279$	
	$k_{AD} = 0$	$k_{AD} = -90$	$k_{AD} = 0$	$k_{AD} = 2$
Amplitudenrand	1,19	1,84	2,63	2,29
Phasenrand [°]	65,6	64,7	66,31	59,2
Bandbreite [Hz]	2057	2411	1040	1648
Überschwingweite [%]	33,6	16,6	5,4	4,5
Anstiegszeit [t/T_s]	1	1	2	2
Ausregelzeit [t/T_s]	166	10	11	4

4.3 Ausgangsimpedanz von Wechselrichtern

Die Ausgangsimpedanz $Z_o(f)$ ist die Impedanz, die ein Wechselrichter vom Netz aus betrachtet an den Anschlussklemmen aufweist. Die Bezeichnung „Ausgangsimpedanz“ resultiert hierbei aus der zum Netz gerichteten Energieflussrichtung des Wechselrichters. Analog hierzu wird die Impedanz von Lasten aus Sicht des Netzes häufig als Eingangsimpedanz bezeichnet [192]. Neben der Ausgangsimpedanz ist in der Literatur teilweise auch die Ausgangsadmittanz $Y_o(f) = 1/Z_o(f)$ gebräuchlich. Unter der Annahme, dass es sich bei der Erzeugungsanlage um eine Stromquelle handelt, beschreiben die Ausgangsimpedanz sowie -admittanz die Reaktion der Erzeugungsanlage auf die Spannung am Verknüpfungspunkt. Die Ausgangsimpedanz wird unter anderem bei Stabilitätsuntersuchungen von Lasten und Erzeugern [108], [193] bei der Auslegung von Reglern [194], [195], [196], aber auch beim Management der Lastaufteilung zwischen mehreren parallelen Wechselrichtern an einem Knoten [197], [198], [199] herangezogen.

4.3.1 Darstellung und Bestimmung der Ausgangsimpedanz

Die Ausgangsimpedanz kann anhand des Verhältnisses aus der Netzspannung $U_g(s)$ und dem negativen ins Netz eingespeisten Strom $-I_{fg}(s)$ als

$$Z_o(s) = \frac{1}{Y_o(s)} = \frac{U_g(s)}{-I_{fg}(s)} \quad (4.130)$$

dargestellt werden [200]. Wie die Formel zeigt, kann die Ausgangsimpedanz auch als Übertragungsfunktion von der Spannung am Netzverknüpfungspunkt zum in den Wechselrichter fließenden Strom aufgefasst werden. Dieser Strom wird bei Wechselrichtern mit Netzstromregelung direkt und bei Wechselrichtern mit Umrichterstromregelung indirekt geregelt. Ferner ist aus der Formel ersichtlich, dass bei einem Wechselrichter mit Netzstromregelung die Funktion der Ausgangsimpedanz $Z_o(s)$ identisch mit dem Kehrwert der negativen Störübertragungsfunktion $G_z(s) = I_{fg}(s)/U_g(s)$ ist. Liegt hingegen eine Umrichterstromregelung vor, bestimmt sich die Störübertragungsfunktion nach $I_{fc}(s)/U_g(s)$ und kann folglich nicht durch Kehrwertbildung und Multiplikation mit -1 in die Ausgangsimpedanz umgerechnet werden. Die Ausgangsimpedanz ist daher im Allgemeinen nicht identisch mit der Störübertragungsfunktion.

Bestimmt werden kann die Übertragungsfunktion der Ausgangsimpedanz über die in Kapitel 4.1 vorgestellte Modellierung aus dem Zustandsraummodell des geschlossenen Regelkreises. Hierzu wird zunächst entsprechend der in Kapitel 4.1.1 vorgestellten Vorschrift das Zustandsraummodell des zu untersuchenden Wechselrichters ohne Berücksichtigung der Netzimpedanz aufgestellt. Als Eingangsgröße für dieses System ist anschließend die Störeingangsgröße $z(t)$, welche die Netzspannung $u_g(t)$ ist, zu wählen. Die Ausgangsgröße ist der in den Wechselrichter fließende Strom $i_{fg}(t)$. Das allgemeine Zustandsraummodell Σ_o für die Berechnung der Ausgangsimpedanz lautet folglich

$$\Sigma_o : \begin{cases} \dot{x}_o(t) = \mathbf{A}_o x_o(t) + \mathbf{B}_{z_o} u_g(t) \\ i_{fg}(t) = \mathbf{C}_o x_o(t) \end{cases} \quad (4.131)$$

Hierbei entfällt der Summand mit der Durchgangsmatrix, da das System nicht sprungfähig ist. Die Unterschiede zwischen dem Zustandsraummodell des Führungsverhaltens und der Ausgangsimpedanz sind die Ein- und Ausgangsgröße. Aus diesem Grund ist die Systemmatrix \mathbf{A}_o identisch mit der des in Kapitel 4.1.7 verwendeten Systems. Die Störeingangsmatrix \mathbf{B}_{z_o} basiert hingegen auf der Störeingangsmatrix des Filters, da die Störgröße $u_g(t)$ hier angreift. Die Störeingangsmatrix des LCL-Filters \mathbf{B}_{zLCL} aus Formel (4.35) findet sich daher entsprechend der Reihenfolge der Zustände $x_o(t)$ im Ausgangsimpedanzmodell Σ_o wieder. Damit lautet die allgemeine Störeingangsmatrix \mathbf{B}_{z_o} bei einem Wechselrichter mit LCL-Filter

$$\mathbf{B}_{z_o} = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{fg}} & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.132)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{B}_{zLCL}}$

Die allgemeine Ausgangsmatrix \mathbf{C}_o folgt analog dazu aus \mathbf{C}_{LCL} und lautet

$$\mathbf{C}_o = \begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & -1 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.133)$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{\mathbf{C}_{LCL}^{i_{fg}}}$

Hierbei resultiert das negative Vorzeichen aus dem negativ angesetzten Strom $I_{fg}(s)$ in Formel (4.130). Bei der Modellierung eines Wechselrichters mit L-Filter sind in den Formeln (4.132) und (4.133) die als \mathbf{B}_{zLCL} und \mathbf{C}_{LCL} markierten Teile durch \mathbf{B}_{zL} und \mathbf{C}_L zu ersetzen. Die Übertragungsfunktion der Ausgangsimpedanz ergibt sich dann über die Gleichung (4.8).

Darüber hinaus ist es möglich, die Ausgangsimpedanz durch ein Simulationsmodell oder am realen Wechselrichter messtechnisch zu bestimmen. Die üblichen Vorgehensweisen, sowohl in Simulationen als auch bei der Messung an realen Wechselrichtern, ähneln dabei stark den in Kapitel 3.2.2 vorgestellten Verfahren [201], [202], [203], [204], [205], [206]. Die Messungen der Ausgangsimpedanz im Rahmen dieser Arbeit werden daher wieder über sequenzielle monofrequente Anregung mittels Anreghostromgenerator bei den gewünschten Frequenzen durchgeführt. Der hierzu verwendete Anreghostromgenerator wurde im Rahmen des Forschungsprojektes „Entwicklung und Bau einer mobilen Versuchseinrichtung zur Erprobung von Spannungsqualitäts-Optimierungsstrategien in Niederspannungsnetzen“ an der Universität Kiel entwickelt [101]. Zusätzlich zum Anreghostromgenerator für die Netzimpedanzmessungen (siehe Kapitel 3.3.1) bietet dieser die Möglichkeit, einen dreiphasigen Anreghostrom mit negativer Sequenz bereitzustellen. Somit ist es möglich, die positive und negative Sequenz der Ausgangsimpedanz zu messen. Die Sequenzen der Ausgangsimpedanz berechnen sich durch

$$\underline{Z}_o^+(f) = \frac{U_{re}^+(f)}{-I_{ex,fg}^+(f)} \quad (4.134)$$

und

$$\underline{Z}_o^-(f) = \frac{\underline{U}_{re}^-(f)}{-\underline{I}_{ex,fg}^-(f)} \quad (4.135)$$

Analog hierzu berechnet sich die Ausgangsadmittanz durch

$$\underline{Y}_o^+(f) = \frac{-\underline{I}_{ex,fg}^+(f)}{\underline{U}_{re}^+(f)} \quad (4.136)$$

und

$$\underline{Y}_o^-(f) = \frac{-\underline{I}_{ex,fg}^-(f)}{\underline{U}_{re}^-(f)} \quad (4.137)$$

Hierbei ist $-\underline{I}_{ex,fg}(f)$ der in den Wechselrichter fließende Anregestrom und $\underline{U}_{re}(f)$ die am Anschlusspunkt des Anregestromgenerators hervorgerufene Spannungsantwort. Die hochgestellten mathematischen Operatoren kennzeichnen die positive bzw. negative Sequenz.

Das einphasige Ersatzschaltbild des Messaufbaus mit dem entsprechend [192] als Stromquelle modellierten Wechselrichter zeigt Abbildung 4.17. Hier tritt zusätzlich zu dem Wechselrichter, dem Anregestromgenerator und dem Netz ein Widerstand R_v auf. Ohne diesen würde durch das Impedanzverhältnis $\underline{Z}_g(f)/\underline{Z}_o(f)$ und die Stromteilerregel ein zu kleiner Anregestrom in den Wechselrichter fließen. Dies gilt insbesondere im unteren Frequenzbereich, da hier das Netz besonders niederimpedant ist. Durch den Widerstand wird die Impedanz des Netzes angehoben, sodass ein Anregestrom mit hinreichender Höhe zur messtechnischen Erfassung in den Wechselrichter fließt. Obwohl dies die Regelperformance des netzparallelen Wechselrichters beeinflusst, hat der Widerstand R_v sowie die Netzimpedanz bei Vernachlässigung der PLL keinen Einfluss auf die Ausgangsimpedanz. Der Grund hierfür ist, dass die Ausgangsimpedanz lediglich die Reaktion des Wechselrichterstroms auf Änderungen der Spannung am Verknüpfungspunkt PoC beschreibt. Die Unabhängigkeit von sowohl R_v als auch von \underline{Z}_g ist jedoch keine allgemeingültige Eigenschaft der Ausgangsimpedanz und beispielsweise bei netzimpedanzadaptiven Regelungsverfahren nicht gegeben.

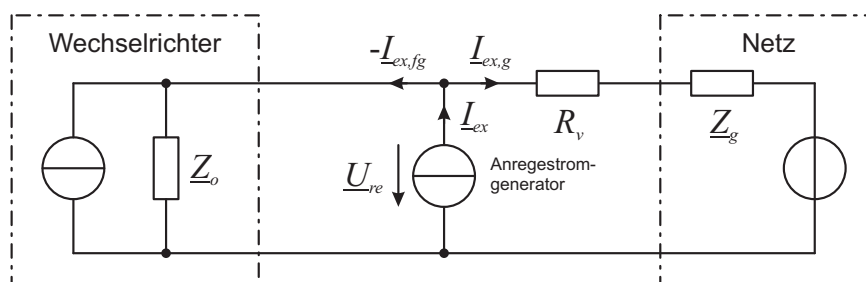


Abb. 4.17: Einphasiges Ersatzschaltbild der Versuchsanordnung zur Messung bzw. Simulation der Ausgangsimpedanz

4.3.2 Ausgangsimpedanz bei Wechselrichtern mit L-Filter

Grundsätzlich hängt die Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters sowohl vom Leistungs- als auch vom Steuerteil ab. Während beim Leistungsteil das Filter die entscheidende Ein-

flussgröße ist, ist es beim Steuerteil die implementierte Regelung. Es zeigt sich, dass die Ausgangsimpedanz unterhalb der Bandbreite der Regelung im Wesentlichen durch die Regelung bestimmt wird. Oberhalb der Regelungsbandbreite nimmt hingegen der Einfluss des Filters stark zu und dominiert daher die Ausgangsimpedanz. Im Folgenden wird der Einfluss der Regelung auf die Ausgangsimpedanz untersucht. Hierbei gelten die im Anhang auf Seite 163 in Tabelle 9.5 angegebenen Parameter.

Ein wesentlicher Parameter für das Regelverhalten ist die Proportionalverstärkung k_{PIp} des PI-Reglers. Die Auslegung dieses Faktors erfolgte in Kapitel 4.1.4 durch Betrachtung der Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises $G_0(s)$ sowie der Führungsübertragungsfunktion $G_w(s)$. Hierdurch wird der Regelkreis sowohl hinsichtlich Stabilität als auch hinsichtlich Führungsverhalten ausgelegt. Gleichzeitig hat die Proportionalverstärkung des PI-Reglers starken Einfluss auf die Ausgangsimpedanz $Z_o(f)$. Generell gilt, dass eine geringe Reglerverstärkung und die damit einhergehende abnehmende Dynamik des Regelkreises zu einer Beeinträchtigung des Störverhaltens im unteren Frequenzbereich führt. Dies ist mit dem langsameren Ausregeln der Störgrößen zu begründen. Übertragen auf das in dieser Arbeit zugrunde gelegte Stromquellenverhalten verursacht eine sinkende Reglerverstärkung daher eine Absenkung der Ausgangsimpedanz. Dieser Effekt wird in den Abbildungen 4.18(a) und 4.18(b) anhand der positiven und negativen Sequenz gemessener Ausgangsimpedanzen eines Wechselrichters mit L-Filter veranschaulicht. Die Messungen zeigen, dass im unteren Frequenzbereich die Ausgangsimpedanz durch Erhöhung der Reglerverstärkung angehoben werden kann. Gleichzeitig sinkt allerdings auch der Phasenwinkel für Frequenzen bis ungefähr 1,4 kHz, was im Netzparallelbetrieb des Wechselrichters zu Resonanzstellen führen kann. Im Frequenzbereich oberhalb von ungefähr 1,5 kHz ist feststellbar, dass für große Reglerverstärkungen die Ausgangsimpedanz einen negativen Realteil erlangt. Dies bedeutet,

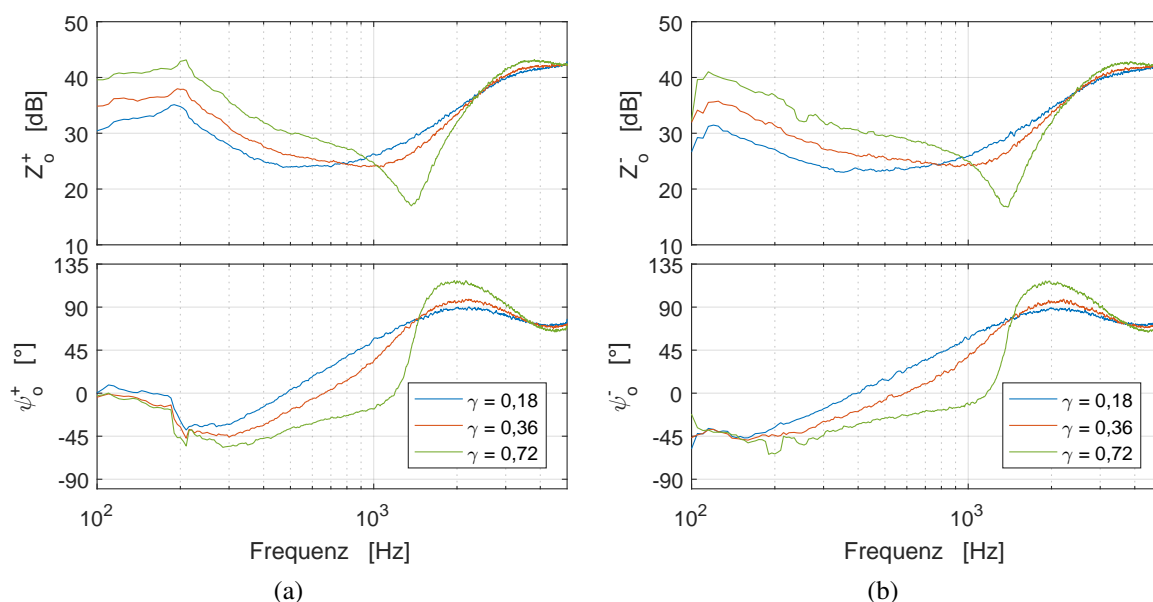


Abb. 4.18: Gemessene Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters mit L-Filter bei unterschiedlichen Reglerverstärkungsfaktoren γ , (a) positive Sequenz, (b) negative Sequenz

dass der Wechselrichter hier auf Störspannungen im Netz verstärkend wirkt. Ähnlich wie durch die Untersuchungen anhand des offenen Regelkreises in Kapitel 4.1.4, können mögliche Stabilitätsprobleme folglich auch auf Basis der Ausgangsimpedanz erkannt werden. Weiterhin zeigt der Vergleich der positiven und negativen Sequenz unterhalb von 500 Hz deutliche Unterschiede. Sowohl der Betrag $Z_o(f)$ als auch der Winkel ψ_o ist bei der negativen Sequenz niedriger als bei der positiven. Ursächlich hierfür ist die Reglersynthese, bei welcher zur Vereinfachung ausschließlich die positive Sequenz der Netzspannung sowie des zu regelnden Stromes in rotierenden Koordinaten berücksichtigt wird. Infolgedessen ist die eingesetzte Regelung nur bedingt in der Lage, die Anregesignale mit negativer Sequenz zu kompensieren, was hier in einer niedrigeren Ausgangsimpedanz resultiert. Bei höheren Frequenzen ist der Unterschied zwischen beiden Sequenzen marginal. Dies ist durch den mit steigender Frequenz sinkenden Einfluss der Stromregelung und den sequenzunabhängigen Impedanzen der Bauteile im L-Filter zu erklären.

Ähnliche Veränderungen der Ausgangsimpedanz sind bei Variation der Bandbreite der PLL durch f_{PLL} zu beobachten. Während eine träge PLL mit niedriger Bandbreite die Ausgangsimpedanz im unteren Frequenzbereich absenkt und kapazitiver werden lässt, kommt es bei einer Erhöhung der PLL-Bandbreite zu einer Anhebung der Ausgangsimpedanz, Abbildungen 4.19(a) und 4.19(b). Für das Ausregeln von niederfrequenten Störspannungen im Netz ist eine schnelle PLL daher hilfreich. Bei großen PLL-Bandbreiten kann es allerdings ebenfalls zum Verlust der passiven Impedanzcharakteristik kommen. Dies wiederum kann zur Instabilität der Regelung führen.

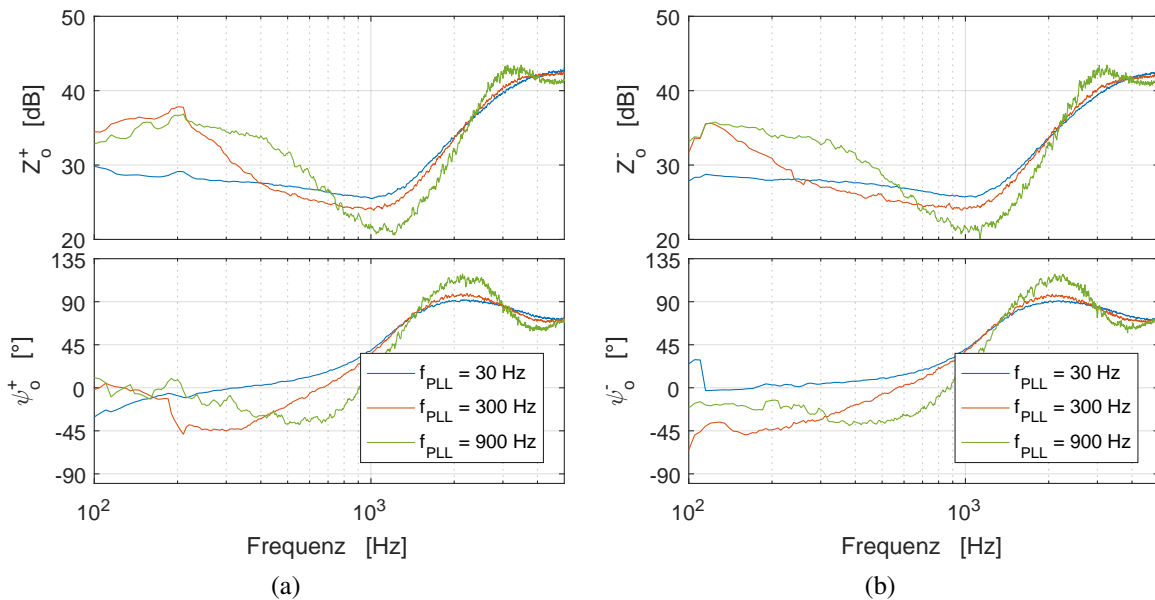


Abb. 4.19: Gemessene Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters mit L-Filter bei unterschiedlichen PLL-Bandbreiten f_{PLL} , (a) positive Sequenz, (b) negative Sequenz

Die Wahl der Reglerverstärkung k_{PIp} und der PLL-Bandbreite f_{PLL} ist folglich stets ein Kompromiss. Während im unteren Frequenzbereich große Werte die Ausgangsimpedanz anheben und damit dem Wechselrichter eine stärkere Stromquellencharakteristik verleihen, verringert sich die Ausgangsimpedanz im mittleren Frequenzbereich. Zusätzlich führen große k_{PIp} bzw.

f_{PLL} im mittleren Frequenzbereich zu einer Absenkung des Phasenwinkels. Da in diesem Frequenzbereich Resonanzstellen in der Netzimpedanz zu erwarten sind, wird das Zusammenspiel aus schwingungsfähigem Netz und Wechselrichter in Kapitel 5 näher untersucht.

4.3.3 Ausgangsimpedanz bei Wechselrichtern mit LCL-Filter

Im Folgenden wird die Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters mit LCL-Filter näher betrachtet. Hierbei liegt der Fokus zunächst auf den Auswirkungen der Wahl unterschiedlicher Filterkondensatoren C_f und der damit einhergehenden Verschiebung der Filterresonanzfrequenz f_{fr} . Anschließend erfolgt eine Betrachtung der Ausgangsimpedanz mit rückführungsbasierter aktiver Dämpfung. Es gelten die im Anhang auf Seite 163 in Tabelle 9.5 angegebenen Parameter. Aufgrund der Erkenntnisse des vorangegangenen Kapitels und zur Wahrung der Übersichtlichkeit liegt der Schwerpunkt auf den positiven Sequenzen der Ausgangsimpedanz. Die negativen Sequenzen sind im Anhang auf Seite 166 in Kapitel 9.4 dargestellt.

Aufbauend auf den Untersuchungen in Kapitel 4.1.7 erfolgt eine Unterscheidung zwischen Wechselrichtern mit Umrichter- und Netzstromregelung. Die positive Sequenz der Ausgangsimpedanz für den Fall der Umrichterstromregelung ist in Abbildung 4.20(a) dargestellt. Es zeigt sich, dass eine Vergrößerung der Filterkapazität zu einer Absenkung von Betrag und Winkel der Ausgangsimpedanz innerhalb der Reglerbandbreite führt. Ferner zeigt sich bei $C_f = 8 \mu\text{F}$ eine Impedanzüberhöhung, die bei steigender Kapazität abnimmt und bei $C_f = 32 \mu\text{F}$ gänzlich verschwindet. Zu erklären ist die Impedanzüberhöhung durch die aus Sicht des Netzes parallelgeschaltete umrichterseitige Induktivität L_{fc} und die Filterkapazität C_f . Dieser Parallelschwingkreis hat bei $C_f = 8 \mu\text{F}$ eine verhältnismäßig hohe Resonanzfrequenz und wird daher aufgrund der begrenzten Reglerbandbreite kaum gedämpft. Anders ist dies bei $C_f = 16 \mu\text{F}$. Hier wird der Strom $i_{fc}(t)$ bei der potentiellen Parallelresonanz aus L_{fc} und C_f durch die Regelung verhindert. Infolgedessen tritt keine Parallelresonanzstelle in der Ausgangsimpedanz zutage.

In der Abbildung 4.20(b) sind die positiven Sequenzen der Ausgangsimpedanz mit Netzstromregelung für $C_f = \{8; 16; 32\} \mu\text{F}$ zu finden. Hierbei wird deutlich, dass der Betrag der Impedanz Z_o^+ durch die Regelung bis ungefähr 500 Hz unabhängig von der Filterkapazität ist. Im Winkel ψ_o^+ zeigt sich allerdings mit wachsendem C_f ein Sinken des Phasenwinkels. Dieser verläuft bei $C_f = 32 \mu\text{F}$ mit steigender Frequenz auf der komplexen Ebene im mathematisch negativen Drehsinn und damit durch den Bereich mit negativem Realteil. Da in diesem Frequenzbereich gleichzeitig ein Impedanzbetrag von $Z_o^+ > 0\text{dB}$ vorliegt, bedeutet dies eine Verstärkung der von Netzseite auf den Wechselrichter einwirkenden Störgrößen. Die bereits in Kapitel 4.1.7 analytisch festgestellten Stabilitätsprobleme bei Netzstromregelung mit großen Filterkapazitäten bilden sich folglich auch in der Ausgangsimpedanz ab. Ebenso bestätigen diese Messungen, dass kleine Kapazitäten bei Wechselrichtern mit Netzstromregelung einen positiven Einfluss auf die Stabilität bzw. Robustheit des Wechselrichters haben. Es sei darauf hingewiesen, dass der Wechselrichter mit $C_f = 32 \mu\text{F}$ durch den dämpfenden Effekt des während der Messung eingesetzten Vorwiderstandes R_v zwischen Netz PoC stabilisiert wird, vgl. Kapitel 4.3.1. Ohne diesen zum Messaufbau gehörenden Widerstand ist das System instabil.

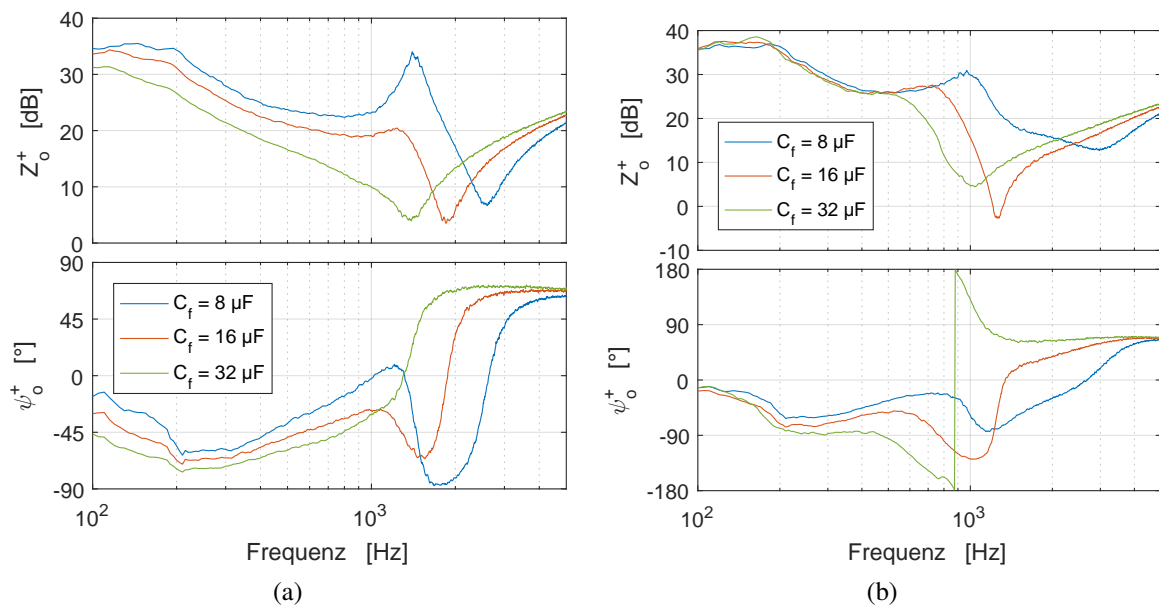


Abb. 4.20: Gemessene positive Sequenzen der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters mit LCL-Filter bei unterschiedlichen Filterkapazitäten C_f mit Umrichterstromregelung (a) und Netzstromregelung (b). Negative Sequenzen siehe Abbildungen 9.4(a) und 9.4(b) im Anhang auf Seite 166.

Um das Regelverhalten eines Wechselrichters zu verbessern, werden in Kapitel 4.2.2 rückführungsbasierte aktive Dämpfungsverfahren betrachtet. Hierbei wird der Einfluss der aktiven Dämpfung auf die Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises anhand der Pole und der Sprungantwort betrachtet. Die Auswirkungen auf die Ausgangsimpedanz werden daher im Folgenden auf Basis von Messungen näher erörtert.

Bei einem Wechselrichter mit LCL-Filter und Umrichterstromregelung kann es insbesondere bei kleinen Filterkapazitäten und damit verbundenen großen Filterresonanzfrequenzen f_{fr} zur Instabilität kommen, Abbildung 4.10(a). Aus diesem Grund erfolgt die Betrachtung der Ausgangsimpedanz bei einer Filterkapazität von $C_f = 8 \mu\text{F}$. Die gemessene Ausgangsimpedanz für eine Auswahl unterschiedlicher k_{AD} zeigt Abbildung 4.21(a). Hierbei kommt eine proportionale Rückführung des Kondensatorstroms $i_f(t)$ zum Einsatz. Durch den Einfluss des PI-Reglers im unteren Frequenzbereich und die begrenzte Bandbreite des Gesamtsystems wirkt die aktive Dämpfung hauptsächlich im Bereich der Filterresonanzfrequenz. Die Messungen zeigen, dass ein Faktor von $k_{AD} = -10$ den Betrag Z_o unter- und oberhalb der Resonanzstelle in der Ausgangsimpedanz anzuheben vermag. Zusätzlich wird durch die aktive Dämpfung der Winkel im Bereich der Antiresonanzstelle der Ausgangsimpedanz angehoben. Folglich ist die aktive Dämpfung im gezeigten Fall geeignet, um die Störfestigkeit des Wechselrichters gegenüber Störspannungen zu erhöhen.

Auch bei Netzstromregelung kann mittels rückführungsbasierter aktiver Dämpfung eine Optimierung der Ausgangsimpedanz erzielt werden. Abbildung 4.21(b) veranschaulicht dies anhand von Messungen an einem Wechselrichter mit LCL-Filter und aktiver Dämpfung durch D-Rückführung des Kondensatorstroms. Durch die Ausprägung des Impedanzminimums, aber auch durch die Gefahr von Winkeln außerhalb von $-90^\circ \leq \psi_o \leq 90^\circ$ zeigt sich wie be-

reits in Kapitel 4.2.2, dass dem Einsatz der aktiven Dämpfung bei Netzstromregelung enge Grenzen gesetzt sind.

Insgesamt wird aus den Messungen deutlich, dass eine Anhebung des Betrages oder eine Verringerung des Winkels zwischen der positiven reellen Achse der komplexen Ebene und der komplexen Ausgangsimpedanz möglich ist. Es zeigt sich jedoch auch, dass dies in keinem Fall über den gesamten Frequenzbereich erfolgt und mit einer lokal geringfügig ungünstigeren Ausgangsimpedanz einhergeht. Die Anwendung der aktiven Dämpfung bleibt damit ein mit Bedacht einzusetzendes Werkzeug, das im Gesamtkontext des zu regelnden Systems zu betrachten ist. Im folgenden Kapitel 5 wird daher dieses für regenerative Energieerzeugungsanlagen typische Wechselrichtersystem in Kombination mit einem realitätsnahen schwingungsfähigen Netz betrachtet und hinsichtlich Stabilität analysiert.

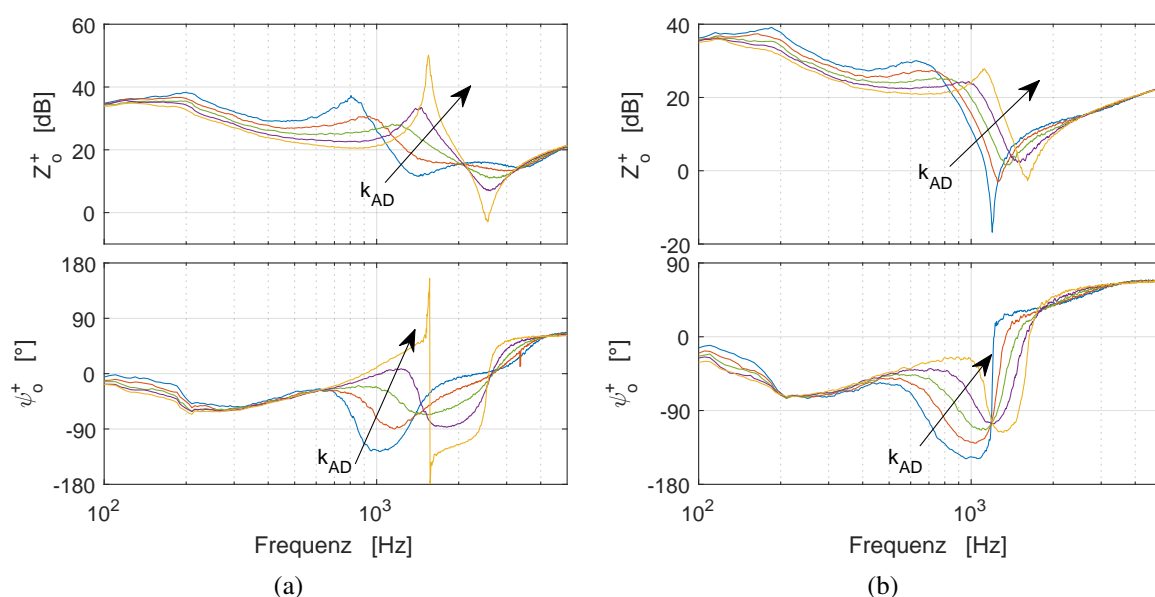


Abb. 4.21: Gemessene positive Sequenzen der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters mit LCL-Filter bei unterschiedlichen aktiven Dämpfungen. (a) Umrichterstromregelung mit $C_f = 8 \mu\text{F}$ bei P-Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(t)$ mit $k_{AD} = \{-30; -20; -10; 0; 10\}$, (b) Netzstromregelung mit $C_f = 16 \mu\text{F}$ bei D-Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(t)$ mit $k_{AD} = \{-20; 0; 20; 40; 60\}$. Negative Sequenzen siehe Abbildungen 9.5(a) und 9.5(b) im Anhang auf Seite 166

5 Wechselrichterbetrieb in Abhängigkeit vom Netz

Die in Kapitel 4.1 abgeleiteten Modelle beschränken sich, aufgrund der Annahme einer vernachlässigbar kleinen Netzimpedanz, auf den zu regelnden Wechselrichter. Es ist jedoch zu beobachten, dass das Betriebsverhalten eines Wechselrichters nicht ausschließlich von dessen Design, sondern zusätzlich von den Netzgegebenheiten abhängt. Diese Zusammenhänge werden im Folgenden näher untersucht, wobei sowohl der Einfluss von ohmsch-induktiven als auch von schwingungsfähigen Netzen betrachtet wird. Hierbei wird von dem in Abbildung 5.1 dargestellten System ausgegangen.

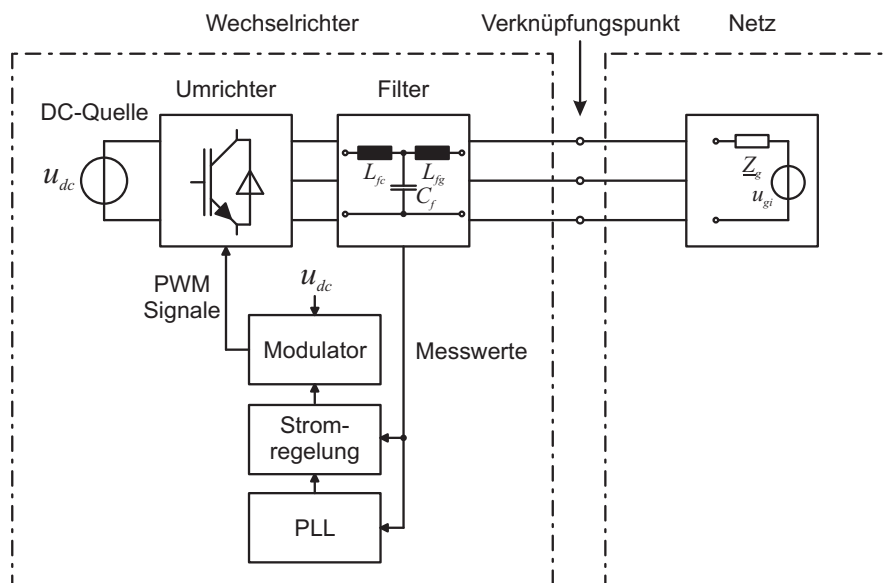


Abb. 5.1: Übersicht des Gesamtmodells bestehend aus dem Wechselrichter und dem Netz

Zur Berücksichtigung der Netzimpedanz wird diese zunächst in Kapitel 5.1 modelliert. Anschließend, in Kapitel 5.2, werden die Netzimpedanzmodelle mit den Filtermodellen aus Kapitel 4.1.3 kombiniert. Ferner erfolgen grundlegende Untersuchungen der kombinierten Modelle. Die Analyse des Netzparallelbetriebs von Wechselrichtern bei unterschiedlichen Netzgegebenheiten ist Gegenstand von Kapitel 5.3. Zusätzlich werden unterschiedliche Verfahren zur aktiven Dämpfung unter Berücksichtigung des Netzes betrachtet.

5.1 Modellierung der Netzimpedanz und Netzadmittanz

Die frequenzabhängige Netzimpedanz hat großen Einfluss auf das Betriebsverhalten von Wechselrichtern [19]. Darüber hinaus ist sie ein entscheidender Faktor für die Interaktionen zwischen Wechselrichtern und Netzen [207], [208]. Um mögliche Stabilitätsprobleme und unzulässige Störemissionen netzparalleler Wechselrichter frühzeitig zu erkennen, ist es sinnvoll, auf ein Modell aus Wechselrichter und Netzimpedanz zurückzugreifen. Zu diesem Zweck erfolgt die Modellierung der Netzimpedanz basierend auf Kapitel 3 sowie der diesbezüglich vorhandenen Literatur als komplexwertige Funktion der Frequenz $\underline{Z}_g(f)$. Dieses Modell wird den Anforderungen bei separater Betrachtung eines stromgeregelten Wechselrichters und eines Netzes gerecht, da der als Stromquelle aufgefasste Wechselrichter einen Strom $I(s)$ ins Netz einspeist und das Netz hierauf mit einer Spannung $U(s)$ reagiert. Die dazugehörige Übertragungsfunktion in allgemeiner Form lautet folglich

$$G(s) = \frac{U(s)}{I(s)} \quad (5.1)$$

und entspricht einer Impedanz. Zusätzlich zum Netzimpedanzmodell wird ein Netzadmittanzmodell benötigt. Der Grund hierfür ist, dass in Kapitel 5.2 die Kombination der Netz- und Filtermodelle erfolgt. Diese kombinierten Modelle haben jeweils eine Spannung $U(s)$ als Eingangsgröße und einen Strom $I(s)$ als Ausgangsgröße. Die sich hieraus ergebenden Übertragungsfunktionen in allgemeiner Form sind folglich als

$$G(s) = \frac{I(s)}{U(s)} \quad (5.2)$$

darzustellen. Bei der Betrachtung der kombinierten Modelle ist es daher zweckmäßig nicht nur die Übertragungsfunktion des Filters, welche ohnehin als Admittanz zu interpretieren ist, sondern auch die des Netzes als Admittanz aufzufassen. Die Umwandlung der Netzimpedanzmodelle in Netzadmittanzmodelle erfolgt mittels

$$\underline{Y}_g(f) = \frac{1}{\underline{Z}_g(f)} \quad (5.3)$$

Die Modellierung des Versorgungsnetzes aus Sicht eines Wechselrichters erfolgt im Allgemeinen durch ein Thévenin-Äquivalent. Für die Untersuchung des Netzparallelbetriebs von Wechselrichtern bietet die Literatur unterschiedliche Modelle für die Netzimpedanz. Hierbei wird die Netzimpedanz durch die Impedanz $\underline{Z}_g(f)$ repräsentiert. Die Unterschiede in den Modellen resultieren infolgedessen aus der unterschiedlichen Zusammensetzung von $\underline{Z}_g(f)$.

Im einfachsten Falle wird auf die Modellierung der Netzimpedanz innerhalb des Thévenin-Äquivalents verzichtet, Abbildung 5.2(a). Dies bedeutet, dass das Thévenin-Äquivalent lediglich aus einer Spannungsquelle besteht. Hierbei kann einerseits angenommen werden, dass die Netzimpedanz tatsächlich $\underline{Z}_g(f) = 0\Omega$ beträgt. Diese Herangehensweise ist anwendbar, wenn die Netzimpedanz hinreichend klein ist und damit vernachlässigt werden kann [209]. Andererseits kann bei dieser Herangehensweise die Netzimpedanz in das Modell des netzparallelen Wechselrichters integriert werden [19], [125], [158]. Hierbei wird die

Netzimpedanz durch einen zusätzlichen ohmschen, induktiven oder ohmsch-induktiven Anteil im Netzfilter des Wechselrichters berücksichtigt. Diese Art der indirekten Berücksichtigung der Netzimpedanz ist bei Untersuchungen des Wechselrichterhaltens weit verbreitet. Auch wenn die Netzimpedanz hierdurch Berücksichtigung findet, bietet diese Art der Modellierung keinen direkten Zugriff auf die Parameter am Verknüpfungspunkt. Ferner bietet diese Vorgehensweise keine konsequente Abgrenzung zwischen Wechselrichter und Netz.

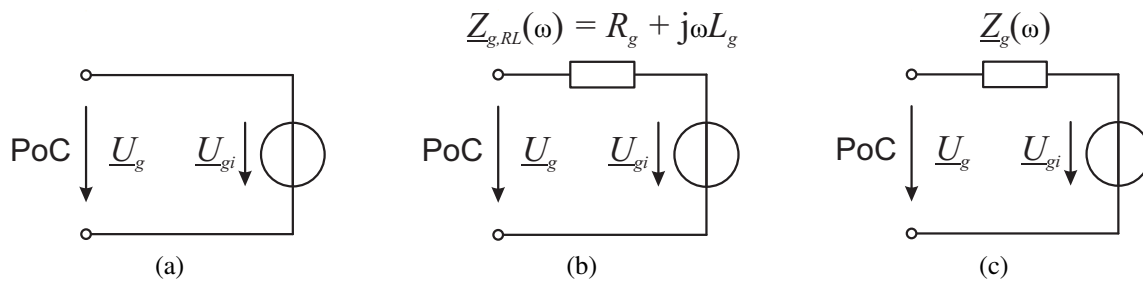


Abb. 5.2: Möglichkeiten zur Modellierung der Netzimpedanz. (a) Netzimpedanz nicht Teil des Netzmodells aber ggf. Teil des angrenzenden Wechselrichtermodells, (b) Modellierung als RL-Glied, (c) allgemeines Modell der Netzimpedanz

Darüber hinaus lässt sich das Netz durch ein Thévenin-Äquivalent mit ohmsch-induktivem Innenwiderstand darstellen, Abbildung 5.2(b). Anwendung findet dieses Modell im Rahmen dieser Arbeit unter anderem bei der Validierung der Netzimpedanzmessungen, vgl. Kapitel 3.4. Dieses Netzmodell bietet, wie auch das in Abbildung 5.2(a) dargestellte, eine überschaubare Komplexität hinsichtlich Struktur und Parameterwahl. Aus diesem Grund wird dieses Modell häufig für die Untersuchung von Interaktionen zwischen Wechselrichtern und Netzen verwendet [200], [210], [211], [212], [213]. Weitere Informationen zu dem Modell finden sich in Kapitel 3.2.1. Die Unterschiede zwischen diesem Modell und der realen Netzimpedanz an drei Netzknoten innerhalb öffentlicher Niederspannungsnetze werden in Kapitel 3.5 dieser Arbeit untersucht.

Alle darüber hinaus denkbaren LTI-Modelle werden in dem in Abbildung 5.2(c) dargestellten generischen Modell zusammengefasst. Dieses Modell steht folglich stellvertretend für ohmsch-induktive Netzimpedanzmodelle, die zusätzlich eine Kapazität enthalten und damit potentiell schwingungsfähig sind. Auch derartige Modelle werden zur Analyse der Wechselwirkungen zwischen Wechselrichtern und Netzen verwendet und finden beispielsweise in [136], [214], [215], [216], [217], [218], [219] und [220] Anwendung.

Im Rahmen dieser Arbeit werden die Wechselwirkungen zwischen Wechselrichtern und Netzen sowohl am ohmsch-induktiven als auch am schwingungsfähigen Netz untersucht. Das verwendete ohmsch-induktive Modell ist durch

$$\underline{Z}_{g,RL}(\omega) = R_g + j\omega L_g \quad (5.4)$$

definiert. Detaillierte Erläuterungen zu diesem Modell bietet Kapitel 3.2.1. Das in dieser Arbeit verwendete schwingungsfähige Netzmodell zeigt Abbildung 5.3. Es basiert auf den in Kapitel 3.5 dargestellten Messergebnissen und wurde empirisch abgeleitet. Eine direkte Zuordnung der Elemente des Netzmodells zu realen elektrischen Betriebsmitteln ist folglich

nicht gegeben. Das Modell ist in der Lage, die frequenzabhängige Netzimpedanz mitsamt der Parallelresonanzstelle und einer Reihenresonanzstelle aus Sicht des Verknüpfungspunktes abzubilden. Es beinhaltet somit sowohl die Netzbetriebsmittel als auch die ans Netz angeschlossenen Erzeuger und Lasten. Aus der Gleichung zur Berechnung der modellierten Impedanz

$$\underline{Z}_{g,RLC}(\omega) = R_{go} + j\omega L_{go} + \left(\frac{1}{R_{gs} + \frac{1}{j\omega C_g}} + \frac{1}{R_{gp}} + \frac{1}{R_{gi} + j\omega L_{gi}} \right)^{-1} \quad (5.5)$$

lassen sich für realitätsnahe Impedanzgänge folgende Zusammenhänge zwischen dem Impedanzgang und den Elementen des Modells ermitteln. Die Impedanz unterhalb der Resonanzstelle wird im Wesentlichen aus der Reihenschaltung der äußeren und inneren Induktivität $L_{go} + L_{gi} = L_g$ sowie dem äußeren und inneren ohmschen Widerstand $R_{go} + R_{gi} = R_g$ des Netzmodells gebildet. Um eine Vergleichbarkeit mit dem ohmsch-induktiven Modell zu gewährleisten, entsprechen diese Reihenschaltungen den Bauteilparametern R_g und L_g des ohmsch-induktiven Modells. Die Parallelresonanzstelle folgt primär aus der parallelen Anordnung von C_g und L_{gi} , während die Reihenresonanzstelle in erster Linie auf der seriellen Verschaltung von C_g und L_{go} beruht. Zum Einstellen der Dämpfung dienen die Widerstände R_{gs} und R_{gp} , wobei R_{gs} sowohl auf die Parallel- als auch auf die Reihenresonanzstelle und R_{gp} hauptsächlich auf die Parallelresonanzstelle wirkt. Bei Frequenzen oberhalb der ersten Resonanzstelle wird die Impedanz des Modells zunehmend durch L_{go} dominiert. Ein ähnliches Modell ist in [214] beschrieben. Dieses basiert auf theoretischen Überlegungen bezüglich möglicher Netzparameter und Netzbetriebsmittel im Umfeld einer Windenergieanlage am Mittelspannungsnetz. Der Unterschied zu dem hier verwendeten Modell liegt in dem hier zusätzlich vorhandenen parallelen Dämpfungswiderstand R_{gp} sowie der auf Niederspannungsnetze abgestimmten Parameterwahl.

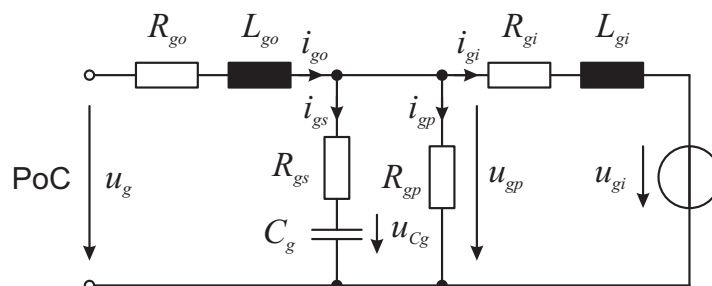


Abb. 5.3: Empirisch abgeleitetes einphasiges Ersatzschaltbild des schwingungsfähigen Netzmodells

Abbildung 5.4(a) zeigt die mittels Gleichung (5.5) berechneten Impedanzen $\underline{Z}_{g,RLC}(f)$ des schwingungsfähigen Netzmodells bei unterschiedlichen Netzkapazitäten C_g . Zusätzlich ist die Impedanz $\underline{Z}_{g,RL}(f)$ des ohmsch-induktiven Netzmodells aufgetragen. Da diese Modelle für Untersuchungen mit einem 6,9 kW Umrichter herangezogen werden, erfolgt eine Skalierung der Kurzschlussleistung und damit eine Anhebung der Impedanz. Auf diese Weise ist es möglich, die Interaktionen zwischen Wechselrichter und Netz im Labormaßstab zu untersuchen. Die bei der Berechnung verwendeten Parameter sind im Anhang auf Seite 162 in Tabelle 9.3 aufgelistet und dienen als Grundlage für alle weiteren Untersuchungen.

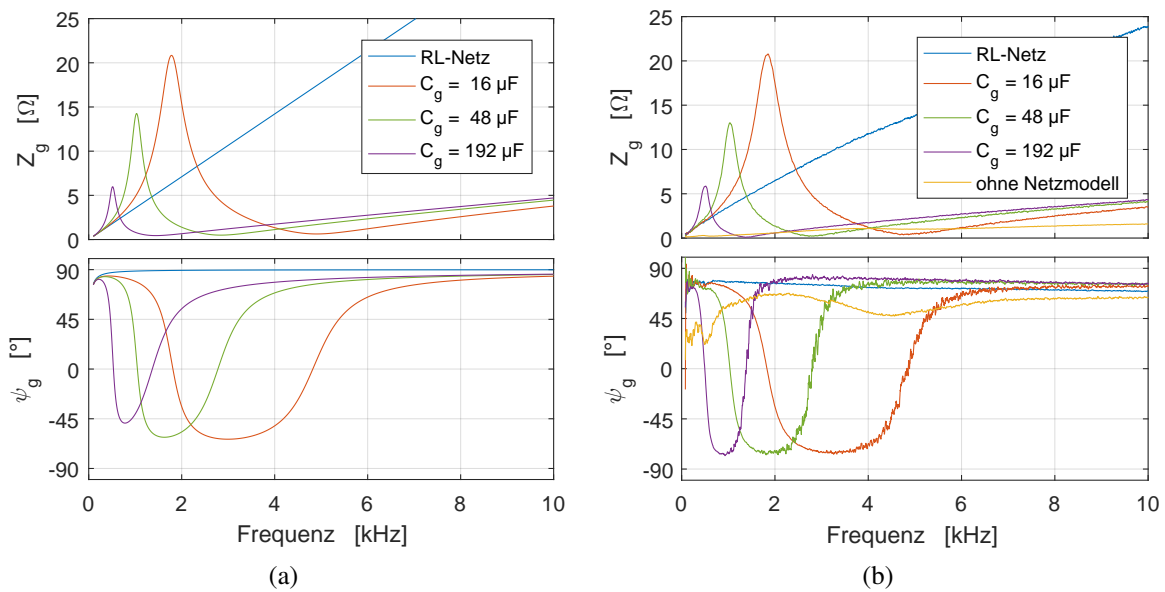


Abb. 5.4: (a) Berechnete Impedanzgänge des schwingungsfähigen Netzmodells mit der Kapazität C_g und den Parametern aus Tabelle 9.3 im Anhang auf Seite 162 sowie $R_{gs} = 0,3 \Omega$ und $R_{gp} = 27 \Omega$ im Vergleich zum entsprechenden ohmsch-induktiven Netzmodell („RL-Netz“), (b) im Labor gemessene Netzimpedanzen

Das im Labor verwendete Netzmodell wird zwischen dem Wechselrichter und dem Energieversorgungsnetz des Labors betrieben. Es besteht im Wesentlichen aus zwei dreiphasigen Spulen und einer umschaltbaren Kondensatorbank aus Metallpapierkondensatoren. Durch die umschaltbare Kondensatorbank ist es möglich, unterschiedliche Kapazitäten im Intervall $8 \mu\text{F} \leq C_g \leq 192 \mu\text{F}$ zu wählen und auf diese Weise die Resonanz- und Antiresonanzfrequenz des Netzes einzustellen. Sowohl die Parameter des im Labor gebauten als auch die des mathematischen Netzmodells sind im Anhang auf Seite 162 in Tabelle 9.3 zu finden. Aufgrund der parasitären ohmschen Widerstände innerhalb der Spulen, Kondensatoren und Kabel kommen im Labor keine weiteren ohmschen Widerstände zum Einsatz. Beispielhafte Impedanzmessungen des im Labor verwendeten Netzmodells sind in Abbildung 5.4(b) dargestellt. Diese Messungen erfolgen am Verknüpfungspunkt PoC, also auf der Wechselrichterseite des Netzmodells, indem das in Kapitel 3.3.1 beschriebene Messsystem eingesetzt wird. Zusätzlich zeigt die Abbildung die Netzimpedanz am verwendeten Laborarbeitsplatz ohne Netzmodell. Diese ist aufgrund des Messaufbaus in der Impedanzmessung des Netzmodells enthalten. Da sie vergleichsweise niedrig ist, wird sie im Folgenden nicht weiter betrachtet. Die niedrigere gemessene Impedanz des schwingungsfähigen Netzmodells zwischen 4 kHz und 6 kHz gegenüber dem Fall ohne Netzmodell ist im Wesentlichen auf den Reihenschwingkreis aus L_{go} und C_g zurückzuführen.

In den folgenden Kapiteln werden die Auswirkungen der Resonanz- und Antiresonanzstellen des schwingungsfähigen Netzes auf das Regelverhalten eines netzparallelen Wechselrichters untersucht. Diese Untersuchungen erfolgen unter Zuhilfenahme von kombinierten Modellen bestehend aus dem Filter des Wechselrichters sowie dem Netz. Da diese Modelle eine Spannung als Eingangsgröße und einen Strom als Ausgangsgröße haben, wird anstelle der Netzimpedanz $Z_g(f)$ in diesem Zusammenhang die Netzadmittanz $Y_g(f) = 1/Z_g(f)$

betrachtet. Für die Berechnung von Parametern der Netzresonanz- bzw. Netzantiresonanzstellen wird folglich nicht der Betrag der Impedanz, sondern der der Admittanz zugrunde gelegt. Trotzdem gilt hierbei laut Definition in Kapitel 2.3, dass jedes lokale Maximum eine Resonanzstelle und jedes lokale Minimum eine Antiresonanzstelle darstellt. Da die Admittanz dem Kehrwert der Impedanz entspricht, ist eine Resonanzfrequenz in der Impedanz f_{gr} mit der Antiresonanzfrequenz der Admittanz f_{ga}^Y gleichzusetzen. Gleichermaßen sind Antiresonanzfrequenzen der Impedanz f_{ga} die Resonanzfrequenzen der Admittanz f_{gr}^Y . Im Sinne einer eindeutigen Kennzeichnung werden die aus der frequenzabhängigen Netzadmittanz $\underline{Y}_g(f)$ berechneten Parameter der Netzresonanz- und Netzantiresonanzstellen mit einem hochgestellten Y indiziert. Die Zusammenhänge zwischen den Frequenzen und Amplituden der Netzresonanz- und Netzantiresonanzstellen auf Basis der Netzimpedanz und Netzadmittanz lauten folglich

$$f_{gr}^Y = f_{ga} \quad (5.6)$$

$$A_{gr}^Y = \frac{1}{A_{ga}} \quad (5.7)$$

$$f_{ga}^Y = f_{gr} \quad (5.8)$$

$$A_{ga}^Y = \frac{1}{A_{gr}} \quad (5.9)$$

Die Einstellung der gewünschten Resonanz- und Antiresonanzfrequenz f_{gr}^Y und f_{ga}^Y erfolgt über die Auswahl der entsprechenden Netzkapazität C_g . Der Zusammenhang zwischen der Resonanz- bzw. Antiresonanzfrequenz sowie der Netzkapazität kann numerisch aus dem Kehrwert der Gleichung (5.5) berechnet werden und ist in Abbildung 5.5(a) gegeben. Zusätzlich werden für die Analysen in den folgenden Kapiteln unterschiedlich stark gedämpfte Netze herangezogen. Zur Modellierung der unterschiedlichen Dämpfungen werden die Widerstände R_{gs} und R_{gp} variiert. Betrachtet werden Netze mit geringer, mittlerer und starker Dämpfung. Die hierfür herangezogenen Werte der ohmschen Widerstände R_{gs} und R_{gp} sind im Anhang auf Seite 162 in Tabelle 9.4 aufgelistet.

5.2 Kombination von Netzfilter und Netz

Die Untersuchung des Wechselrichterhaltens im Netzparallelbetrieb erfordert die Erweiterung der in Kapitel 4.1 aufgestellten Modelle um die Netzimpedanz. Um die Untersuchungen realitätsnah zu gestalten, wird auf die in Kapitel 5.1 vorgestellten Netzmodelle zurückgegriffen. Hierbei handelt es sich um ein in der Literatur gängiges ohmsch-induktives sowie ein auf Basis der Impedanzmessungen in Kapitel 3.5 empirisch abgeleitetes, schwingungsfähiges Modell. Mit diesem schwingungsfähigen Modell ist es möglich, die Auswirkungen von Resonanzstellen in der Netzimpedanz auf das Wechselrichterverhalten zu untersuchen. Insgesamt ergeben sich damit in zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Darstellung je sechs Modellvarianten. Allgemein wird, wie schon in Kapitel 4.1.6, ein System aus Filter und Netz durch Σ_{FG} bzw. $\Sigma_{d,FG}$ angegeben. Die allgemeine Darstellung sowie die sechs Varianten sind in Tabelle 5.1 aufgelistet. Die Schaltbilder sämtlicher Varianten sind in den Abbildungen 5.6(a) bis 5.6(f) dargestellt.

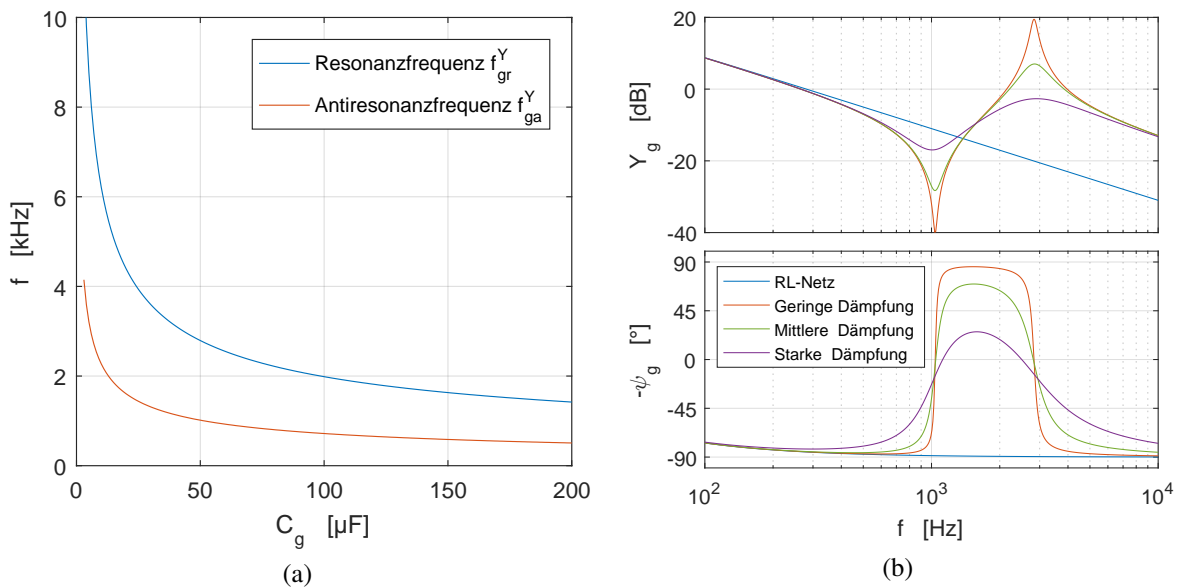


Abb. 5.5: (a) Zusammenhang zwischen der Resonanz- und Antiresonanzfrequenz f_{gr}^Y und f_{ga}^Y sowie der Kapazität C_g des Netzes, (b) Netzadmittanz eines schwingungsfähigen Netzes in Abhängigkeit von der Dämpfung durch R_{gs} und R_{gp} mit $C_g = 48\mu\text{F}$ im Vergleich zu einer ohmsch-induktivem Netzadmittanz. Weitere Parameter im Anhang auf Seite 162 in den Tabellen 9.3 und 9.4

Tab. 5.1: Bezeichnung der Zustandsraummodelle bestehend aus dem Filter des Wechselrichters und dem Netz

Variante	Kontinuierlich	Diskret
Allgemeines System aus Filter und Netz	Σ_{FG}	$\Sigma_{d,FG}$
L-Filter mit starrem Netz	Σ_L	$\Sigma_{d,L}$
LCL-Filter mit starrem Netz	Σ_{LCL}	$\Sigma_{d,LCL}$
L-Filter mit ohmsch-induktivem Netz	$\Sigma_{L,RL}$	$\Sigma_{d,L,RL}$
L-Filter mit schwingungsfähigem Netz	$\Sigma_{L,RLC}$	$\Sigma_{d,L,RLC}$
LCL-Filter mit ohmsch-induktivem Netz	$\Sigma_{LCL,RL}$	$\Sigma_{d,LCL,RL}$
LCL-Filter mit schwingungsfähigem Netz	$\Sigma_{LCL,RLC}$	$\Sigma_{d,LCL,RLC}$

Wie bereits in Kapitel 4.1.6 werden hier die Matrizen der Zustandsraummodelle sowie die daraus abgeleiteten Übertragungsfunktionen mit den gleichen tiefgestellten Indizes wie auch die Zustandsraummodelle versehen. Ferner wird die Ausgangsgröße eines Übertragungssystems durch hochgestellte Indizierung angegeben. Weitere Hinweise bezüglich der Bezeichnungen können Kapitel 4.1.6 entnommen werden.

Die Zustandsraummodelle für die Varianten mit starrem Netz (Abbildungen 5.6(a) und 5.6(b)) finden sich in Kapitel 4.1.3. Die übrigen vier Varianten (Abbildungen 5.6(c) bis 5.6(f)) werden im Folgenden abgeleitet und hinsichtlich ihres Übertragungsverhaltens untersucht.

5.2.1 Mathematische Beschreibung

Für die Modellierung des Systems aus Wechselrichter und Netz wird der in Kapitel 4.1.1 beschriebene modulare Ansatz gewählt. Hierzu werden im Folgenden die Zustandsraummodelle der in den Abbildungen 5.6(c) bis 5.6(f) dargestellten Schaltungen abgeleitet. Im Gegensatz zu den bisherigen Modellen der Filter mit starrem Netz wird dabei auf die Angabe der Störeingangsmatrix sowie der Störeingangsgröße $u_{gi}(t)$ verzichtet. Hintergrund dabei ist, dass die Störübertragungsfunktion hier die Netzimpedanz beinhalten würde. Die Störübertragungsfunktion $-I_{fg}(s)/U_{gi}(s)$ entspräche daher nicht der Ausgangsadmittanz $Y_o(s)$ und ist innerhalb dieser Arbeit infolgedessen nicht von Interesse. Nähere Informationen zur Berechnung der Ausgangsimpedanz bietet Kapitel 4.3.1.

L-Filter mit ohmsch-induktivem Netz

Im einfachsten Falle wird ein Wechselrichter mit induktivem L-Filter an einem ohmsch-induktiven Netz betrieben, Abbildung 5.6(c). Bei dieser Variante liegen sowohl die Widerstände R_f und R_g als auch die Induktivitäten L_f und L_g in Reihe. Die Struktur dieses Modells weist daher große Ähnlichkeit zu der in Abbildung 4.3(a) dargestellten Struktur des L-Filters auf. Die Gleichungen für das kontinuierliche und diskrete Zustandsraummodell ergeben sich folglich in Anlehnung an die Gleichungen (4.19) und (4.26) zu

$$\Sigma_{L,RL} : \begin{cases} \frac{di_{fc}^{dq}(t)}{dt} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f+R_g}{L_f+L_g} \end{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f+L_g} \end{bmatrix} u_c^{dq}(t) \\ i_{fc}^{dq}(t) = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u_c^{dq}(t) \end{cases} \quad (5.10)$$

und

$$\Sigma_{d,L,RL} : \begin{cases} i_{fc}^{dq}(k+1) = \begin{bmatrix} \exp\left(-\frac{(R_f+R_g)T_s}{L_f+L_g}\right) \end{bmatrix} i_{fc}^{dq}(k) + \begin{bmatrix} \frac{1-\exp\left(-\frac{(R_f+R_g)T_s}{L_f+L_g}\right)}{R_f+R_g} \end{bmatrix} u_c^{dq}(k) \\ i_{fc}^{dq}(k) = \begin{bmatrix} 1 \end{bmatrix} i_{fc}^{dq}(k) + \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix} u_c^{dq}(k) \end{cases} \quad (5.11)$$

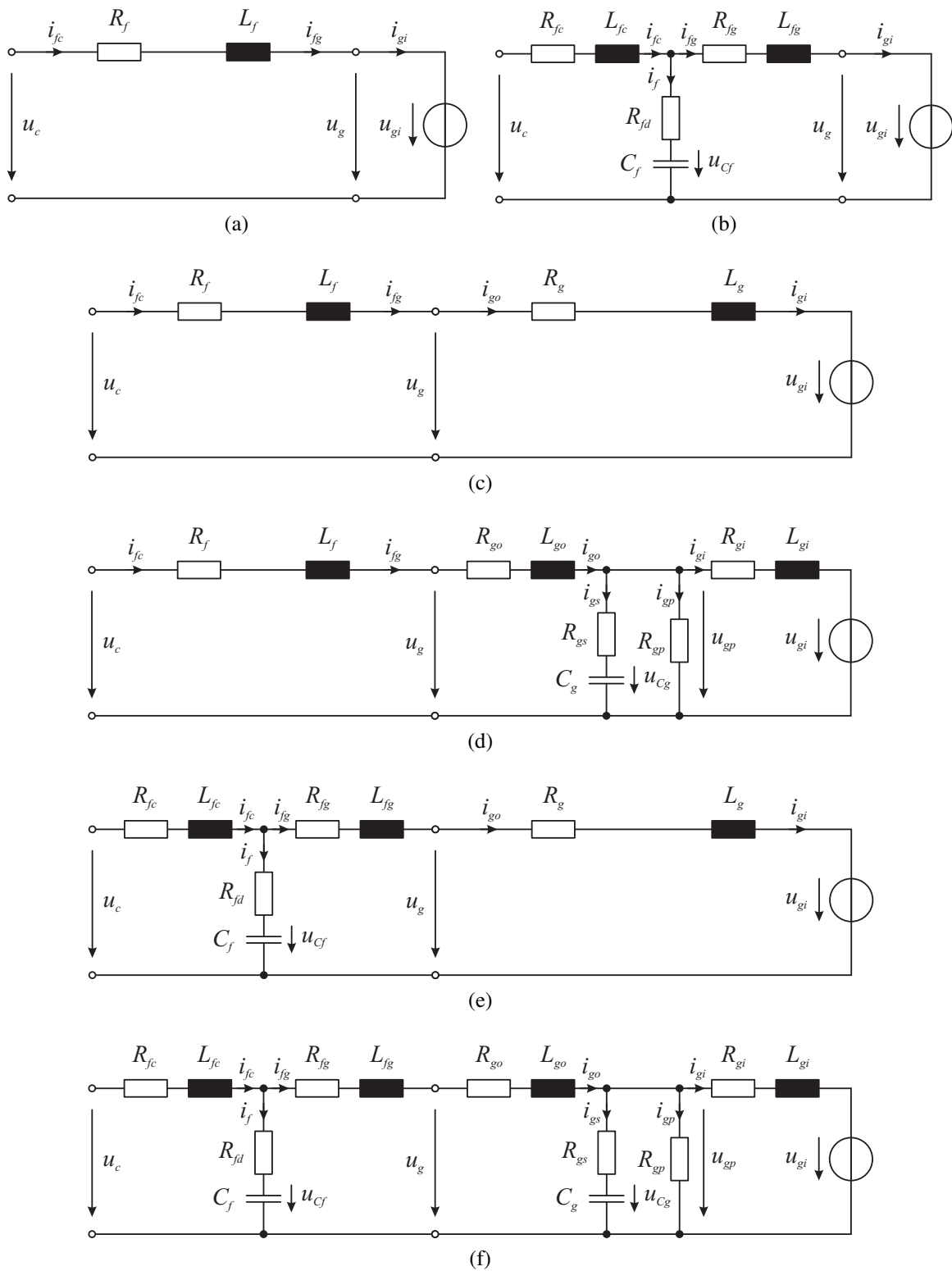


Abb. 5.6: Mögliche Kombinationen aus Filtern und Netzen: (a) L-Filter mit starrem Netz, (b) LCL-Filter mit starrem Netz, (c) L-Filter mit ohmsch-induktivem Netz, (d) LCL-Filter mit ohmsch-induktivem Netz, (e) L-Filter mit schwingungsfähigem Netz, (f) LCL-Filter mit schwingungsfähigem Netz. Grundsätzlich gilt $R_g = R_{go} + R_{gi}$ und $L_g = L_{go} + L_{gi}$ sowie $R_f = R_{fc} + R_{fg}$ und $L_f = L_{fc} + L_{fg}$

L-Filter mit schwingungsfähigem Netz

Die in Abbildung 5.6(d) dargestellte Variante mit L-Filter und schwingungsfähigem Netz ist von der Struktur her in Teilen vergleichbar mit der eines LCL-Filters. Aus dem dargestellten Modell lassen sich aufgrund der Verschaltung zwei Maschengleichungen und eine Knotengleichung ableiten. Hierbei werden der Strom $i_{fg}^{dq}(t)$ in der Filterinduktivität L_f , die Spannung $u_{C_g}^{dq}(t)$ des Kondensators C_g innerhalb des Netzmodells sowie der Strom $i_{gi}^{dq}(t)$ in der Induktivität L_{gi} als Zustandsvariablen gewählt. Um die Spannung $u_{C_g}^{dq}(t)$ als Zustandsvariable zu erhalten, ist es zweckmäßig zunächst die Spannung $u_{gp}^{dq}(t)$ durch

$$u_{gp}^{dq}(t) = \frac{R_{gs}R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} i_{fg}^{dq}(t) - \frac{R_{gs}R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} i_{gi}^{dq}(t) + \frac{R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} u_{C_g}^{dq}(t) \quad (5.12)$$

in Abhängigkeit der drei gewählten Zustandsvariablen darzustellen. Auf diese Weise kann $u_{gp}^{dq}(t)$ in den Maschengleichungen substituiert werden. Die Differentialgleichungen lauten damit

$$\frac{di_{fg}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_f + L_{go}} \left(u_c^{dq}(t) - \left(R_f + R_{go} + \frac{R_{gs}R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} \right) i_{fg}^{dq}(t) + \frac{R_{gs}R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} i_{gi}^{dq}(t) - \frac{R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} u_{C_g}^{dq}(t) \right) \quad (5.13)$$

$$\frac{du_{C_g}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} C_g} \left(i_{fg}^{dq}(t) - \frac{1}{R_{gp}} u_{C_g}^{dq}(t) - i_{gi}^{dq}(t) \right) \quad (5.14)$$

$$\frac{di_{gi}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{gi}} \left(\frac{R_{gs}R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} i_{fg}^{dq}(t) - \left(\frac{R_{gs}R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} + R_{gi} \right) i_{gi}^{dq}(t) + \frac{R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} u_{C_g}^{dq}(t) \right) \quad (5.15)$$

Aus diesen Gleichungen kann nun das Zustandsraummodell des L-Filters am schwingungsfähigen Netz abgeleitet werden. Hierzu wird zur Vereinfachung der Ersatzwiderstand

$$R_{ge} = \frac{R_{gs}R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} \quad (5.16)$$

eingeführt. Das Zustandsraummodell lautet damit

$$\Sigma_{L,RLC} : \begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{L,RLC} \begin{bmatrix} i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{L,RLC} u_c^{dq}(t) \\ \begin{bmatrix} i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{L,RLC} \begin{bmatrix} i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{L,RLC} u_c^{dq}(t) \end{cases} \quad (5.17)$$

wobei

$$\mathbf{A}_{L,RLC} = \begin{bmatrix} -\frac{R_f + R_{go} + R_{ge}}{L_f + L_{go}} & -\frac{1}{L_f + L_{go}} \frac{R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} & \frac{R_{ge}}{L_f + L_{go}} \\ \frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} C_g} & -\frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} C_g} \frac{1}{R_{gp}} & -\frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} C_g} \\ \frac{R_{ge}}{L_{gi}} & \frac{1}{L_{gi}} \frac{R_{gp}}{R_{gs} + R_{gp}} & -\frac{R_{ge} + R_{gi}}{L_{gi}} \end{bmatrix}, \quad (5.18)$$

$$\mathbf{B}_{L,RLC} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f + L_{go}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{L,RLC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{D}_{L,RLC} = [0]$$

gilt. Die Berechnung des diskreten Zustandsraummodells $\Sigma_{d,L,RLC}$ erfolgt aufgrund der Komplexität von $\Sigma_{L,RLC}$ numerisch. Die Vorgehensweise der numerischen Diskretisierung ist in Kapitel 4.1.3 beschrieben.

LCL-Filter mit ohmsch-induktivem Netz

Das Modell des LCL-Filters mit ohmsch-induktivem Netz ist in Abbildung 5.6(e) dargestellt. Wie schon beim Modell mit L-Filter und ohmsch-induktivem Netz kann auch bei diesem Modell die Netzimpedanz als Teil des Filters betrachtet werden. Dies bedeutet, dass durch die Wahl von $L_{fg} + L_g$ und $R_{fg} + R_g$ als netzseitige Filterinduktivität bzw. netzseitigen ohmschen Filterwiderstand die Netzimpedanz ohne weitere Rechenoperationen berücksichtigt werden kann [221]. Das Zustandsraummodell des LCL-Filters mit ohmsch-induktivem Netz lautet folglich in Anlehnung an Gleichung (4.35)

$$\Sigma_{LCL,RL} : \begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{LCL,RL} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{LCL,RL} u_c^{dq}(t) \\ \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \\ i_f^{dq}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{LCL,RL} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \\ i_f^{dq}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{LCL,RL} u_c^{dq}(t) \end{cases} \quad (5.19)$$

wobei

$$\mathbf{A}_{LCL,RL} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{fc}+R_d}{L_{fc}} & -\frac{1}{L_{fc}} & \frac{R_d}{L_{fc}} \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{R_d}{L_{fg}+L_g} & \frac{1}{L_{fg}+L_g} & -\frac{R_d+R_{fg}+R_g}{L_{fg}+R_g} \end{bmatrix}, \quad (5.20)$$

$$\mathbf{B}_{LCL,RL} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fc}} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{LCL,RL} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{D}_{LCL,RL} = [0]$$

gilt. Die Berechnung des diskreten Zustandsraummodells $\Sigma_{d,LCL,RL}$ erfolgt aufgrund der Komplexität von $\Sigma_{LCL,RL}$ wie schon beim vorangegangenen Modell numerisch.

LCL-Filter mit schwingungsfähigem Netz

Das Zustandsraummodell des LCL-Filters in Kombination mit dem schwingungsfähigen Netz wird aus der in Abbildung 5.6(f) dargestellten Schaltung gebildet. Aufgrund der drei Maschen und zwei Knoten sowie der Induktivitäten und Kondensatoren werden zur vollständigen Beschreibung des Systems fünf Differentialgleichungen benötigt. Hierbei werden zweckmäßigerweise wieder die Spannungen der Kondensatoren und die Ströme der Spulen als Zustandsvariablen gewählt. Folglich wird in den Maschengleichungen $u_{gp}^{dq}(t)$ durch den in Gleichung (5.12) gegebenen Term ersetzt. Zur Vereinfachung der Gleichungen wird darüber hinaus der Term $R_{gs}R_{gp}/(R_{gs}+R_{gp})$ wie schon zuvor durch R_{ge} substituiert. Das Differentialgleichungssystem lautet damit

$$\frac{di_{fc}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fc}} \left(u_c^{dq}(t) - u_{Cf}^{dq}(t) \right) - \frac{R_{fc}+R_{fd}}{L_{fc}} i_{fc}^{dq}(t) + \frac{R_{fd}}{L_{fc}} i_{fg}^{dq}(t) \quad (5.21)$$

$$\frac{du_{Cf}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} \left(i_{fc}^{dq}(t) - i_{fg}^{dq}(t) \right) \quad (5.22)$$

$$\frac{di_{fg}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{fg}+L_{go}} \left(u_{Cf}^{dq}(t) + R_{fd} i_{fc}^{dq}(t) - (R_{fd}+R_{fg}+R_{go}+R_{ge}) i_{fg}^{dq}(t) \right. \\ \left. + R_{ge} i_{gi}^{dq}(t) - \frac{R_{gp}}{R_{gs}+R_{gp}} u_{Cg}^{dq}(t) \right) \quad (5.23)$$

$$\frac{du_{Cg}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} C_g} \left(i_{fg}^{dq}(t) - \frac{1}{R_{gp}} u_{Cg}^{dq}(t) - i_{gi}^{dq}(t) \right) \quad (5.24)$$

$$\frac{di_{gi}^{dq}(t)}{dt} = \frac{1}{L_{gi}} \left(R_{ge} i_{fg}^{dq}(t) - (R_{ge}+R_{gi}) i_{gi}^{dq}(t) + \frac{R_{gp}}{R_{gs}+R_{gp}} u_{Cg}^{dq}(t) - u_{gi}^{dq}(t) \right) \quad (5.25)$$

Aus den Gleichungen folgt direkt das Zustandsraummodell $\Sigma_{LCL,RLC}$ in der Form

$$\Sigma_{LCL,RLC} : \left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \\ i_f^{dq}(t) \end{bmatrix} \end{array} \right. = \mathbf{A}_{LCL,RLC} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{LCL,RLC} u_c^{dq}(t) \quad (5.26)$$

$$= \mathbf{C}_{LCL,RLC} \begin{bmatrix} i_{fc}^{dq}(t) \\ u_{Cf}^{dq}(t) \\ i_{fg}^{dq}(t) \\ u_{Cg}^{dq}(t) \\ i_{gi}^{dq}(t) \\ i_f^{dq}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{D}_{LCL,RLC} u_c^{dq}(t)$$

mit den Matrizen

$$\mathbf{A}_{LCL,RLC} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{fc}+R_{fd}}{L_{fc}} & -\frac{1}{L_{fc}} & \frac{R_{fd}}{L_{fc}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} & 0 & 0 \\ \frac{R_{fd}}{L_{fg}+L_{go}} & \frac{1}{L_{fg}+L_{go}} & \frac{R_{fd}+R_{fg}+R_{go}+R_{ge}}{-(L_{fg}+L_{go})} & \frac{-1}{L_{fg}+L_{go}} \cdot \frac{R_{gp}}{R_{gs}+R_{gp}} & \frac{1}{L_{fg}+L_{go}} \cdot R_{ge} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} \cdot C_g} & -\frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} \cdot C_g} \cdot \frac{1}{R_{gp}} & -\frac{1}{C_g + \frac{R_{gs}}{R_{gp}} \cdot C_g} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{gi}} \cdot R_{ge} & \frac{1}{L_{gi}} \cdot \frac{R_{gp}}{R_{gs}+R_{gp}} & \frac{-1}{L_{gi}} \cdot (R_{ge} + R_{gi}) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B}_{LCL,RLC} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fc}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{LCL,RLC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{und} \quad \mathbf{D}_{LCL,RLC} = [0] \quad (5.27)$$

Auch bei dieser Modellvariante erfolgt die Berechnung des diskreten Modells $\Sigma_{d,LCL,RLC}$ aufgrund der Komplexität von $\Sigma_{LCL,RLC}$ entsprechend der in Kapitel 4.1.3 beschriebenen Vorgehensweise numerisch.

5.2.2 Resonanzstelle bei LCL-Filter und ohmsch-induktivem Netz

Die Übertragungsfunktion des LCL-Filters lautet je nach Platzierung der Stromsensoren für die Stromregelung entweder $G_{LCL}^{I_{fc}}(s) = I_{fc}(s)/U_c(s)$ oder $G_{LCL}^{I_{fg}}(s) = I_{fg}(s)/U_c(s)$. Hieraus

folgt in Verbindung mit Abbildung 5.6(e), dass bei Berücksichtigung eines ohmsch-induktiven Netzes diese Übertragungsfunktionen um das Netz erweitert werden müssen. Die Übertragungsfunktionen der kombinierten Modelle $G_{LCL,RL}^{I_{fc}}(s)$ und $G_{LCL,RL}^{I_{fg}}(s)$ ergeben sich durch Anwendung der Gleichung (4.8) aus dem Zustandsraummodell $\Sigma_{LCL,RL}$, Gleichung (5.19). Ferner folgen die Resonanzparameter bei Berücksichtigung des Netzes aus dem kombinierten Modell von Filter und Netz. Die Resonanzstelle des Systems aus Filter und Netz wird daher im Folgenden konsequenterweise nicht als Filterresonanzstelle, sondern allgemein als Resonanzstelle bezeichnet. Die Auswirkungen einer ohmsch-induktiven Netzimpedanz können anhand zahlreicher Fallstudien in der Literatur nachgelesen werden [19], [30]. Als Grundlage für die nachfolgenden Untersuchungen mit schwingungsfähigen Netzen werden zunächst die Auswirkungen eines ohmsch-induktiven Netzes dargelegt. Hierbei erfolgt zur Wahrung der Übersichtlichkeit eine Beschränkung auf die Übertragungsfunktion $G_{LCL,RL}^{I_{fg}}(s)$ für ein System mit Netzstromregelung. Eine Zusammenfassung der bei den Untersuchungen zugrunde gelegten Parametern ist im Anhang ab Seite 162 in Kapitel 9.2 vorzufinden.

Abbildung 5.7(a) zeigt die Übertragungsfunktion $G_{LCL,RL}^{I_{fg}}(s) = I_{fg}(s)/U_c(s)$ unter Annahme eines rein ohmschen Netzes mit unterschiedlichen Resistanzen R_g . Um die Vergleichbarkeit mit anderen Publikationen zu gewährleisten, wird die Resistanz R_g in Abhängigkeit von der Basisresistanz $R_b = U_{LL}^2/S_n$ des Wechselrichters angegeben. Hierbei ist U_{LL} die Nennspannung des Netzes zwischen den Außenleitern und S_n die Scheinleistung des Wechselrichters. Das Verhältnis R_g/R_b entspricht unter Annahme eines ohmschen Netzes folglich dem Verhältnis aus der Leistung des Wechselrichters geteilt durch die Kurzschlussleistung am Netzverknüpfungspunkt, sodass eine einfache Skalierbarkeit der Ergebnisse möglich ist. Wie zu erkennen, hat ein ohmsches Netz stark dämpfende Auswirkungen auf die Amplitude A_r der Resonanzstelle, Abbildung 5.7(a). Die Abhängigkeit der Resonanzstelle von der Netzinduktivität ist in Abbildung 5.7(b) dargestellt. Hierbei wird die Netzinduktivität aus den oben angegebenen Gründen abhängig von der Basisinduktivität $L_b = U_{LL}^2/(S_n\omega_{gi})$ im Intervall $0 \leq L_g/L_b \leq 0,1$ entsprechend [19] angegeben. Es zeigt sich, dass die Netzinduktivität den Betrag der Übertragungsfunktion im unteren Frequenzbereich absenkt und somit das System verlangsamt. Gleichzeitig sinkt die Frequenz der Resonanzstelle mit steigender Netzinduktivität. Im hier dargestellten ungünstigsten Fall von $L_g = 0,1L_b$ sinkt die Resonanzfrequenz durch das Netz um ungefähr 1,2 kHz bzw. 60 % gegenüber der Filterresonanzfrequenz von 1,98 kHz. Basierend auf den Erkenntnissen aus Kapitel 4.1.7 ist damit zu erwarten, dass hohe Netzinduktivitäten bei Wechselrichtern mit Netzstromregelung zu Instabilitäten führen.

Eine Übersicht über die Beeinflussung der Resonanzstelle durch unterschiedliche R_g und unterschiedliche L_g zeigen die Abbildungen 5.8(a) und 5.8(b). Hierbei sind f_r und A_r die Frequenz bzw. die Amplitude der Resonanzstelle aus LCL-Filter und ohmsch-induktivem Netz. Durch den Bezug dieser Größen auf die Resonanzparameter f_{fr} bzw. A_{fr} des Filters ist die relative Veränderung der Filterresonanz durch das ohmsch-induktive Netz ersichtlich. Es zeigt sich, dass die Frequenz der Resonanzstelle f_r gegenüber der Resonanzstelle f_{fr} des LCL-Filters bei allen denkbaren Konstellationen einer ohmsch-induktiven Netzimpedanz sinkt, im Extremfall auf unter 40 %. Hinsichtlich der Amplitude kann festgehalten werden, dass bereits kleine ohmsche Anteile in der Netzimpedanz zu starken Dämpfungen führen können. Allerdings hängt die Dämpfung der Resonanzstelle insbesondere bei kleinen R_g stark von der Netzinduktivität L_g ab. Ähnliche Untersuchungen zum Einfluss der Netzinduktivität auf die Resonanzstelle mit allerdings anderen Filterparametern finden sich in [19].

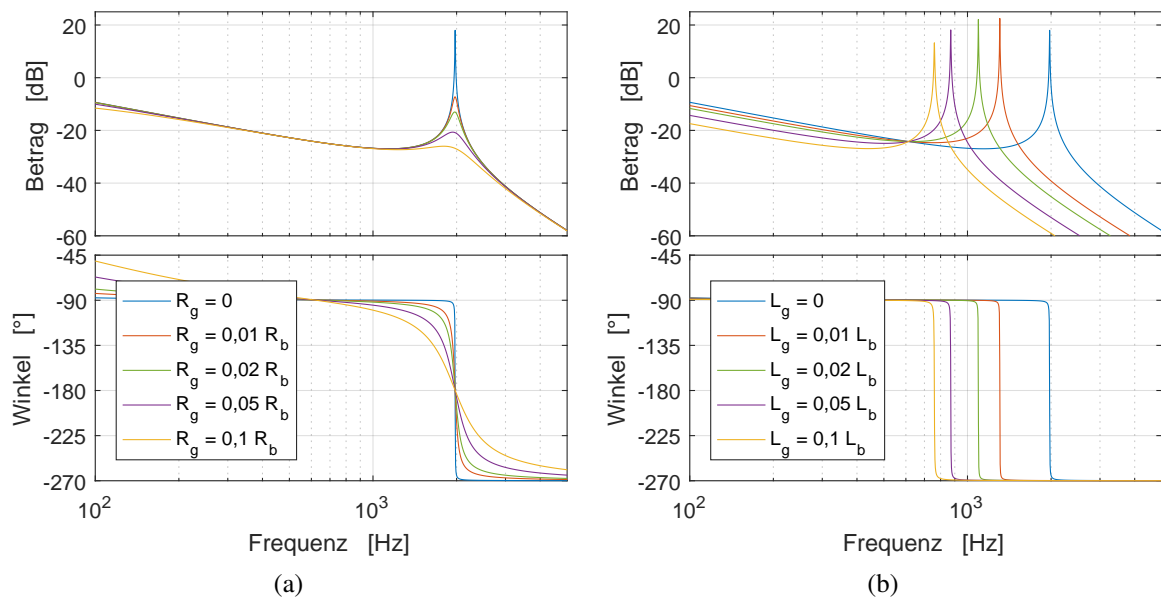


Abb. 5.7: Bodediagramme der Übertragungsfunktion $G_{LCL,RL}^{I_{fg}}(s)$ mit $f_{fr} = 1,98$ kHz am (a) rein ohmschen Netz und (b) rein induktiven Netz

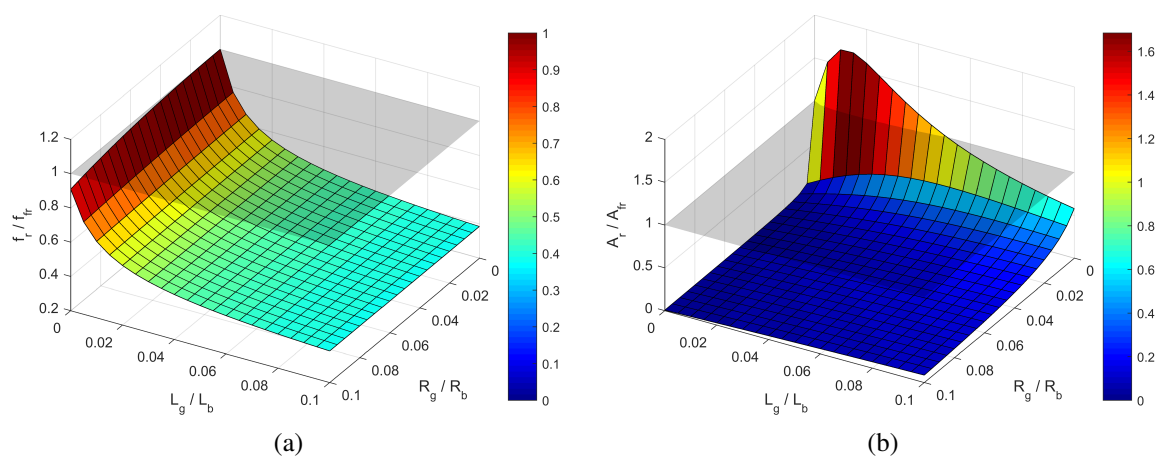


Abb. 5.8: Resonanzstelle f_r aus LCL-Filter mit $f_{fr} = 1,98$ kHz und ohmsch-induktivem Netz berechnet aus $G_{LCL,RL}^{I_{fg}}(s)$ in Abhängigkeit von der auf die Basisresistenz bzw. Basisinduktivität bezogene Resistanz R_g/R_b bzw. Induktivität L_g/L_b des Netzes. (a) Resonanzfrequenz, (b) Amplitude der Resonanzstelle

5.2.3 Resonanzstellen bei LCL-Filter und schwingungsfähigem Netz

Im Folgenden wird die Veränderung des Übertragungsverhaltens des LCL-Filters unter Einbeziehung eines schwingungsfähigen Netzes untersucht. Hierbei wird ein schwach gedämpftes Netz mit $R_{gs} = 0,05 \Omega$ und $R_{gp} = 2 \text{ k}\Omega$ zugrunde gelegt. Weitere Parameter für die folgenden Untersuchungen sind im Anhang ab Seite 162 in Kapitel 9.2 zu finden. Wie schon im vorangegangenen Kapitel erfolgt eine Beschränkung auf Wechselrichter mit Netzstromregelung. Die Übertragungsfunktion

$$G_{LCL,RLC}^{I_{fg}}(s) = \frac{I_{fg}(s)}{U_c(s)} \quad (5.28)$$

wird zu diesem Zweck mittels der Formel (4.8) aus dem Zustandsraummodell $\Sigma_{LCL,RLC}$, Formel (5.26), abgeleitet. Das zugrunde gelegte Modell ist in Abbildung 5.6(f) dargestellt.

Einen Überblick über den Frequenzgang der Übertragungsfunktion bei je vier unterschiedlichen Netzresonanzfrequenzen f_{gr}^Y geben die Abbildungen 5.9(a) und 5.9(b). Hierbei stellt Abbildung 5.9(a) den Fall mit einer großen Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ und 5.9(b) den Fall mit einer kleinen Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 1,40 \text{ kHz}$ dar. In beiden Fällen ist zu erkennen, dass durch die Netzimpedanz eine zusätzliche Resonanzstelle auftritt. Gleichzeitig zeigen beide Abbildungen, dass die Resonanzstellen des Gesamtsystems sowohl von der Filterresonanzfrequenz als auch von der Netzresonanzfrequenz abhängen. Dies tritt insbesondere bei einer Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ und einer Netzresonanzfrequenz von $f_{gr}^Y = 4,91 \text{ kHz}$ auf. In diesem Fall bilden sich im kombinierten System aus Filter und Netz Resonanzstellen bei $1,50 \text{ kHz}$ und bei $3,29 \text{ kHz}$, welche aufgrund der Frequenzabweichungen zum Netz- bzw. Filtermodell nur eingeschränkt dem Netz oder dem Filter zugeordnet werden können. Für die folgenden Untersuchungen bedeutet dies, dass sich die angegebenen Filter- und Netzresonanzparameter im Allgemeinen nicht direkt im kombinierten Modell wiederfinden. Die genauen Resonanz- bzw. Antiresonanzparameter des kombinierten Modells müssen daher grundsätzlich anhand des kombinierten Modells berechnet werden. Die Angabe der Resonanzparameter des kombinierten Modells erfolgt wie bereits zuvor in Kapitel 5.2.2 durch f_r und f_a sowie A_r und A_a .

Da Frequenz und Amplitude der Resonanzstellen entscheidenden Einfluss auf das Betriebsverhalten netzparalleler Wechselrichter haben, werden diese im Folgenden näher betrachtet. Hierzu sind die Resonanzfrequenzen f_r und die Resonanzamplituden A_r der Übertragungsfunktion $G_{LCL,RLC}^{I_{fg}}(s)$ abhängig von der Resonanzstelle des Netzes f_{gr}^Y in Abbildung 5.10(a) bzw. 5.10(b) dargestellt. Es zeigt sich, dass mit steigender Netzresonanzfrequenz ebenfalls sämtliche Resonanzfrequenzen im kombinierten System $G_{LCL,RLC}^{I_{fg}}(s)$ steigen. Zu begründen ist dies mit der Wahl der Netzresonanzstelle über die Kapazität C_f sowie mit der Tatsache, dass Resonanzfrequenzen innerhalb eines Systems im Wesentlichen aus der Größe der Energiespeicher resultieren. Da durch die Verkleinerung der Kapazität die Zeitkonstanten innerhalb des Systems sinken, steigen die Resonanzfrequenzen. Hierbei ist es unerheblich, ob die Filterresonanzstelle $2,79 \text{ kHz}$, $1,98 \text{ kHz}$ oder $1,40 \text{ kHz}$ beträgt. Weiterhin zeigt Abbildung 5.10(a), dass sich die niedrigste Resonanzfrequenz in $G_{LCL,RLC}^{I_{fg}}(s)$, welche als durchgezogene Linie dargestellt ist, bei steigender Netzresonanzfrequenz an die Resonanzfrequenz

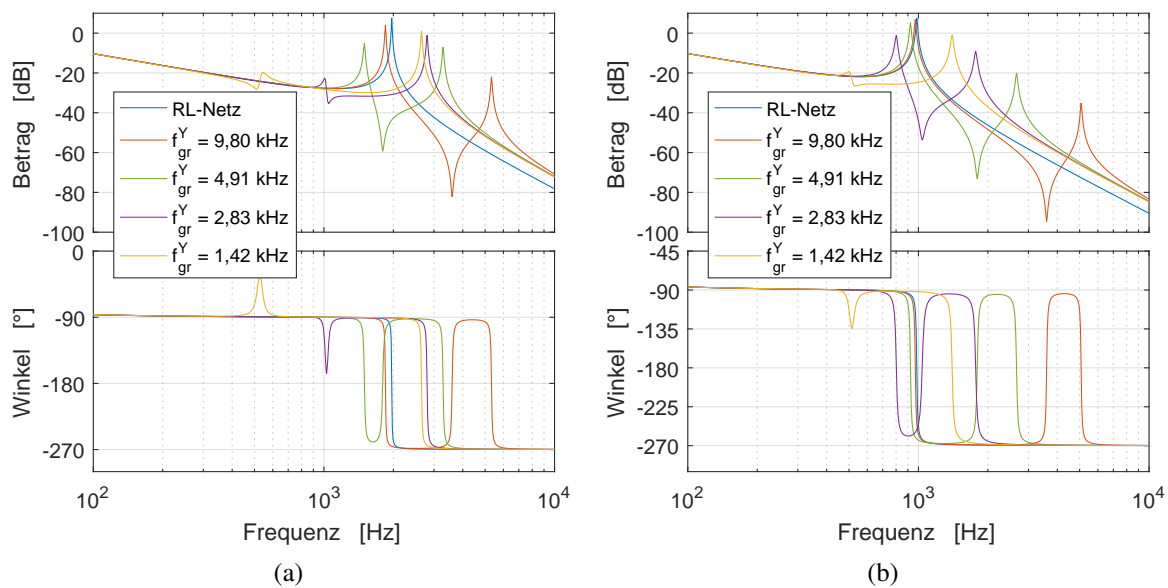


Abb. 5.9: Bodediagramme der Übertragungsfunktion $G_{LCL,RLC}^{I_{fg}}(s)$ bei unterschiedlichen Netzresonanzfrequenzen f_{gr}^Y im Vergleich zur Übertragungsfunktion $G_{LCL,RL}^{I_{fg}}(s)$. (a) $f_{fr} = 2,79$ kHz, (b) $f_{fr} = 1,40$ kHz

des Systems bestehend aus LCL-Filter und ohmsch-induktivem Netz annähert. Die Ursache hierfür ist wieder die Wahl der Netzresonanzfrequenz über die Kapazität C_f . Durch das Absenken der Kapazität steigt deren Reaktanz, was einen zunehmenden ohmsch-induktiven Charakter des Netzes zur Folge hat. Im Extremfall mit $C_f = 0$ und $R_{gp} \rightarrow \infty$ geht das schwingungsfähige Netzmodell gänzlich in das ohmsch-induktive über, Abbildung 5.3. Bei großen Netzresonanzfrequenzen kann diese Resonanzstelle daher der des Filters in Verbindung mit einem ohmsch-induktiven Netz zugeordnet werden. Die als Strichpunktlinie dargestellte Resonanzstelle kann aufgrund der Steigung von ungefähr 1 bei großen f_{gr}^Y der Netzresonanzstelle in Verbindung mit den Filterbauteilen zugeordnet werden. Darüber hinaus fallen bei jeder der drei betrachteten Filterresonanzfrequenzen je eine weitere Resonanzstelle innerhalb eines begrenzten Intervalls von f_{gr}^Y auf. Die Resonanzstelle für den Fall $f_{fr} = 1,40$ Hz ist ebenfalls im Bodediagramm 5.9(b) in der Kurve für $f_{gr}^Y = 9,80$ kHz bei $f_r = 0,63$ kHz enthalten, wenngleich sie aufgrund der extrem geringen Ausprägung nahezu unsichtbar ist. Aufgrund der extrem geringen Amplituden sind diese Resonanzstellen hier von untergeordneter Bedeutung und werden nicht weiter betrachtet. Die Amplituden sämtlicher Resonanzstellen in Abhängigkeit von der Netzresonanzfrequenz gehen aus Abbildung 5.10(b) hervor. Hieraus wird deutlich, dass das Absinken der Resonanzfrequenzen mit teils sinkenden und teils steigenden Amplituden einhergeht. Es ist demnach zu erwarten, dass Stabilitätsprobleme eines Wechselrichters am schwingungsfähigen Netz bei kleinen und großen Netzresonanzfrequenzen unterschiedlichen Resonanzstellen zuzuschreiben sind. Ferner ist ein Übergangsbereich, wie etwa bei $f_{fr} = 2,79$ kHz nahe $f_{gr}^Y = 4,6$ kHz, zu erkennen, dass beide Resonanzfrequenzen eine hohe Amplitude aufweisen und folglich zwei Resonanzstellen bei unterschiedlichen Frequenzen die Stabilität gefährden. Dieser Fall ist im Bodediagramm 5.9(a) in der Kurve mit $f_{gr}^Y = 2,79$ kHz abgebildet. Auch hier ist für hohe f_{gr}^Y erkennbar, dass sich die als durchgezogene Linien dargestellten Resonanzamplituden an die eines Systems aus LCL-Filter und

ohmsch-induktivem Netz annähern. Die in den Abbildungen 5.11(a) und 5.11(b) dargestellten Parameter der Antiresonanzstellen in Abhängigkeit von der Antiresonanzfrequenz f_{ga}^Y des Netzes zeigen, verglichen mit den Resonanzstellen, ein teilweise ähnliches Verhalten in Abhängigkeit von der Netzresonanzfrequenz. Bei den Antiresonanzfrequenzen wird jedoch deutlich, dass eine Verringerung der Netzresonanzfrequenz teilweise zu einer leichten Anhebung der Antiresonanzfrequenz führt. Die Amplitude einer Antiresonanzstelle je Variante hingegen verzeichnet in Abhängigkeit von der Netzantiresonanzfrequenz eine Steigung von ungefähr 1. Es kann festgehalten werden, dass diese Antiresonanzstelle weitestgehend der des Netzes entspricht. Hinsichtlich der Amplituden A_a zeigt sich, dass lediglich die dem Netz zugeordnete Antiresonanzstelle eine starke Abhängigkeit von f_{ga}^Y aufweist. Dieser Zusammenhang kann ebenfalls in den Bodediagrammen 5.9(a) und 5.9(b) beobachtet werden.

Die Untersuchungen zeigen deutlich, dass ein schwingungsfähiges Netz das Übertragungsverhalten von Umrichterspannung $u_c(t)$ zu Netzstrom $i_{fg}(t)$ erheblich beeinflussen kann. Insbesondere veranschaulicht dieses Kapitel, dass unter Einfluss von Netzresonanzen im Gesamtsystem Resonanzstellen entstehen können, die deutlich von denen des Filters bzw. des Netzes abweichen können. Aus diesem Grund wird im Folgenden der Einfluss von Netzresonanzen auf das Gesamtsystem analysiert.

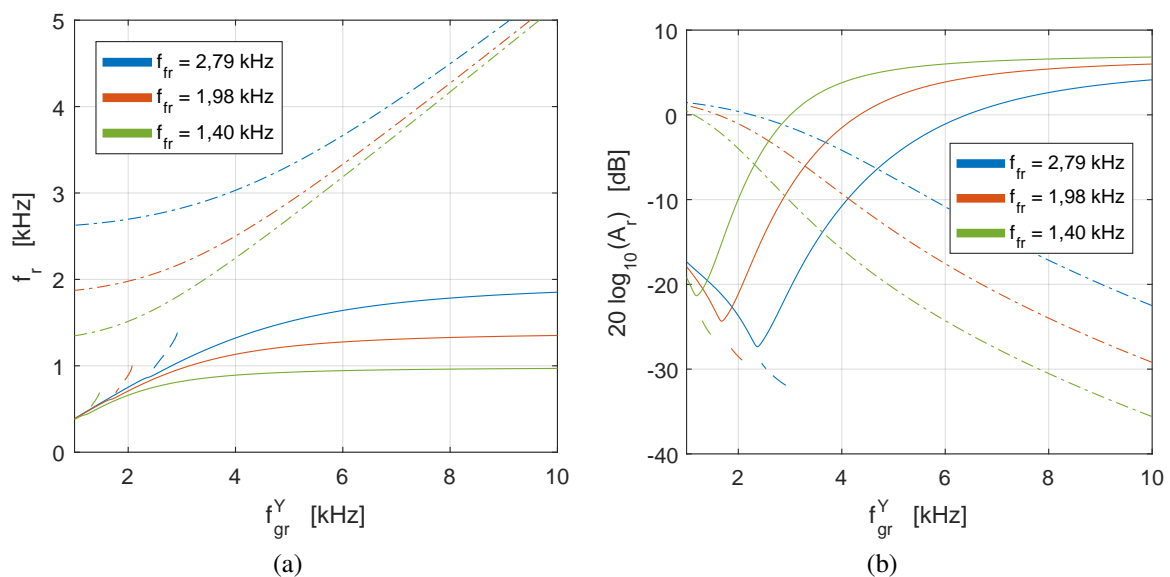


Abb. 5.10: Frequenzen und Amplituden der Resonanzstellen innerhalb der Übertragungsfunktion $G_{LCL,RLC}^{fg}(s)$ bei drei unterschiedlichen Filterresonanzfrequenzen f_{fr} und mit geringer Dämpfung innerhalb des Netzes. Gleiche Linienfarbe und Linienart in der linken und rechten Abbildung kennzeichnen gleiche Resonanzstellen. (a) Frequenz f_r , (b) Amplitude A_r

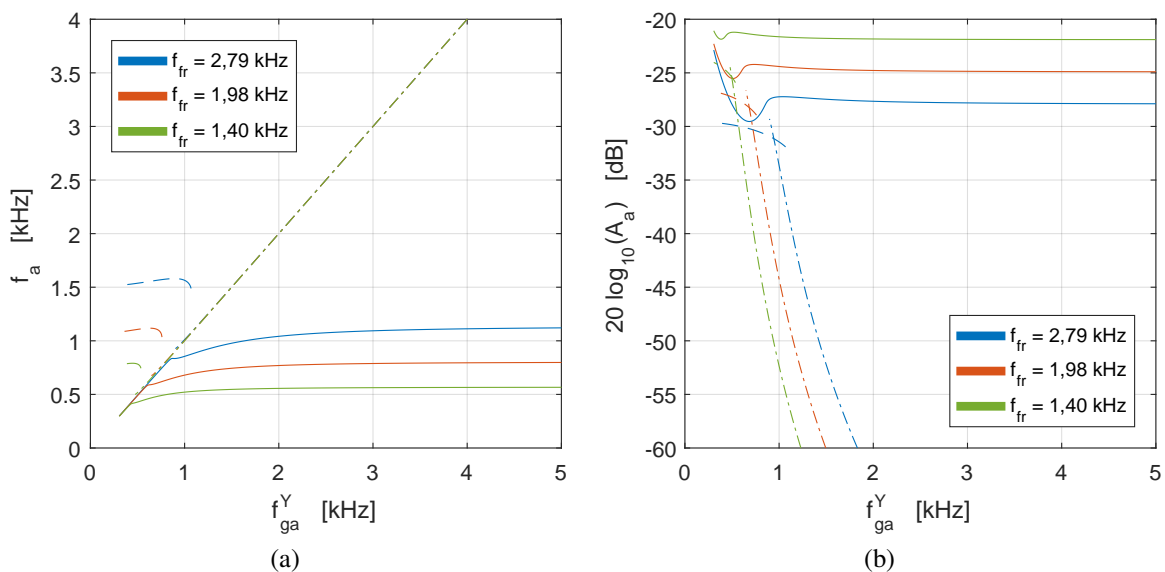


Abb. 5.11: Frequenzen und Amplituden der Antiresonanzstellen innerhalb der Übertragungsfunktion $G_{LCL,RLC}^{f_{fg}}(s)$ bei drei unterschiedlichen Filterresonanzfrequenzen f_{fr} und mit geringer Dämpfung innerhalb des Netzes. Gleiche Linienfarbe und Linienart in der linken und rechten Abbildung kennzeichnen gleiche Antiresonanzstellen. (a) Frequenz f_a , (b) Amplitude A_a

5.3 Systemverhalten unter Berücksichtigung des Netzes

Ziel dieses Kapitels ist die Untersuchung des Verhaltens eines netzparallelen Wechselrichters. Die Schwerpunkte hierbei sind zum einen der Betrieb von Wechselrichtern mit LCL-Filtern an ohmsch-induktiven und schwingungsfähigen Netzen in Kapitel 5.3.2. Diese Untersuchungen stellen eine Erweiterung der in Kapitel 4.1.7 am starren Netz durchgeführten Analysen dar. Zum anderen wird in Kapitel 5.3.3 die Anwendbarkeit der rückführungsbaasierten aktiven Dämpfung in Abhängigkeit vom ohmsch-induktiven und schwingungsfähigen Netz analysiert. Die hierzu vorbereitend durchgeführten Untersuchungen in Verbindung mit einem starren Netz finden sich in Kapitel 4.2. Im Sinne der Übersichtlichkeit dieser Arbeit werden die im weiteren Verlauf folgenden Untersuchungen mit LCL-Filter anhand eines Systems mit Netzstromregelung vorgenommen. Analoge Untersuchungen könnten ebenso für die Umrichterstromregelung durchgeführt werden.

Vor der detaillierten Betrachtung der beiden Schwerpunkte erfolgt zunächst einleitend eine kurze Analyse anhand eines Wechselrichters mit L-Filter unter Berücksichtigung des Netzes.

5.3.1 Wechselrichter mit L-Filter

In den nachfolgenden Ausführungen wird entsprechend der Abbildungen 5.6(c) und 5.6(d) zwischen einem ohmsch-induktiven und einem schwingungsfähigen Netz unterschieden.

Hierbei liegt der Fokus auf dem Fall mit schwingungsfähigem Netz, während die Varianten mit ohmsch-induktivem und starrem Netz als Referenz dienen. Bei der Modellierung entsprechend dem allgemeinen Ansatz (Kapitel 4.1.6) werden daher für Filter und Netz die Zustandsraummodelle $\Sigma_{d,L}$, $\Sigma_{d,L,RL}$ und $\Sigma_{d,L,RLC}$ angesetzt.

Ein Wechselrichter mit L-Filter am schwingungsfähigen Netz, Abbildung 5.6(d), weist starke Ähnlichkeit zu dem in Kapitel 4.1.7 untersuchten Wechselrichter mit LCL-Filter am starren Netz auf, Abbildung 5.6(b). Die Abweichung in der Schaltungstopologie ist der parallel zu $1/(j\omega C_g) + R_{gs}$ liegende Widerstand R_{gp} , welcher in LCL-Filtern üblicherweise nicht vorzufinden ist. Bis auf diese Ausnahme entspricht die Topologie des L-Filters am schwingungsfähigen Netz jener eines LCL-Filters. Neben der Ähnlichkeit in der Topologie liegen jedoch auch deutliche Unterschiede vor, auf die im Folgenden kurz eingegangen wird.

Zunächst ist offensichtlich, dass bei einem Wechselrichter mit L-Filter am schwingungsfähigen Netz keine Wahlmöglichkeit hinsichtlich des zu regelnden Stromes besteht, da der Umrichterstrom i_{fc} dem Netzstrom i_{fg} entspricht. Dies bedeutet, dass bei Betrachtung des Gesamtsystems lediglich ein Vergleich mit einem Wechselrichter mit LCL-Filter und Umrichterstromregelung durchgeführt werden kann. Ein weiterer wesentlicher Unterschied ist, dass bei einem Wechselrichter mit LCL-Filter die Bauteilparameter im Rahmen des Systemdesigns entsprechend der Bedürfnisse ausgelegt werden. Dies bedeutet insbesondere, dass die Resonanzfrequenz des LCL-Filters bewusst gewählt wird und lediglich eine Absenkung dieser durch die Netzreaktanz berücksichtigt werden muss. Bei einem Wechselrichter mit L-Filter am schwingungsfähigen Netz hingegen hängt die Resonanzfrequenz stark von der unbekanntem Netzkapazität ab. Diese wiederum ist, wie in Kapitel 3.5 dargelegt, abhängig vom Netzverknüpfungspunkt und der Tageszeit. Eine obere und untere Grenze für die zu erwartende Resonanzfrequenz könnten in der Praxis folglich nur durch empirische Untersuchungen angegeben werden. Weiterhin treten gravierende Unterschiede in der Dämpfung zutage. So weist das Netz im Allgemeinen insbesondere in den unteren Spannungsebenen verglichen mit LCL-Filtern hohe ohmsche Anteile auf. Während diese im Netz bedingt durch Kabel, Freileitungen, Transformatoren, etc. kaum vermeidbar sind, erfolgt bei LCL-Filtern eine konsequente Optimierung der parasitären ohmschen Anteile. Grundsätzlich ist daher davon auszugehen, dass die Resonanzstellen eines LCL-Filters erheblich weniger gedämpft sind als die des Netzes.

Die Pole des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit L-Filter am schwingungsfähigen Netz bei unterschiedlichen Netzresonanzfrequenzen f_{gr}^Y sind in Abbildung 5.12(a) dargestellt. Die Netzresonanz ist durch die Wahl von $R_{gs} = 0,05 \Omega$ und $R_{gp} = 2 \text{ k}\Omega$ nur im geringen Maße gedämpft. Die Abbildung 5.12(a) zeigt, dass durch die Netzresonanz ein Polpaar mit geringer Dämpfung im Regelkreis auftritt. Diese kann wie dargestellt bei $f_{gr}^Y = 6,21 \text{ kHz}$ den Regelkreis destabilisieren. Abbildung 5.12(b) zeigt einen vergrößerten Ausschnitt des Pol-Nullstellen-Diagramms. Zusätzlich bildet es die Wurzelortskurven der drei dargestellten Pole ab. Es zeigt sich, dass sich die Stabilitätsprobleme aufgrund der Netzresonanz nur sehr eingeschränkt durch ein Absenken der Reglerverstärkung beheben lassen. Den gleichen Ausschnitt, allerdings mit mittlerer Dämpfung durch das Netz, gibt Abbildung 5.12(c) wieder. Durch die höhere Dämpfung innerhalb des Netzes liegen die kritischen Pole tiefer innerhalb des Einheitskreises, sodass die Stabilität des Regelkreises unabhängig von der Netzresonanzfrequenz gewährleistet ist.

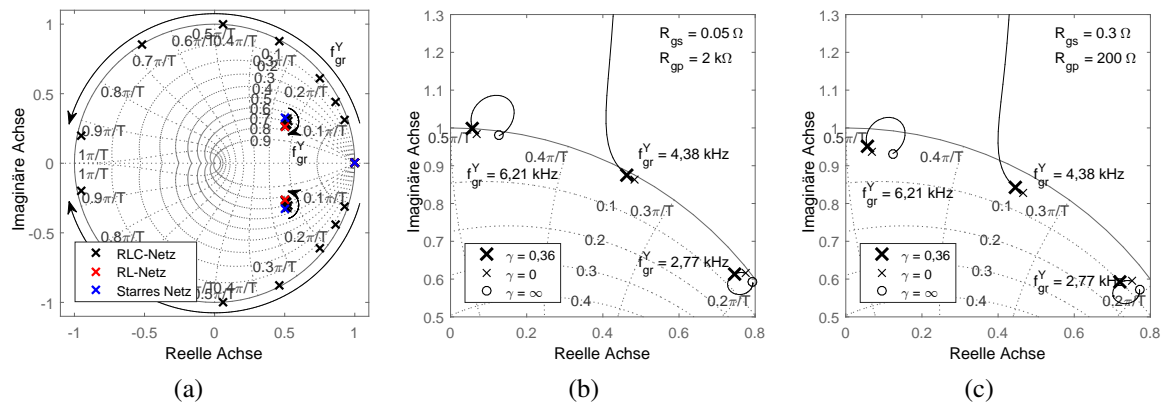


Abb. 5.12: Verlauf der Pole des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit L-Filter am schwingungsfähigen Netz in Abhängigkeit von der Netzresonanzfrequenz f_{gr}^Y , weitere Parameter im Anhang ab Seite 162 in Kapitel 9.2. (a) $f_{gr}^Y = \{1,40; 1,96; 2,77; 4,38; 6,21; 8,79; 13,9\}$ kHz mit niedriger Dämpfung durch das Netz, (b) Ausschnitt aus Abbildung 5.12(a) mit Wurzelortskurven und niedriger Dämpfung durch das Netz, (c) Ausschnitt aus Abbildung 5.12(a) mit Wurzelortskurven und mittlerer Dämpfung durch das Netz

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass die hier betrachteten Wechselrichter mit L-Filter an einem schwingungsfähigen Netz aufgrund der Netzresonanz instabil werden können. Die Gefahr der Instabilität besteht allerdings lediglich bei schwach gedämpften Netzresonanzstellen in einem begrenzten Frequenzbereich.

5.3.2 Wechselrichter mit LCL-Filter

Im vorangegangenen Kapitel 4.1.7 wird gezeigt, dass die Stabilität eines Wechselrichters mit LCL-Filter von der Frequenz und der Amplitude der Resonanzstelle des LCL-Filters abhängt. Ferner legt Kapitel 5.2.2 dar, dass die Resonanzstelle des LCL-Filters durch ein ohmsch-induktives Netz verschoben bzw. gedämpft wird. Darüber hinaus wird aus Kapitel 5.2.3 ersichtlich, dass auch die Berücksichtigung eines schwingungsfähigen Netzes die Resonanzeigenschaften des Systems verändert. Die Auswirkungen eines ohmsch-induktiven sowie eines schwingungsfähigen Netzes werden daher im Folgenden näher untersucht. Die hierbei zugrunde gelegten Parameter sind im Anhang ab Seite 162 in Kapitel 9.2 zusammengefasst.

Da die Resonanzstellen bei Berücksichtigung der Netzimpedanz aus der Kombination von Filter und Netz resultieren, werden sie im Folgenden nicht als Filter- oder Netzresonanzstelle mit den Parametern f_{fr} und A_{fr} oder f_{gr}^Y und A_{gr}^Y , sondern allgemein als Resonanzstelle bezeichnet. Die Parameter der Resonanzstellen lautet damit f_r bzw. A_r . Dies gilt analog auch bei Antiresonanzstellen.

Ohmsch-induktives Netz

In der wissenschaftlichen Literatur existieren zahlreiche Quellen, in denen Wechselrichter mit LCL-Filter an einem ohmsch-induktiven Netz untersucht werden; darunter [19], [27] und [28]. Die nachfolgenden Ausführungen dienen daher lediglich dazu, eine Grundlage für die Untersuchungen in Verbindung mit einem schwingungsfähigen Netz zu schaffen. Grundsätzlich gilt bei Wechselrichtern mit LCL-Filtern und Netzstromregelung, dass niedrige Filterresonanzfrequenzen das System instabil machen können [27], [28]. Ferner besteht bei Systemen mit ausreichend hochfrequenter Filterresonanzstelle die Gefahr, dass durch die Netzinduktivität die Resonanzfrequenz sinkt und das System hierdurch instabil wird [19].

Um die Auswirkungen eines ohmsch-induktiven Netzes an dem hier zugrunde gelegten System darzustellen, wird der stabile Betriebsbereich berechnet. Diese Berechnung erfolgt auf Basis der in Kapitel 4.1.6 beschriebenen allgemeinen Vorgehensweise. Zu diesem Zweck wird zunächst das Zustandsraummodell des offenen Regelkreises $\Sigma_{d,0}^{ifg}$ mit $\Sigma_{d,FG}^{ifg} = \Sigma_{d,LCL,RL}^{ifg}$ bestimmt. Hieraus wird anschließend mittels Gleichung (4.9) die Übertragungsfunktion des offenen Kreises $G_{d,0}^{ifg}(z)$ bestimmt und bei den unterschiedlichen Netzparametern hinsichtlich Stabilität untersucht.

Der stabile Betriebsbereich eines Wechselrichters mit LCL-Filter und Netzstromregelung in Abhängigkeit von der Induktivität und Resistanz des Netzes ist in den Abbildungen 5.13(a) und 5.13(b) dargestellt. Wie schon zuvor wird auch hier durch Darstellung der Netzresistenz bezogen auf die Basisresistenz R_g/R_b sowie die Netzinduktivität bezogen die Basisinduktivität L_g/L_b die Skalierbarkeit der Ergebnisse gewährleistet. Es ist ersichtlich, dass das System mit einer Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 2,79$ kHz bei einem rein induktiven Netz mit $L_g/L_b \geq 0,95\%$ instabil ist. Liegt die Filterresonanzfrequenz aufgrund einer anderen Auslegung des Filters bei lediglich $f_{fr} = 1,98$ kHz, beginnt der instabile Bereich bereits bei $L_g/L_b \geq 0,05\%$. Ursache für die Instabilität ist hier stets die Absenkung der Filterresonanzstelle durch die Netzinduktivität. Darüber hinaus zeigt sich, dass mit steigendem R_g/R_b der stabile Betriebsbereich wächst. Dies ist mit der zunehmenden Dämpfung der Resonanzstelle durch die Netzresistenz zu begründen.

Hierbei sei erwähnt, dass eine direkte Abhängigkeit des Stabilitätsbereichs von der Basisresistenz $R_b = U_{LL}^2/S_n$ bzw. der Basisinduktivität $L_b = U_{LL}^2/(S_n \omega_{gi})$ nicht vorliegt und diese daher als Konstanten zu betrachten sind. Dennoch ist die Angabe der Netzresistenz und der Netzinduktivität bezogen auf die Basisresistenz bzw. die Basisinduktivität aus zwei Gründen sinnvoll. Erstens besteht eine indirekte Abhängigkeit zwischen dem Stabilitätsbereich des netzparallelen Wechselrichters und der Basisresistenz bzw. der Basisinduktivität. Diese ist in der Berücksichtigung der Wechselrichterleistung bei der Auslegung der Filterkomponenten sowie der darauf aufbauenden Reglerauslegung begründet [12], [121], [127]. Zweitens folgt aus den Verhältnissen R_g/R_b und L_g/L_b das Kurzschlussleistungsverhältnis aus der Kurzschlussleistung des Netzes und der Nennleistung des Wechselrichters. Dieses Verhältnis ist bei der Anschlussbewertung von Erzeugungsanlagen von fundamentaler Bedeutung [21], [22], [63] und aufgrund der gewählten Darstellungsform direkt gegeben.

Bei den im Anschluss folgenden Untersuchungen mit schwingungsfähigen Netzen wird, sofern nicht anders angegeben, $R_g/R_b = 0,35\%$ und $L_g/L_b = 0,77\%$ zugrunde gelegt. Begründet ist die Wahl dieser relativ geringen Netzresistenz und Netzinduktivität in dem Ziel

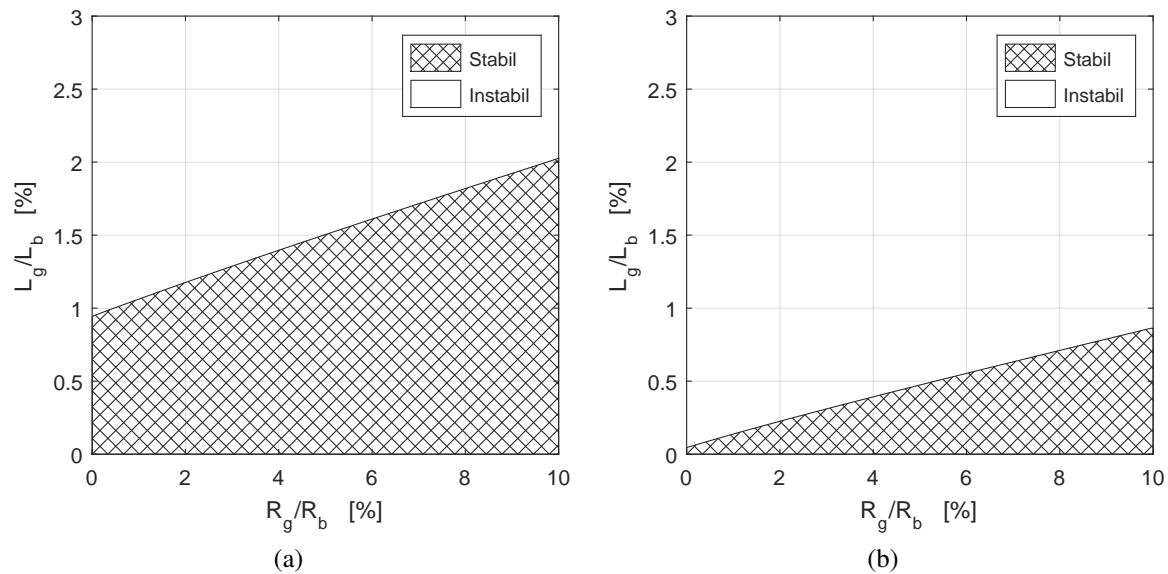


Abb. 5.13: Stabilitätsbereich eines Wechselrichters mit LCL-Filter und Netzstromregelung am ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen relativen Resistenzen R_g/R_b bzw. relativen Induktivitäten L_g/L_b . (a) Filterresonanzfrequenz $f_{fr} = 2,79$ kHz, (b) Filterresonanzfrequenz $f_{fr} = 1,98$ kHz

Instabilitäten durch Resonanzstellen in der Netzimpedanz zu untersuchen. Durch diese Parameterwahl können Instabilitäten aufgrund einer hohen Netzinduktivität zumindest teilweise vermieden werden, während das Netzmodell gleichzeitig hinreichend Induktivität aufweist, um gemeinsam mit der Netzkapazität C_g realitätsnahe Resonanzstellen hervorzurufen. Es zeigt sich, dass das System bei diesen Netzparametern im ohmsch-induktiven Fall bei $f_{fr} = 2,79$ kHz stabil und bei $f_{fr} = 1,98$ kHz instabil ist.

Schwingungsfähiges Netz

Die Analyse des Wechselrichterbetriebs mit LCL-Filter und schwingungsfähigem Netz hat das Ziel, die stabilen Betriebsbereiche des Systems in Abhängigkeit von der Netzresonanzstelle und der Dämpfung des Netzes zu bestimmen. Ferner werden die Mechanismen, die zur Instabilität führen, dargelegt. Die hierbei zugrunde gelegten Systemparameter sind im Anhang in Kapitel 9.2 ab Seite 162 zu finden. Abschließend erfolgt die Validierung der Ergebnisse anhand von Messungen.

Die Berechnung der stabilen Betriebsbereiche erfolgt auf Basis des offenen Regelkreises des Systems. Hierbei wird ein System mit Netzstromregelung zugrunde gelegt. Die Übertragungsfunktionen $G_{d,0}^{ifg}(z)$ des offenen und $G_{d,w}^{ifg}(z)$ des geschlossenen Regelkreises resultieren aus der in Kapitel 4.1.6 vorgestellten Modellierung. Hierbei gilt im Falle eines schwingungsfähigen Netzes

$$\Sigma_{d,FG}^{ifg} = \Sigma_{d,LCL,RLC}^{ifg} \quad , \quad (5.29)$$

im Falle eines ohmsch-induktiven Netzes

$$\Sigma_{d,FG}^{i_{fg}} = \Sigma_{d,LCL,RL}^{i_{fg}} \quad (5.30)$$

und im Falle eines starren Netzes

$$\Sigma_{d,FG}^{i_{fg}} = \Sigma_{d,LCL}^{i_{fg}} \quad (5.31)$$

Ferner wird sowohl für das schwingungsfähige als auch für das ohmsch-induktive Netz $R_g/R_b = 0,35\%$ und $L_g/L_b = 0,77\%$ gewählt. Die Resonanzstelle des Netzes wird folglich über die Wahl der Kapazität C_g und die Widerstände R_{gs} sowie R_{gp} eingestellt.

Eine Übersicht über die stabilen Betriebsbereiche eines Systems mit schwingungsfähigem, ohmsch-induktivem und starrem Netz gibt Abbildung 5.14. Hierbei sind die stabilen Betriebsbereiche beim schwingungsfähigen Netz in Abhängigkeit von der Filterresonanzfrequenz f_{fr} und der Netzresonanzfrequenz f_{gr}^Y bei drei unterschiedlich starken Dämpfungen des Netzes durch R_{gs} und R_{gp} dargestellt. Der stabile Betriebsbereich mit ohmsch-induktivem bzw. starrem Netz in Abhängigkeit von der Filterresonanzfrequenz f_{fr} ist zum Vergleich daneben vorzufinden. Die Kreuze markieren Punkte, die im Verlauf dieses Kapitel im Detail betrachtet werden.

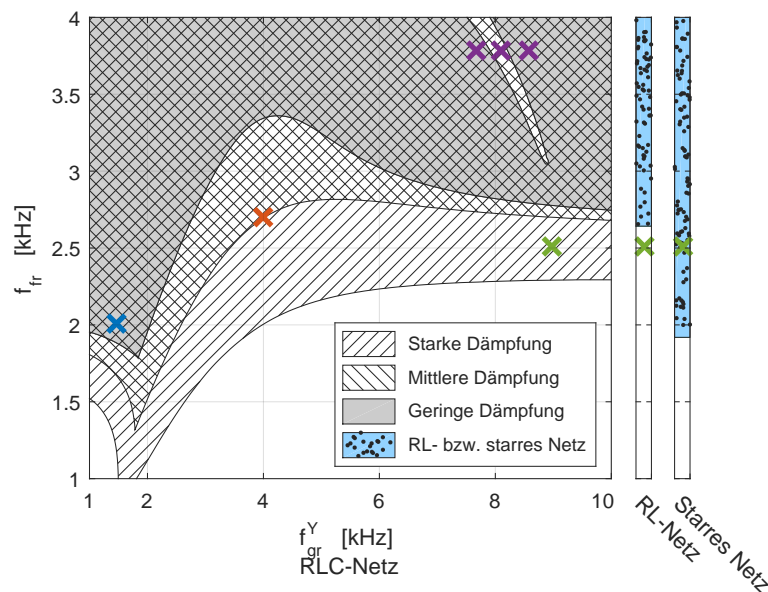


Abb. 5.14: Stabile Betriebsbereiche eines Wechselrichters mit LCL-Filter und Netzstromregelung an einem schwingungsfähigen Netz („RLC-Netz“) bei unterschiedlich stark gedämpften Netzresonanzstellen entsprechend Tabelle 9.4 im Anhang auf Seite 162, an einem ohmsch-induktiven Netz („RL-Netz“) sowie an einem starren Netz. Bodediagramme ausgewählter Fälle finden sich in den Abbildungen 5.15(a) (x), 5.15(b) (x), 5.16(a) (x) und 5.16(b) (x)

Aus Abbildung 5.14 geht hervor, dass beim schwingungsfähigen Netz die Netzresonanzfrequenz, die Dämpfung des Netzes und die Filterresonanzfrequenz großen Einfluss auf die Stabilität des Systems haben. Es zeigt sich, dass das System bei Netzresonanzfrequenzen im Intervall $1\text{ kHz} \leq f_{gr}^Y \leq 2\text{ kHz}$ bei geringer Dämpfung und einer Filterresonanzfrequenz

oberhalb von $f_{fr} = 2\text{kHz}$ stabil ist. Dies entspricht ungefähr dem Fall eines starren Netzes, bei dem die Filterresonanzfrequenz für Stabilität mindestens $1,94\text{kHz}$ betragen muss. Darüber hinaus führt ein stark gedämpftes schwingungsfähiges Netz bei Netzresonanzfrequenzen in der Nähe von 2kHz zu einem erheblich größeren Stabilitätsbereich. Details für den Fall $f_{fr} = 2\text{kHz}$ und $f_{gr}^Y = 1,5\text{kHz}$ zeigen die Bodediagramme des offenen Regelkreises in Abbildung 5.15(a). Wie zu erkennen, wird die für die Stabilität und Robustheit kritische Resonanzstelle bei $1,94\text{kHz}$ gedämpft. Eine deutliche Anhebung der Amplitudenreserve ist hierdurch allerdings nicht zu verzeichnen, wenngleich gezeigt werden kann, dass die dynamischen Eigenschaften des mittels Einheitsrückführung geschlossenen Regelkreises deutlich besser werden.

Bei Netzresonanzfrequenzen um 10kHz ist zu erkennen, dass die minimale Filterresonanzfrequenz für ein stabiles System ungefähr beim gleichen Wert wie bei einem System mit ohmsch-induktivem Netz liegt, Abbildung 5.14. Dies ist darin begründet, dass die steigende Netzresonanzfrequenz durch das Absenken der Netzkapazität C_g realisiert wird. Hierdurch steigt die Reaktanz des Pfades über C_g und R_{gs} und die Schaltung des schwingungsfähigen Netzes nähert sich der des ohmsch-induktiven Netzes an (vgl. Abbildung 5.3). Die Abweichung des Stabilitätsbereichs zwischen der mittleren und der starken Dämpfung ist mit der Dämpfung durch R_{gp} zu erklären. Die offenen Regelkreise mit den unterschiedlichen Netzen sind in Abbildung 5.15(b) dargestellt. Die Abbildung veranschaulicht die Ähnlichkeit der kritischen Resonanzstelle beim ohmsch-induktiven und schwingungsfähigen Netz mit $f_{gr} = 9\text{kHz}$. Gleichzeitig fällt auf, dass die Resonanzstelle des offenen Kreises mit schwingungsfähigem Netz trotz $R_g = R_{go} + R_{gi}$ und $L_g = L_{go} + L_{gi}$ leicht unter dem Fall mit ohmsch-induktivem Netz liegt. Folglich wird die für die Stabilität kritische Resonanzstelle durch die Kapazität des Netzes zusätzlich abgesenkt.

Die stärkste Beeinträchtigung des stabilen Betriebsbereichs durch die Netzresonanzstelle ist im Intervall von $2\text{kHz} \leq f_{gr}^Y \leq 8\text{kHz}$ gegeben, Abbildung 5.14. Gleichzeitig hat hier die Dämpfung des Netzes jedoch den größten Einfluss. Die Abbildung zeigt, dass bei einem schwach gedämpften Netz mit der ungünstigsten Resonanzfrequenz von $4,2\text{kHz}$ das System erst ab einer Filterresonanzfrequenz von $3,4\text{kHz}$ stabil ist. Ein Netz mit mittlerer Dämpfung hat hingegen die ungünstigste Resonanzfrequenz im Bereich um $5,25\text{kHz}$, was eine Filterresonanzfrequenz von mindestens $2,8\text{kHz}$ für Stabilität erfordert. Bei einem stark gedämpften schwingungsfähigen Netz liegt hingegen die minimale Filterresonanzfrequenz stets unter der eines ohmsch-induktiven Netzes, Abbildung 5.14. Das Zustandekommen der Instabilität durch die Netzresonanz kann Abbildung 5.16(a) entnommen werden. Dargestellt ist hier die Übertragungsfunktion des offenen Kreises $G_{d,0}^{I_{fs}}(z)$ bei $f_{fr} = 2,7\text{kHz}$ und $f_{gr}^Y = 4\text{kHz}$ mit drei unterschiedlich stark gedämpften Netzen. Wie zu erkennen, resultiert die Instabilität im Falle der geringen Dämpfung aus der Unterschreitung des Phasenwinkels von -180° bei $1,28\text{kHz}$ in Verbindung mit dem Betrag oberhalb von 0dB . Ursächlich hierfür ist die Resonanzstelle bei $1,3\text{kHz}$. Wie bereits in Kapitel 5.2.3 dargestellt, kann diese eindeutig weder auf das Netz oder das Filter zugeführt werden, sondern resultiert aus deren Kombination. Bei mittlerer Dämpfung des Netzes ist das System hingegen nahezu grenzstabil, während es bei starker Dämpfung stabil ist. Zusätzlich erhöht die Dämpfung den Phasen- und Amplitudenrand, sodass bei starker Dämpfung eine robuste Stabilität erreicht wird.

Schlussendlich fällt in Abbildung 5.14 ein bei geringer Dämpfung instabiler Bereich um $f_{gr}^Y = 8,2\text{kHz}$ auf. Die dazugehörigen Bodediagramme der offenen Kette bei $f_{fr} = 3,74\text{kHz}$

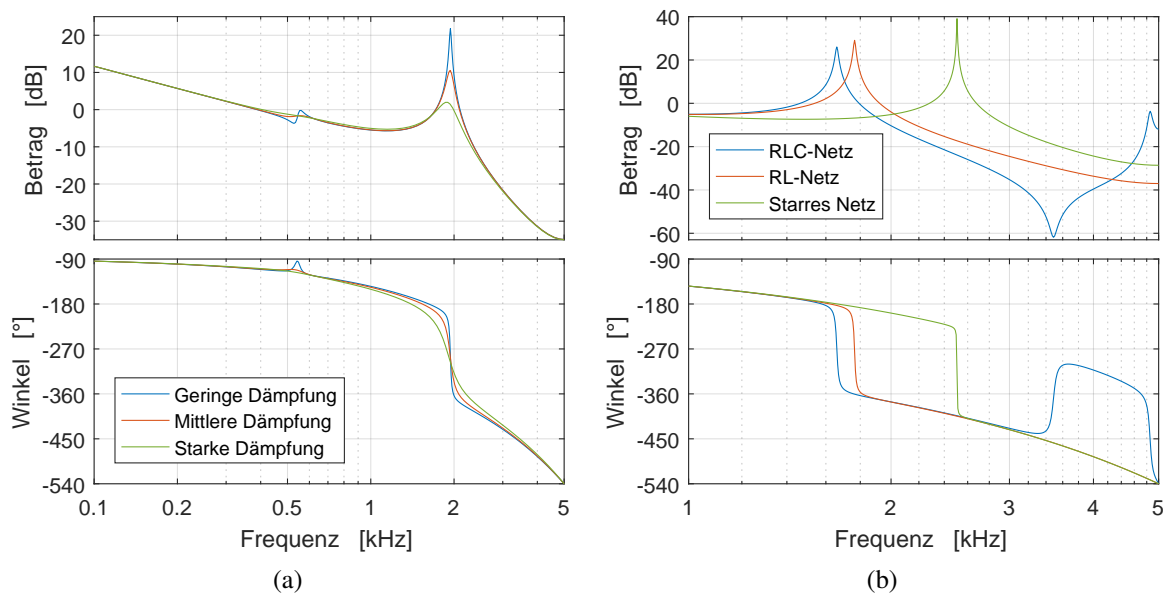


Abb. 5.15: Übertragungsfunktion des offenen Kreises $G_{d,0}^{J_{fg}}(z)$ eines Wechselrichters mit LCL-Filter und Netzstromregelung, (a) $f_{fr} = 2,0\text{ kHz}$ sowie schwingungsfähiges Netz mit $f_{gr}^Y = 1,5\text{ kHz}$ bei unterschiedlich starker Dämpfung des Netzes, (b) $f_{fr} = 2,5\text{ kHz}$ sowie schwingungsfähiges Netz mit $f_{gr}^Y = 9,0\text{ kHz}$ und geringer Dämpfung im Vergleich mit einem ohmsch-induktiven und einem starren Netz

zeigt Abbildung 5.16(b). Als Netzresonanzfrequenz werden hierbei $f_{gr}^Y = 8,1\text{ kHz}$ sowie je eine weitere im stabilen Bereich leicht ober- und unterhalb gewählt. Es zeigt sich, dass diese Instabilität aus der Diskretisierung des Systems resultiert. So ist zu erkennen, dass im Fall $f_{gr}^Y = 8,1\text{ kHz}$ bei der Nyquist-Frequenz $f_s/2 = 5\text{ kHz}$ ein Phasenwinkel von -540° bei gleichzeitig positiver Verstärkung vorliegt. Dies würde beim Schließen des offenen Regelkreises zu einem instabilen System führen [222].

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass Resonanzstellen im Netz im Frequenzbereich zwischen ungefähr 3 kHz und 10 kHz zu einer Verkleinerung des Stabilitätsbereichs gegenüber einem System mit ohmsch-induktivem Netz führen können. Ferner zeigt sich, dass die Dämpfung des Netzes einen großen Einfluss auf den stabilen Betriebsbereich hat. So zeigt Abbildung 5.14, dass bereits ein Netz mit mittlerer Dämpfung bei Netzresonanzfrequenzen unterhalb 3 kHz einen deutlich größeren und oberhalb einen nur leicht kleineren Stabilitätsbereich gegenüber dem System mit ohmsch-induktivem Netz zur Folge hat. Details zu den Auswirkungen der Dämpfung des Netzes durch R_{gs} und R_{gp} in Abhängigkeit von der Netzresonanzfrequenz auf den Stabilitätsbereich sind im Anhang auf Seite 169 in den Abbildungen 9.6(a) und 9.6(b) für einen Wechselrichter mit einer Filterresonanzfrequenz von 2,79 kHz sowie in den Abbildungen 9.7(a) und 9.7(b) für einen mit 1,98 kHz dargestellt.

Die Validierung der analytischen Ergebnisse erfolgt anhand des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums auf Basis von Messungen an einem netzparallelen Wechselrichter im Labor [192]. Gemessen werden die positive und negative Sequenz der Ausgangsimpedanz $\underline{Z}_o^+(f)$ und $\underline{Z}_o^-(f)$ des Wechselrichters bei unterschiedlichen Filterresonanzfrequenzen sowie die Sequenzen der Netzimpedanz $\underline{Z}_g^+(f)$ und $\underline{Z}_g^-(f)$ mit unterschiedlichen Netzresonanzfre-

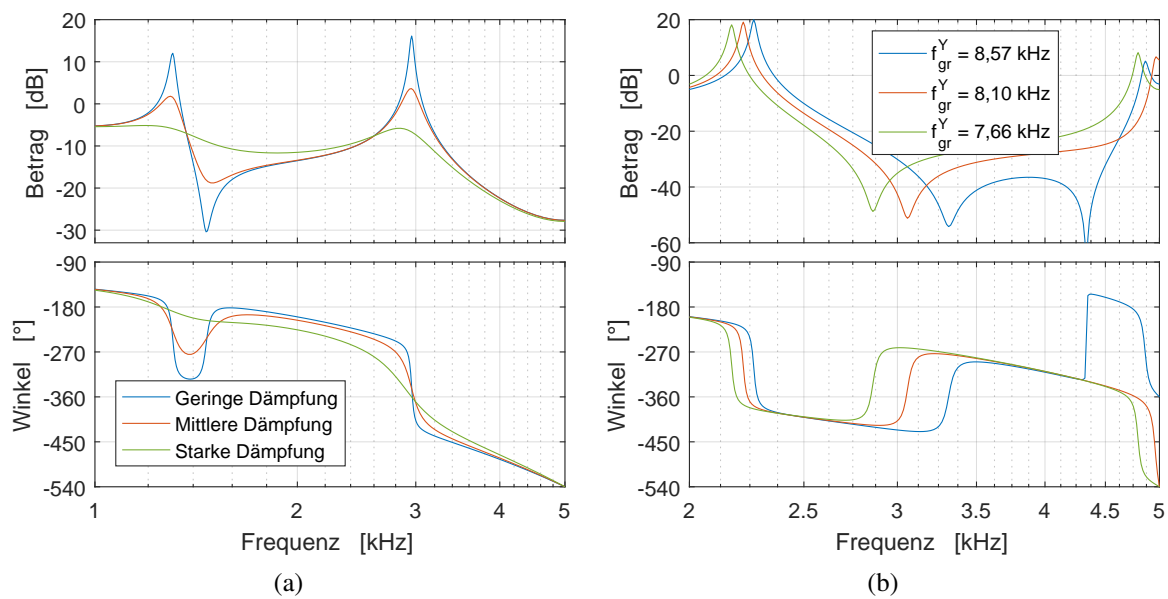


Abb. 5.16: Übertragungsfunktion des offenen Kreises $G_{d,0}^{I_{fg}}(z)$ eines Wechselrichters mit LCL-Filter und Netzstromregelung, (a) $f_{fr} = 2,7\text{ kHz}$ sowie schwingungsfähiges Netz mit $f_{gr}^Y = 4,0\text{ kHz}$ bei unterschiedlich starker Dämpfung des Netzes, (b) $f_{fr} = 3,8\text{ kHz}$ sowie schwingungsfähiges Netz mit geringer Dämpfung und unterschiedlichen Resonanzfrequenzen

quenzen. Bei Aussagen, die beide Sequenzen betreffen, wird im Folgenden auf die Angabe der Sequenz verzichtet und abkürzend $\underline{Z}_o(f)$ bzw. $\underline{Z}_g(f)$ als Schreibweise gewählt.

Wie schon in Kapitel 4.3.1 erfolgen die Messungen mittels sequenzieller, monofrequenter Anregung durch einen Anreghostromgenerator bei den gewünschten Frequenzen. Das einphasige Ersatzschaltbild des Messaufbaus ist in Abbildung 4.17 dargestellt. Das Netzmodell stellt dabei die Impedanz des elektrischen Versorgungsnetzes dar, Kapitel 5.1. Da aufgrund des Impedanzverhältnisses von $\underline{Z}_g(f)$ und $\underline{Z}_o(f)$ der Widerstand R_v zwischen dem Verknüpfungspunkt und dem Netzmodell bei der Messung von $\underline{Z}_o(f)$ benötigt wird, erfolgen die Messungen der Ausgangs- und der Netzimpedanz nacheinander. Eine Beeinträchtigung der Messdaten ist hierdurch nicht gegeben, da sowohl das Netz als auch der Wechselrichter als zeitinvariant angenommen werden können.

Die Abbildungen 5.17(a) und 5.17(b) zeigen das Verhältnis aus Netz- und Ausgangsimpedanz $\underline{Z}_g(f)/\underline{Z}_o(f)$ ohne und mit einem ohmsch-induktiven Netzmodell. Wie auch in der Analytik (siehe Abbildung 5.14) ist der Wechselrichter mit einer Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 2,79\text{ kHz}$ sowohl ohne als auch mit ohmsch-induktivem Netz stabil. Sinkt die Filterresonanzfrequenz jedoch auf $f_{fr} = 1,98\text{ kHz}$, wird das System mit ohmsch-induktivem Netz instabil, da der kritische Punkt $(-1, j0)$ in Richtung wachsender Frequenzen links der Ortskurve von $\underline{Z}_g(f)/\underline{Z}_o(f)$ liegt. Die Ortskurven mit einem schwingungsfähigen Netz sind in den Abbildungen 5.18(a) und 5.18(b) dargestellt. Im Falle von $f_{fr} = 2,79\text{ kHz}$ zeigt sich, dass das System aus Netz und Wechselrichter bei allen Varianten stabil ist, obgleich mit steigender Netzresonanzfrequenz die Ausdehnung der Ortskurve zunimmt und das System daher näher an den Rand der Stabilität kommt. Bei einer Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 1,98\text{ kHz}$ ist

das System ab $f_{gr}^Y = 3,45 \text{ kHz}$ instabil. Unter Berücksichtigung der starken Dämpfung im Labor decken sich diese Ergebnisse mit denen aus der Analyse des offenen Regelkreises $G_{d,0}^{ifg}(z)$ in Abbildung 5.14.

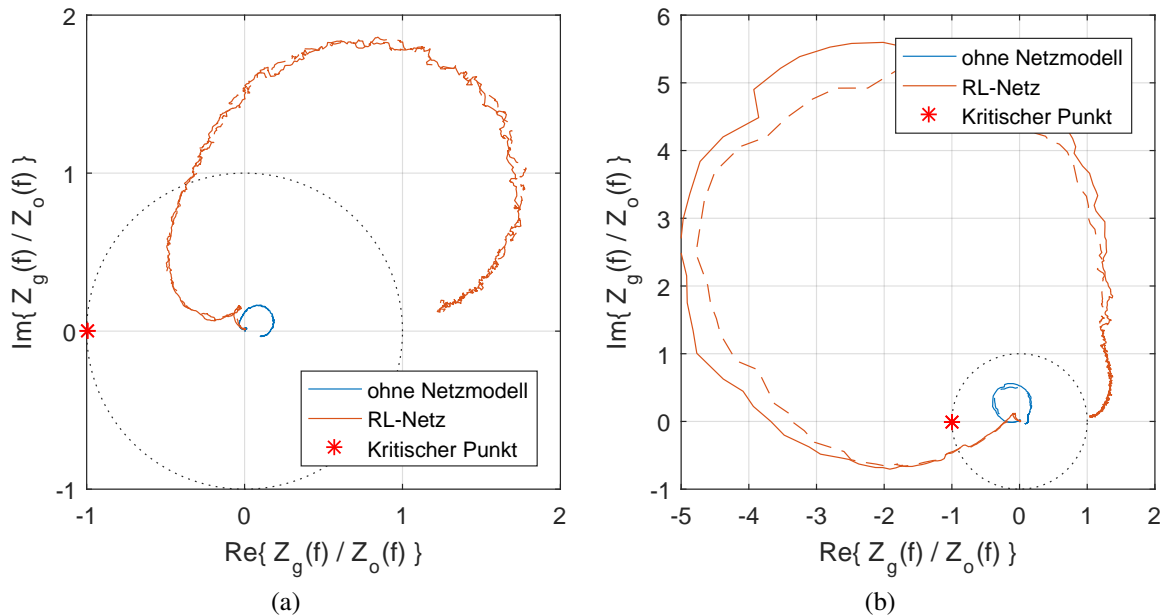


Abb. 5.17: Verhältnis aus gemessener Netzimpedanz $\underline{Z}_g(f)$ und gemessener Ausgangsimpedanz $\underline{Z}_o(f)$ bei einem Wechselrichter mit LCL-Filter und Netzstromregelung. Durchgezogene Linien: $\underline{Z}_g^+(f)/\underline{Z}_o^+(f)$, gestrichelte Linien: $\underline{Z}_g^-(f)/\underline{Z}_o^-(f)$, (a) $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$, (b) $f_{fr} = 1,98 \text{ kHz}$

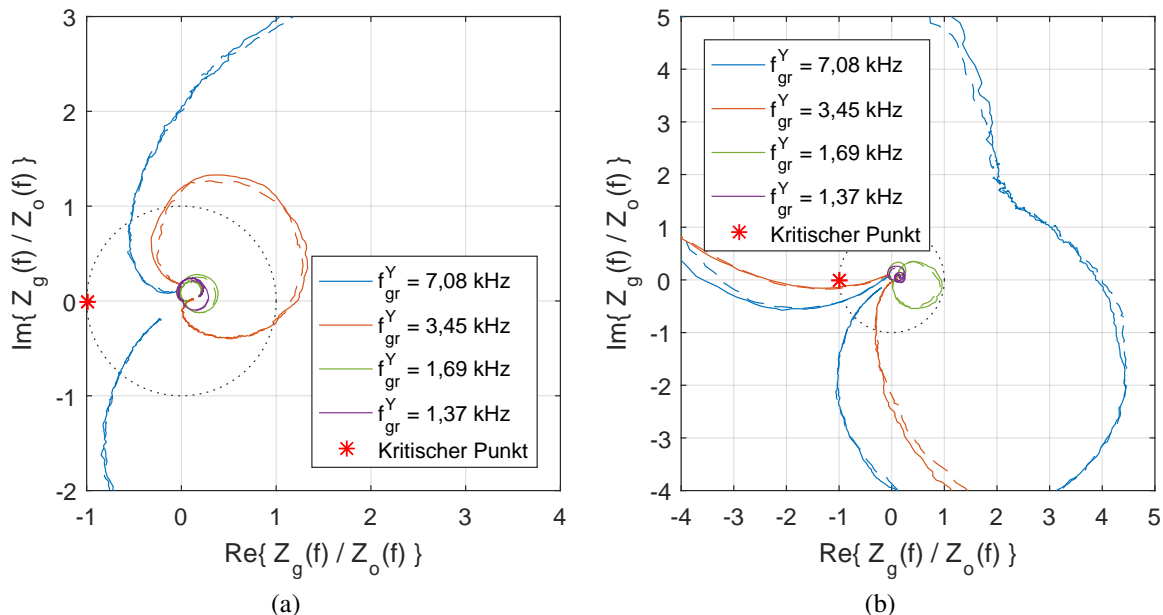


Abb. 5.18: Verhältnis aus gemessener Netzimpedanz $\underline{Z}_g(f)$ und gemessener Ausgangsimpedanz $\underline{Z}_o(f)$ bei einem Wechselrichter mit LCL-Filter und Netzstromregelung. Durchgezogene Linien: $\underline{Z}_g^+(f)/\underline{Z}_o^+(f)$, gestrichelte Linien: $\underline{Z}_g^-(f)/\underline{Z}_o^-(f)$, (a) $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$, (b) $f_{fr} = 1,98 \text{ kHz}$

In Ergänzung zur Untersuchung der Impedanzen werden die Ergebnisse auch anhand der Sprungantwort validiert. Zu diesem Zweck wird das Modell des geschlossenen Regelkreises $\Sigma_{d,w}^{ifg}$ aus $\Sigma_{d,0}^{ifg}$ mit

$$\Sigma_{d,FG}^{ifg} = \Sigma_{d,LCL,RLC}^{ifg} \quad (5.32)$$

entsprechend Gleichung (4.61) berechnet. Den instabilen Bereich eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 1,98 \text{ kHz}$ in Abhängigkeit von der Netzresonanzfrequenz zeigt Abbildung 5.19(a). Zusätzlich ist die Ausregelzeit und die Überschwingweite aufgetragen. Wie schon zuvor ist zu erkennen, dass das System ab einer Netzresonanzfrequenz von ungefähr $f_{gr}^Y = 3 \text{ kHz}$ instabil wird. Das Sinken der Überschwingweite mit steigendem f_{gr}^Y kann durch den zunehmend induktiven Charakter des Netzes im unteren Frequenzbereich bei sinkendem C_g erklärt werden. Das insgesamt hohe Niveau der Überschwingweite ist durch die Wahl von $\gamma = 0,36$ bei der Reglerauslegung bedingt. Im Vergleich zu den gemessenen Sprungantworten in Abbildung 5.19(b) kann festgehalten werden, dass sowohl die Überschwingweite als auch die Ausregelzeit in Einklang mit den berechneten Werten liegen. Eine tabellarische Gegenüberstellung der Ergebnisse aus den Berechnungen und den Messungen erfolgt in Tabelle 5.2.

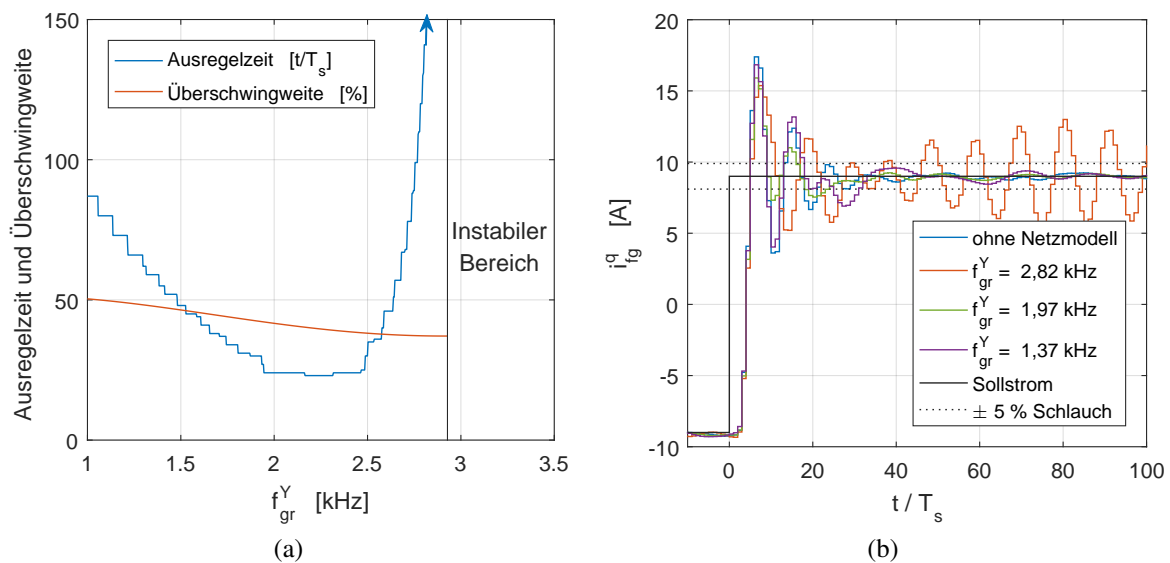


Abb. 5.19: Sprungantwort eines Wechselrichters mit LCL-Filter ($f_{fr} = 1,98 \text{ kHz}$) und Netzstromregelung ($\gamma = 0,36$) in Abhängigkeit von der Resonanzfrequenz f_{gr} des Netzes. (a) Berechnete Ausregelzeit und Überschwingweite auf Basis des Zustandsraummodells mit $R_{gs} = 1 \Omega$ und $R_{gp} = 2000 \Omega$ (b) Im Labor gemessene Sprungantworten,

Tab. 5.2: Parameter der berechneten und gemessenen Sprungantworten in den Abbildungen 5.19(a) und 5.19(b)

Netzkonfiguration	Überschwingweite [%]		Ausregelzeit [t/T_s]	
	Analytik	Messung	Analytik	Messung
Starres Netz / ohne Netzmodell	Instabil	46,6	Instabil	20
$f_{gr}^Y = 2,82 \text{ kHz}$	37,2	35,4	172	375
$f_{gr}^Y = 1,97 \text{ kHz}$	41,9	38,4	24	23
$f_{gr}^Y = 1,37 \text{ kHz}$	47,6	43,5	59	30

5.3.3 Wechselrichter mit LCL-Filter und aktiver Dämpfung

Wie in Kapitel 4.2 erörtert, existieren zahlreiche Veröffentlichungen, in denen die aktive Dämpfung untersucht wird. In Ergänzung hierzu werden in Kapitel 4.2.2 die Auswirkungen unterschiedlicher rückführungsbasierter aktiver Dämpfungsverfahren bei einem Wechselrichter mit Netzstromregelung am starren Netz analysiert. Hierbei ist allerdings zu beachten, dass die Netzimpedanz das Regelverhalten eines netzparallelen Wechselrichters stark beeinflussen kann. Im Folgenden wird daher in Ergänzung zu den Untersuchungen in Kapitel 4.2.2 sowie der vorzufindenden Literatur, die rückführungsbasierte aktive Dämpfung eines Wechselrichters mit LCL-Filter und Netzstromregelung unter Berücksichtigung der Netzimpedanz analysiert. Die Ziele dieses Kapitels sind folglich die Identifizierung und Analyse der geeigneten rückführungsbasierten aktiven Dämpfungsverfahren unter Berücksichtigung eines ohmsch-induktiven und eines schwingungsfähigen Netzes.

Die Modellierung erfolgt auf Basis des in Kapitel 4.2.1 eingeführten erweiterten verallgemeinerten Ansatzes. Hierbei wird für den Fall mit schwingungsfähigem Netz

$$\Sigma_{d,FG} = \Sigma_{d,LCL,RLC} \quad , \quad (5.33)$$

für den Fall mit ohmsch-induktivem Netz

$$\Sigma_{d,FG} = \Sigma_{d,LCL,RL} \quad (5.34)$$

und für den Referenzfall mit starrem Netz

$$\Sigma_{d,FG} = \Sigma_{d,LCL} \quad (5.35)$$

angesetzt. Die Wahl der Ausgangsgröße des Zustandsraummodells $\Sigma_{d,FG}$ ist bei der Formulierung des offenen Regelkreises abhängig von der zur aktiven Dämpfung rückgeführten Größe und dem zu regelnden Strom. Als rückgeführte Größen kommen wie schon in Kapitel 4.2.2 der Filterkondensatorstrom $i_f(k)$ und die Filterkondensatorspannung $u_{cf}(k)$ zum Einsatz. Diese werden über ein Proportionalglied, einen Differenzierer oder einen Integrierer zurückgeführt. Die entsprechenden Zustandsraummodelle $\Sigma_{d,AD}$ sind im Anhang in Kapitel 9.5 auf Seite 168 vorzufinden. Eine Zusammenfassung der bei den Untersuchun-

gen verwendeten Systemparametern ist in Kapitel 9.2 im Anhang ab Seite 162 gegeben. Um die Vergleichbarkeit zwischen den unterschiedlichen Netzvarianten sicherzustellen gilt $R_g = R_{go} + R_{gi}$ sowie $L_g = L_{go} + L_{gi}$. Zusätzlich erfolgt wie bereits in vorangegangenen Kapiteln zwecks Übertragbarkeit und Skalierbarkeit der Ergebnisse ein Bezug der Netzresistanz R_g auf die Basisresistanz des Wechselrichters R_b und der Netzinduktivität L_g auf die Basisinduktivität des Wechselrichters L_b . Folglich sind die Ergebnisse abhängig von der Wechselrichterleistung bezogen auf die komplexwertige Kurzschlussleistung des Netzverknüpfungspunktes.

Ohmsch-induktives Netz

Durch ein ohmsch-induktives Netz können die Pole eines netzparallelen Wechselrichters stark verschoben werden. Im Folgenden werden daher die in Kapitel 4.2.2 mit starrem Netz und einer Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ untersuchten aktiven Dämpfungsverfahren hinsichtlich der Anwendbarkeit bei ohmsch-induktiven Netzen neu bewertet. Hierzu werden zunächst die P-Rückführung von $i_f(k)$ mit $k_{AD} = 10$, die I-Rückführung von $i_f(k)$ mit $k_{AD} = 2$ und die D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ mit $k_{AD} = 10$ betrachtet, da diese Varianten das Regelverhalten mit starrem Netz positiv beeinflussen, vgl. Abbildungen 4.14(a), 4.14(c) und 4.15(b) in Kapitel 4.2.2. Die Verläufe der Pole der geschlossenen Regelkreise in Abhängigkeit von der Netzinduktivität L_g sind in den Abbildungen 5.20(a) bis 5.20(c) dargestellt. Es zeigt sich, dass die Pole mit steigender Netzinduktivität den Einheitskreis verlassen und das System folglich instabil wird. Während ohne aktive Dämpfung das System bei $L_g/L_b \geq 1\%$ instabil ist, führt die aktive Dämpfung durch P-Rückführung von $i_f(k)$ bei $L_g/L_b \geq 0,63\%$, I-Rückführung von $i_f(k)$ bei $L_g/L_b \geq 1,58\%$ und D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ bei $L_g/L_b \geq 0,98\%$ zu Instabilität, Abbildungen 5.20(a) bis 5.20(c). Aufgrund dessen sind diese Varianten zur aktiven Dämpfung bei steigenden Netzinduktivitäten nur eingeschränkt zweckdienlich und teilweise sogar kontraproduktiv.

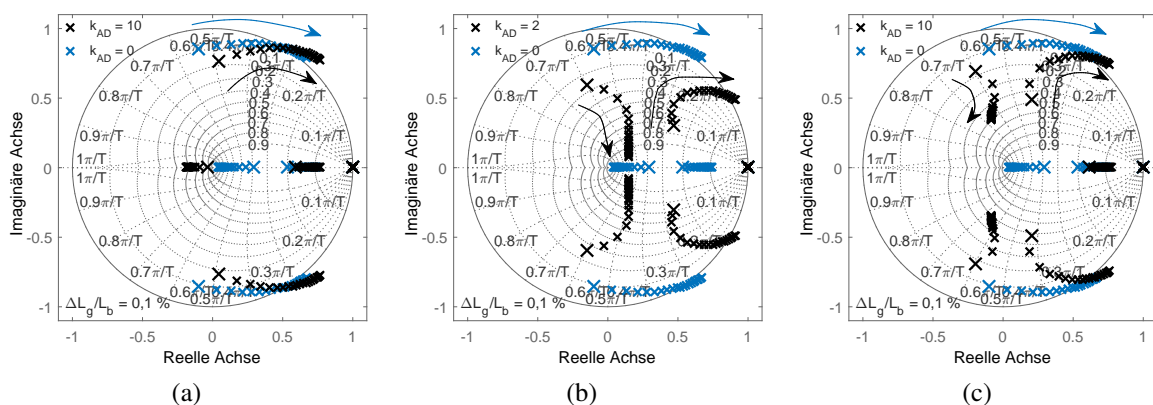


Abb. 5.20: Pole des geschlossenen Regelkreises eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ und rückführungsbasierter aktiver Dämpfung an einem ohmsch-induktiven Netz mit $R_g/R_b = 0,35\%$ in Abhängigkeit der relativen Netzinduktivität L_g/L_b . (a) P-Rückführung von $i_f(k)$ mit $0\% \leq L_g/L_b \leq 2\%$, (b) I-Rückführung von $i_f(k)$ mit $0\% \leq L_g/L_b \leq 2\%$, (c) D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ mit $0\% \leq L_g/L_b \leq 2\%$

Im Folgenden wird die Einsetzbarkeit der aktiven Dämpfung unter Berücksichtigung eines ohmsch-induktiven Netzes näher betrachtet. Hierzu werden die Ausregelzeit und die Überschwingweite des geschlossenen Regelkreises herangezogen und in Abhängigkeit von der relativen Netzinduktivität L_g/L_b und dem Rückführungsfaktor k_{AD} berechnet. In den Abbildungen 5.21(a) und 5.21(b) sind die Ausregelzeit und die Überschwingweite eines Systems mit aktiver Dämpfung durch P-Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ dargestellt. Zum Vergleich sind diese Parameter ebenfalls unter Annahme eines starren Netzes in der jeweiligen Abbildung enthalten. Wie schon anhand der Pole in Abbildung 5.20(a) gezeigt, wird das System bei $k_{AD} = 10$ ab einer Netzinduktivität von $L_g/L_b = 0,63\%$ instabil. Darüber hinaus zeigt sich aber auch, dass das System durch Anpassung des Rückführungsfaktors k_{AD} bis $L_g/L_b \geq 10\%$ stabilisiert werden kann. Obgleich insbesondere im Intervall von $1\% \leq L_g/L_b \leq 3\%$ mit einer Ausregelzeit von $t/T_s \geq 100$ kein akzeptables dynamisches Verhalten erreicht wird, kann bei höheren Netzinduktivitäten eine annehmbare Regelperformance beobachtet werden.

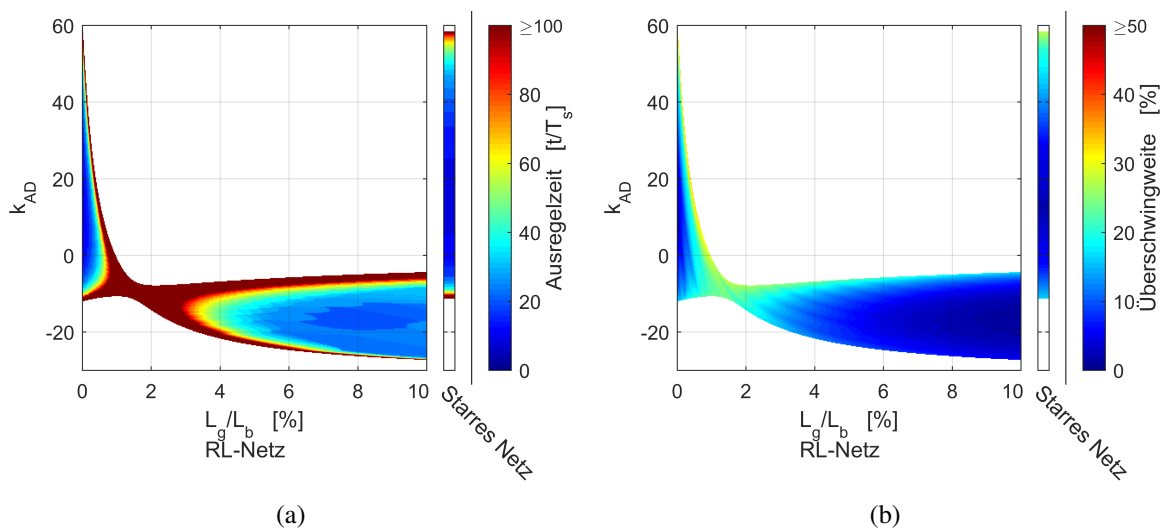


Abb. 5.21: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79\text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch P-Rückführung von $i_f(k)$ an einem ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen L_g/L_b und $R_g/R_b = 0,35\%$ („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

Die Validierung dieser Ergebnisse erfolgt sowohl durch Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums nach [192] als auch durch Sprungantworten. Zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums wird auf eine Messung der Ausgangsimpedanz $Z_o(f)$ des Wechselrichters mit aktiver Dämpfung durch P-Rückführung von $i_f(k)$ und $k_{AD} = -10$ zurückgegriffen. Auf diese Weise soll die Existenz des stabilen Bereichs oberhalb von $L_g/L_b = 4\%$ messtechnisch nachgewiesen werden. Zusätzlich wird die anhand $Z_g(f) = R_g + j\omega L_g$ mit $R_g/R_b = 0,35\%$ berechnete Netzimpedanz zugrunde gelegt. Eine Übersicht über das Verhältnis $Z_g(f)/Z_o(f)$ zeigt Abbildung 5.22(a). Der große Betrag von $Z_g(f)/Z_o(f)$ bei $L_g/L_b = 10\%$ ist durch die hohe Netzimpedanz zu erklären. Abbildung 5.22(b) stellt eine Ausschnittsvergrößerung um den Koordinatenursprung und den kritischen Punkt dar. Wie zu erkennen, sind die Systeme mit $L_g/L_b = 0,20\%$ und $0,77\%$ wie auch in der Analytik stabil.

Ferner deutet der bei $L_g/L_b = 0,20\%$ größere Abstand zum kritischen Punkt auf eine größere Robustheit gegenüber $L_g/L_b = 0,77\%$ hin. Ein ähnlicher Zusammenhang kann auch in Abbildung 5.21(a) bei der Ausregelzeit beobachtet werden. Bei weiter steigender Netzinduktivität ist das System im Labor bei $L_g/L_b = 2,73\%$ instabil, jedoch bei $L_g/L_b = 10\%$ wieder stabil, Abbildung 5.22(b). Es kann damit festgehalten werden, dass die P-Rückführung von $i_f(k)$ zur aktiven Dämpfung nur eingeschränkt geeignet ist. Dies bestätigen auch die gemessenen Sprungantworten in Abbildung 5.24(a).

Die in Abbildung 5.20(b) gezeigte I-Rückführung von $i_f(k)$ sowie der D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ (Abbildung 5.20(c)) sind bei einem ohmsch-induktiven Netz ebenfalls nur eingeschränkt zur aktiven Dämpfung geeignet und werden daher hier nicht weiter betrachtet. Die Stabilitätsbereiche sowie die Ausregelzeit und die Überschwingweite dieser Varianten sind im Anhang in den Abbildungen 9.8(a) und 9.8(b) bzw. 9.10(a) und 9.10(b) dargestellt

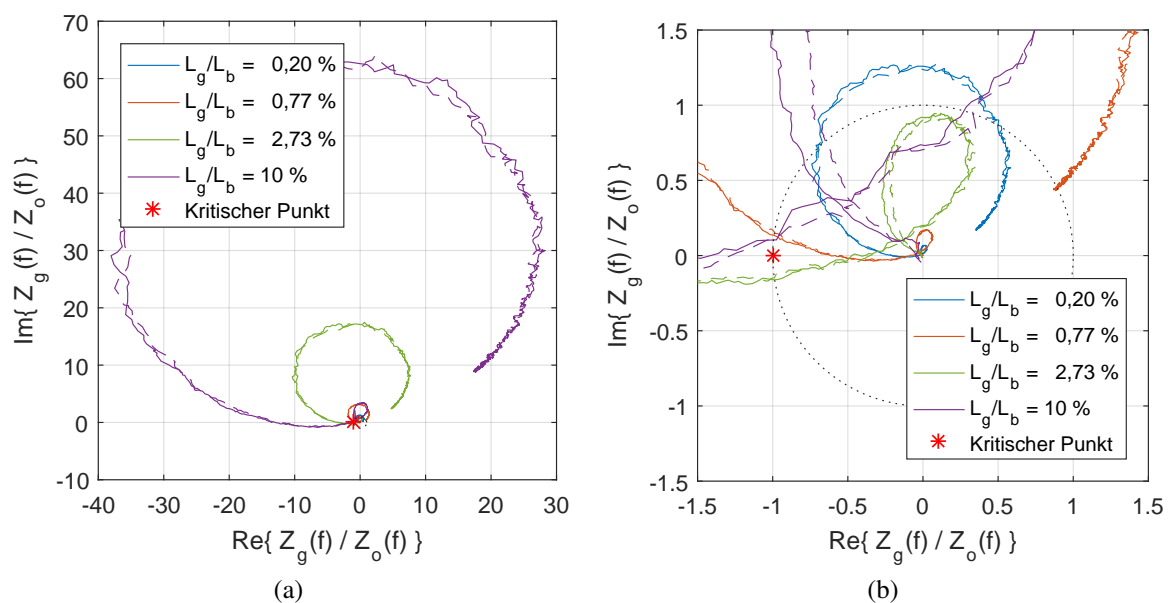


Abb. 5.22: Verhältnis aus Netzimpedanz $Z_g(f)$ und gemessener Ausgangsimpedanz $Z_o(f)$ bei einem Wechselrichter mit LCL-Filter ($f_{gr}^Y = 2,79\text{kHz}$) und aktiver Dämpfung durch P-Rückführung mit $k_{AD} = -10$ von $i_f(k)$. Durchgezogene Linien: $Z_g^+(f)/Z_o^+(f)$, gestrichelte Linien: $Z_g^-(f)/Z_o^-(f)$. (a) Übersicht, (b) Ausschnittsvergrößerung

Über das gesamte Intervall $0\% \leq L_g/L_b \leq 10\%$ ist lediglich die D-Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ geeignet. Die Ausregelzeit und Überschwingweite sind in den Abbildungen 5.23(a) und 5.23(b) dargestellt. Hierbei fällt auf, dass ein konstanter Rückführungsfaktor k_{AD} , welcher für alle Induktivitäten geeignete Ergebnisse liefert nicht existiert. Zur Lösung dieses Problems kommen zwei Ansätze infrage. Zum einen könnte, sofern die Netzinduktivität hinreichend genau bekannt ist, der geeignetste Wert für k_{AD} fest eingestellt werden. Auf diese Weise könnte ein stabiler Betrieb innerhalb einer gewissen Schwankungsbreite sichergestellt werden. Nachteilig hierbei wären allerdings die von der Netzinduktivität abhängende Regelgüte sowie mögliche Instabilitäten aufgrund unerwarteter Änderungen der Netzinduktivität. Zu anderen könnte ein adaptives Regelverfahren angewendet werden, welches k_{AD} in Abhängigkeit von der Netzinduktivität L_g anpasst. Auch wenn dies einen nicht

unerheblichen Aufwand bei der Implementierung bedeuten würde, könnte so sichergestellt werden, dass der stabile Arbeitsbereich nicht verlassen wird. Die zur Validierung simulierten Sprungantworten sind in Abbildung 5.24(b) zu finden.

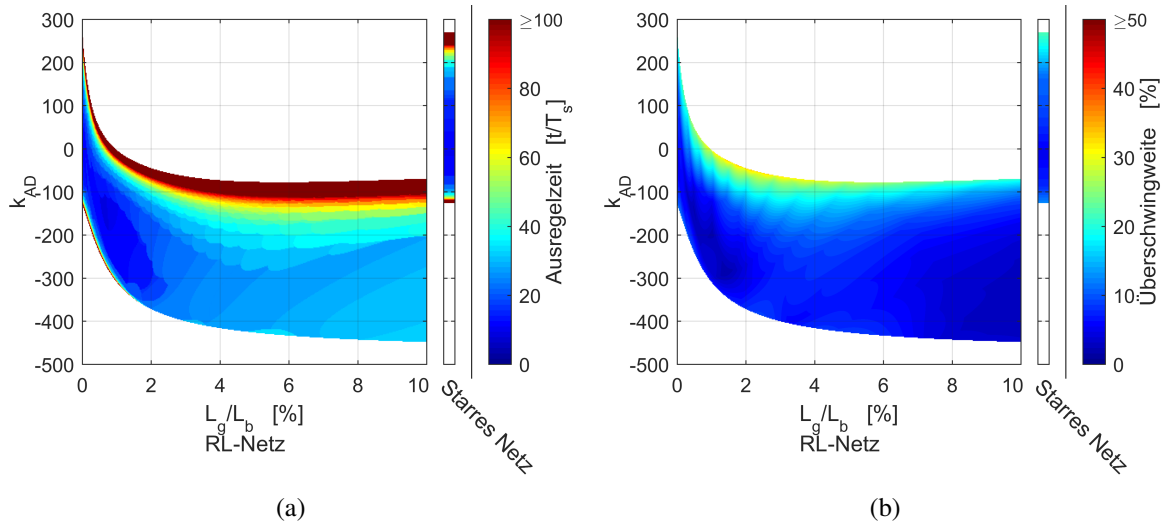


Abb. 5.23: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch D-Rückführung von $i_f(k)$ an einem ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen L_g/L_b und $R_g/R_b = 0,35 \%$ („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

Die hier nicht betrachteten Verfahren, P- bzw. I-Rückführung der Kondensatorspannung $u_{Cf}(k)$, sind in Verbindung mit einer ohmsch-induktiven Netzimpedanz als eingeschränkt geeignet bzw. ungeeignet zu beurteilen. Die Stabilitätsbereiche sowie die Ausregelzeit und die Überschwingweite dieser Varianten sind im Anhang in den Abbildungen 9.9(a) und 9.9(b) bzw. 9.11(a) und 9.11(b) zu finden.

Eine Zusammenfassung der Ergebnisse sowie eine tabellarische Übersicht zur Eignung der aktiven Dämpfungsverfahren erfolgt auf Seite 131 und in Tabelle 5.4.

Schwingungsfähiges Netz

In Kapitel 3 wird gezeigt, dass ein ohmsch-induktives Netzmodell die Realität nur eingeschränkt abbildet und zusätzlich Resonanzstellen auftreten können. Vor diesem Hintergrund werden im Folgenden die bisherigen Untersuchungen mit ohmsch-induktivem Netz um Untersuchungen mit schwingungsfähigen Netzen ergänzt. Hierbei wird weiterhin von einem Wechselrichter mit Netzstromregelung und einer Filterresonanzfrequenz von $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ und den oben beschriebenen Varianten der rückführungsbasierten Dämpfung ausgegangen. Sowohl für das schwingungsfähige als auch für das als Referenz herangezogene ohmsch-induktive Netz gelten die im Anhang auf Seite 162 in Tabelle 9.3 aufgelisteten Parameter. Die Parameter der Netzresonanzstelle werden folglich über die Wahl der Netzkapazität C_g und der Widerstände R_{gs} und R_{gp} eingestellt. Sofern nicht anders angegeben wird der Fall

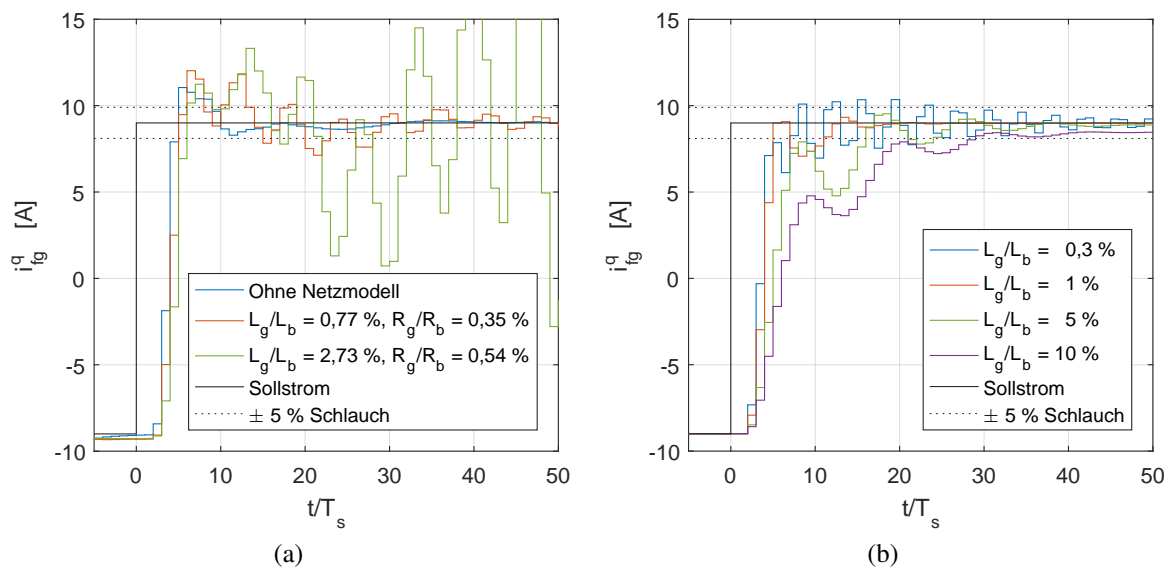


Abb. 5.24: Gemessene bzw. simulierte Sprungantwort eines Wechselrichters mit Netzstromregelung und aktiver Dämpfung an einem ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen relativen Netzinduktivitäten L_g/L_b . Aktive Dämpfung durch (a) P-Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ mit $k_{AD} = -10$ (Messung) bzw. (b) durch D-Rückführung des Kondensatorstroms $i_f(k)$ mit $k_{AD} = -200$ (Simulation)

der mittleren Dämpfung mit $R_{gs} = 0,3\Omega$ und $R_{gp} = 200\Omega$ zugrunde gelegt. Aufbauend auf der Erkenntnis, dass ein Wechselrichter am ohmsch-induktiven Netz andere Anforderungen an die aktive Dämpfung gegenüber einem Wechselrichter am starren Netz stellt, erfolgen die Untersuchungen hier losgelöst von den bisherigen.

Die Ausregelzeit und Überschwingweite in Abhängigkeit von der Netzresonanzfrequenz f_{gr}^Y sowie dem Faktor der aktiven Dämpfung k_{AD} bei D-Rückführung der Filterkondensatorspannung U_{Cf} sind in den Abbildungen 5.25(a) und 5.25(b) dargestellt. Zusätzlich sind als Referenz die Ausregelzeit und Überschwingweite der Systeme mit ohmsch-induktivem und starrem Netz in Abhängigkeit von k_{AD} abgebildet. Es zeigt sich, dass bei kleinen Netzresonanzfrequenzen sowohl die Ausregelzeit als auch die Überschwingweite nahe bei den Parametern eines Systems mit starrem Netz liegen. Bei hohen Netzresonanzfrequenzen sind die Parameter des Systems mit schwingungsfähigem Netz hingegen mit denen des ohmsch-induktiven vergleichbar. Dies kann ebenfalls in Abbildung 5.14 beobachtet werden und ist auf die mit steigendem f_{gr}^Y steigende Impedanz des Pfades über die Netzkapazität zu erklären. Hinsichtlich der Wirksamkeit der aktiven Dämpfung mittels D-Rückführung der Filterkondensatorspannung $u_{Cf}(k)$ ist ersichtlich, dass insbesondere im Intervall $3\text{kHz} \leq f_{gr}^Y \leq 4,1\text{kHz}$ eine Verkürzung der Ausregelzeit sowie eine Reduzierung der Überschwingweite gegenüber dem Fall ohne aktive Dämpfung, also mit $k_{AD} = 0$, erzielt werden kann. Die Impedanzverhältnisse $Z_g^+(f)/Z_o^+(f)$ aus gemessenen Netz- und Ausgangsimpedanzen in den Abbildungen 5.26(a) und 5.26(b) dienen zur Validierung der Berechnungen. Der in Abbildung 5.26(a) erkennbare größere Stabilitätsbereich in Abhängigkeit von k_{AD} gegenüber der Analytik ist auf die größere ohmsche Dämpfung im Laboraufbau zurückzuführen.

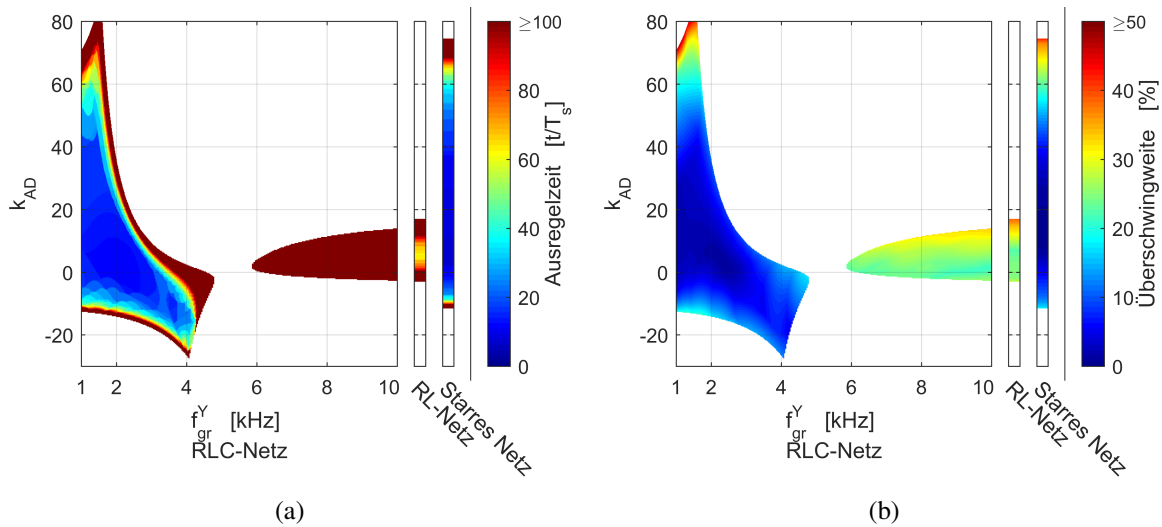


Abb. 5.25: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ an einem schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen f_{gr}^Y („RLC-Netz“) bzw. an einem ohmsch-induktiven Netz („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

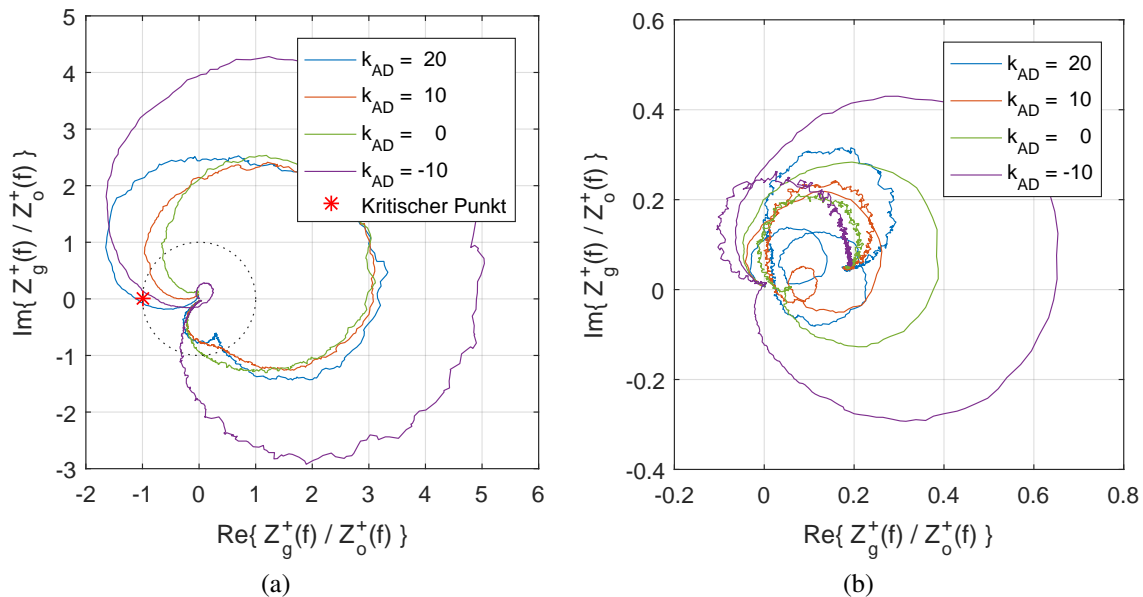


Abb. 5.26: Impedanzverhältnis $Z_g^+(f)/Z_o^+(f)$ aus gemessener Netz- und Ausgangsimpedanz. Aktive Dämpfung durch D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ (a) $f_{gr}^Y = 4,76 \text{ kHz}$, (b) $f_{gr}^Y = 1,69 \text{ kHz}$

Abbildung 5.27(a) und 5.27(b) zeigen die Ausregelzeit bzw. Überschwingweite bei P-Rückführung von $u_{Cf}(k)$. Anders als bei der D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ kann mit diesem Verfahren bei allen Netzresonanzfrequenzen von 1 kHz bis 10 kHz ein stabiler Regelkreis erzielt werden. Darüber hinaus hat die aus der Übertragungsfunktion berechnete Sprungantwort des Regelkreises bei $k_{AD} = 0,6$ unabhängig von der Netzresonanzfrequenz eine Ausregelzeit von maximal 31 Taktperioden sowie eine Überschwingweite von maximal 20,3 %. Dieses dynamische Verhalten ist unter Berücksichtigung üblicher Abweichungen zwischen mathematischer Modellierung und Simulation ebenso in den simulierten Sprungantworten in Abbildung 5.28(a) wiederzufinden. Eine Gegenüberstellung der Ergebnisse der mathematischen Modellierung und der Simulation zeigt Tabelle 5.3.

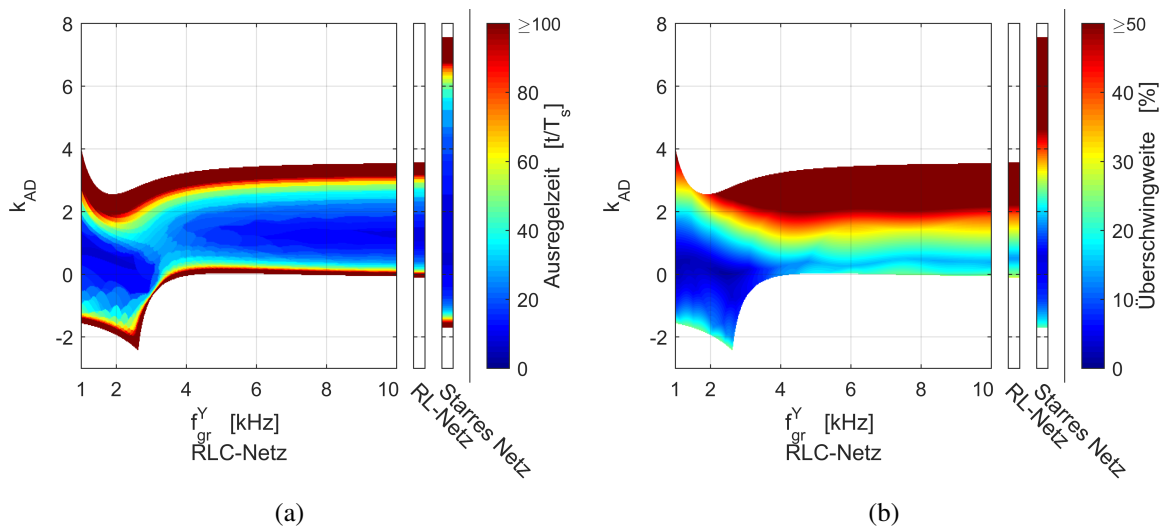


Abb. 5.27: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch P-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ an einem schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen f_{gr}^Y („RLC-Netz“) bzw. an einem ohmsch-induktiven Netz („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

In den bisherigen Untersuchungen wird von einem Netz mit mittlerer Dämpfung ausgegangen. Einen Überblick über den stabilen Arbeitsbereich mit aktiver Dämpfung durch P-Rückführung der Filterkondensatorspannung $u_{Cf}(k)$ zeigt Abbildung 5.28(b). Wie schon in vorangegangenen Abbildungen, beispielsweise 5.14, dargelegt, kann durch stärkere Dämpfung des Netzes der stabile Betriebsbereich eines netzparallelen Wechselrichters ausgeweitet werden. Umgekehrt kann ein schwach gedämpftes Netz die Stabilität und ebenso das dynamische Regelverhalten beeinträchtigen. Beispielsweise steigt die aus der Übertragungsfunktion berechnete Ausregelzeit bei P-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ mit $k_{AD} = 0,6$ und einem schwach gedämpftem Netz auf 53 Taktperioden gegenüber 31 bei einem Netz mit mittlerer Dämpfung. Zusätzlich besteht bei geringer Dämpfung die Gefahr von Instabilität aufgrund der Diskretisierung. Wie schon in den Abbildungen 5.14 und 5.16(b) zu erkennen, kann dies auch hier in Abbildung 5.28(b) bei $f_{gr}^Y = 9,1 \text{ kHz}$ beobachtet werden. Es kann damit festgehalten werden, dass auch beim Einsatz aktiver Dämpfung im Wechselrichter eine passive Dämpfung der Netzresonanzstellen durch R_{gs} und R_{gp} für das dynamische Regelverhalten sowie die Größe des stabilen Betriebsbereichs von Vorteil ist.

Die Ausregelzeiten und Überschwingweiten der vier weiteren, hier nicht betrachteten Varianten, sind in Kapitel 9.8 des Anhangs abgebildet. Eine Zusammenfassung der Ergebnisse zur aktiven Dämpfung mit Berücksichtigung des Netzes erfolgt in Tabelle 5.4.

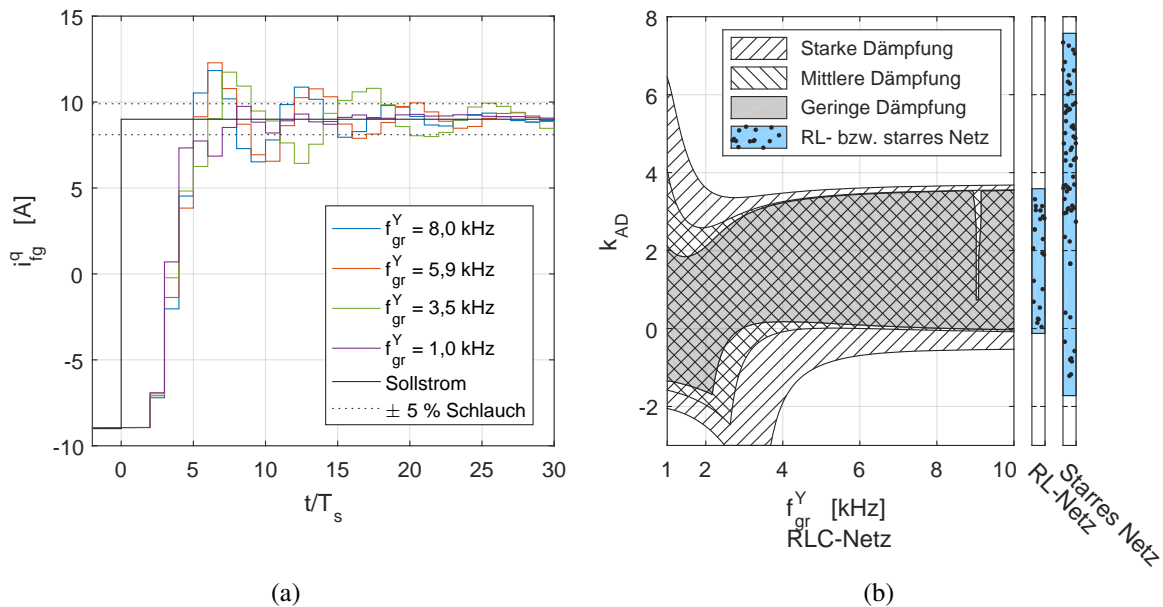


Abb. 5.28: Untersuchungen an einem Wechselrichter mit Netzstromregelung und $f_{fr} = 2,79$ kHz und aktiver Dämpfung durch P-Rückführung von $u_{Cf}(k)$. (a) Simulierte Sprungantworten mit $k_{AD} = 0,6$ bei unterschiedlichen Netzresonanzfrequenzen f_{gr}^Y , (b) Stabilitätsbereich mit schwingungsfähigem Netz („RLC-Netz“) in Abhängigkeit von der Dämpfung des Netzes im Vergleich zum Stabilitätsbereich mit ohmsch-induktivem Netz („RL-Netz“) und starrem Netz

Tab. 5.3: Parameter der berechneten und simulierten Sprungantworten mit $k_{AD} = 0,6$ in den Abbildungen 5.27(a) und 5.27(b) sowie 5.28(a)

Netzresonanzfrequenz	Überschwingweite [%]		Ausregelzeit [t/T_s]	
	Analytik	Simulation	Analytik	Simulation
$f_{gr}^Y = 8,0$ kHz	17,2	15,7	20	16
$f_{gr}^Y = 5,9$ kHz	20,3	18,2	25	21
$f_{gr}^Y = 3,5$ kHz	17,7	15,2	31	26
$f_{gr}^Y = 1,0$ kHz	3,3	4,2	11	7

Übersicht zur aktiven Dämpfung unter Berücksichtigung des Netzes

Die Untersuchungen der rückführungsbasierten aktiven Dämpfung in Verbindung mit unterschiedlichen Netzen zeigen, dass abhängig vom Netz unterschiedliche Verfahren gewählt werden müssen. Eine Übersicht über die Ergebnisse zeigt Tabelle 5.4. Hierbei werden Verfahren, die zu einer Verschlechterung des Regelverhaltens führen oder die keine Verbesserung gegenüber einem System ohne aktive Dämpfung aufweisen, als ungeeignet bezeichnet. Eingeschränkt geeignete Verfahren hingegen verbessern das Regelverhalten ausschließlich innerhalb begrenzter Intervalle von Netzinduktivitäten (bei ohmsch-induktiven Netzen) bzw. Netzresonanzfrequenzen (bei schwingungsfähigen Netzen). Als geeignet werden Verfahren bezeichnet, die bei ohmsch-induktiven Netzen unabhängig von der Netzinduktivität bzw. bei schwingungsfähigen Netzen unabhängig von der Netzresonanzfrequenz eingesetzt werden können.

Tab. 5.4: Eignung der Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ bzw. der Filterkondensatorspannung $u_{Cf}(k)$ über P-, D- bzw. I-Glied zur aktiven Dämpfung in einem Wechselrichter mit $f_{fr} = 2,79\text{kHz}$ bei unterschiedlichen Netzen (+: Geeignet, ○: Eingeschränkt geeignet, -: Ungeeignet)

Netz	Rückführung von $i_f(k)$ über			Rückführung von $u_{Cf}(k)$ über		
	P-Glied	D-Glied	I-Glied	P-Glied	D-Glied	I-Glied
Starr	+	-	+	-	+	-
Ohmsch-induktiv	○	+	○	○	○	-
Schwingungsfähig	○	○	-	+	○	-

Es zeigt sich, dass für jede Netzkonstellation zumindest ein geeignetes Verfahren identifiziert werden kann. Jedoch ist ersichtlich, dass die jeweiligen geeigneten Verfahren für die anderen Netze lediglich eingeschränkt geeignet bzw. ungeeignet sind. Dies ist problematisch, da detaillierte Informationen über die frequenz-, zeit-, und verknüpfungspunktabhängige Netzimpedanz bzw. Netzadmittanz im Allgemeinen nicht verfügbar sind. Zur Problemlösung ergeben sich zwei mögliche Ansätze: Erstens könnte die Netzimpedanz durch den Wechselrichter fortlaufend bestimmt werden, sodass das Dämpfungsverfahren sowie der Rückführungsfaktor k_{AD} der Situation entsprechend angepasst werden kann. Zweitens besteht die Möglichkeit andere aktive Dämpfungsverfahren hinsichtlich ihrer Eignung bei unterschiedlichen Netzverhältnissen zu erforschen.

6 Zusammenfassung, Fazit und Ausblick

6.1 Zusammenfassung und Fazit

In der vorliegenden Arbeit werden die Interaktionen zwischen Erzeugungsanlagen und elektrischen Energieversorgungsnetzen untersucht. Hierzu werden die Netzimpedanz und ein Wechselrichter sowohl separat als auch in Kombination betrachtet.

Die in Kapitel 3 dargestellten und ausgewerteten Messergebnisse zeigen grundlegende Eigenschaften der frequenzabhängigen Netzimpedanz von drei Knoten in unterschiedlichen öffentlichen Niederspannungsnetzen. Die Messergebnisse verdeutlichen, dass die Netzimpedanz stark vom betrachteten Netzknoten abhängt und einen wiederkehrenden, tageszeitlichen Verlauf aufweist. Dies wird insbesondere an der Resonanzstelle deutlich. Darüber hinaus ist ersichtlich, dass die frequenzabhängige Netzimpedanz oberhalb einiger hundert Hertz in zunehmendem Maße von den Lasten bzw. Erzeugern mit teilweise stark kapazitivem Verhalten dominiert wird. Dies ist an allen Messstandorten zu beobachten. In Verbindung mit der Induktivität des überlagerten Netzes ist dieses kapazitive Verhalten ursächlich für das Auftreten der Resonanzstelle. Insbesondere wenn die Wechselrichter der PV-Anlagen nicht pulsen und keine bzw. nahezu keine Leistung durch das Niederspannungsnetz bezogen wird, kann in der Netzimpedanz eine Resonanzstelle mit starker Ausprägung auftreten. Abschließend ist festzustellen, dass der durch in Betrieb befindliche PV-Anlagen hervorgerufene Lastfluss die Resonanzstellen nahezu nicht beeinflusst. Hinsichtlich der unterlagerten Netze, bestehend aus Lasten und Erzeugern, kann hingegen eine zunehmende Dämpfung der Resonanzstelle und eine Abnahme der Resonanzfrequenz mit steigendem Leistungsbezug beobachtet werden. In der Niederspannung ist es zur Vermeidung extremer Resonanzstellen in der Netzimpedanz daher empfehlenswert, Photovoltaikanlagen und Lasten zu mischen. Der ausschließliche Betrieb von Photovoltaikanlagen innerhalb eines Niederspannungsnetzes ist hingegen nicht zu empfehlen.

Die wesentlichen Inhalte des Kapitels 4 sind die Modellierung und die Untersuchung der aktiven Dämpfung für Wechselrichter mit LCL-Filter und Netzstromregelung am starren Netz. Hinsichtlich der Modellierung wird ein modularer, auf Zustandsraummodellen basierender Ansatz vorgestellt. Dieser Ansatz erlaubt es, sämtliche Komponenten des Wechselrichters unabhängig voneinander zu modellieren und anschließend mit geringem Aufwand zu einem Gesamtmodell zu verknüpfen. Die Verknüpfung der im Zustandsraum dargestellten Komponentenmodelle erfolgt systematisch durch Anwendung der Formeln zur Reihenschaltung, Parallelschaltung und Kreisschaltung von Zustandsraummodellen. Auf diese Weise können Komponenten, wie beispielsweise der Regler, das Filter oder das Netz, im Gesamtmodell durch einfache Substitution ausgetauscht werden. Der Modellierungsansatz bietet somit eine hohe Flexibilität. Aufgrund der durchgängig systematischen Herangehensweise ist der

Modellierungsansatz zusätzlich zum computergestützten Vergleich unterschiedlicher Systeme und Varianten geeignet. In Bezug auf die Anwendung der rückführungsbasierten aktiven Dämpfung bei Wechselrichtern mit LCL-Filter und Netzstromregelung am starren Netz ist festzuhalten, dass sowohl bei mittleren als auch bei hohen Filterresonanzfrequenzen eine Verbesserung des Regelverhaltens erzielt werden kann. Gleichwohl ist aber zu beachten, dass sowohl das Dämpfungsverfahren als auch der Rückführungsfaktor k_{AD} in Abhängigkeit von der Filterresonanzfrequenz zu wählen ist.

In Kapitel 5 werden die Auswirkungen der Netzimpedanz bzw. der Netzadmittanz auf das Regelverhalten eines netzparallelen Wechselrichters mit LCL-Filter und Netzstromregelung analysiert. Die Berücksichtigung der Netzimpedanz bei der Modellierung des Wechselrichters führt grundsätzlich zu realitätsnäheren Ergebnissen als die Annahme eines starren Netzes. Es zeigt sich, dass das System sowohl durch ein ohmsch-induktives als auch durch ein schwingungsfähiges Netz instabil werden kann. Ferner sind Beeinträchtigungen des dynamischen Regelkreisverhaltens durch das Netz möglich. Diese resultieren beim ohmsch-induktiven Netz aus der Verschiebung der Resonanzstelle des LCL-Filters durch die Induktivität des Netzes. Der ohmsche Anteil des Netzes führt hingegen erst bei großen Werten zu einer hinreichenden Dämpfung der Resonanz und dem damit verbundenen stabilisierenden Effekt. Beim schwingungsfähigen Netz ist sowohl die Resonanzfrequenz als auch die Dämpfung von großer Bedeutung. Liegt die Netzresonanzfrequenz f_{gr}^Y der Netzadmittanz im Intervall von ungefähr 20% bis 90% der Abtastfrequenz, kann das System hierdurch destabilisiert werden. Dies gilt insbesondere, wenn das Netz nur gering gedämpft ist und damit Resonanzstellen mit hohen Amplituden A_{gr}^Y aufweist. Da die destabilisierenden Resonanzstellen aus der Kombination von Filter und Netz folgen und meist nicht eindeutig dem Filter oder dem Netz zugeordnet werden können, ist zusätzlich die Filterresonanzfrequenz ein wichtiger Einflussfaktor. So zeigt sich, dass im Intervall von ungefähr $20\% < f_s < 40\%$ ähnliche Frequenzen der Netz- und Filterresonanzstelle kritisch sein können. Dies gilt besonders bei Netzen mit geringer, jedoch auch mit mittlerer Dämpfung. Zusätzlich erfolgt in Kapitel 5 die Betrachtung von Wechselrichtern mit rückführungsbasierter aktiver Dämpfung am ohmsch-induktiven sowie schwingungsfähigen Netz. Die Untersuchungen zeigen, dass die Eignung der unterschiedlichen aktiven Dämpfungsverfahren bei einem Wechselrichter mit LCL-Filter und Netzstromregelung stark vom Netz abhängen. Während die differentielle Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ das System bei einem ohmsch-induktiven Netz mit großer Induktivität stabilisieren kann, ist sie bei einem schwingungsfähigen Netz nur mit starken Einschränkungen geeignet. Ebenso ist die proportionale Rückführung von u_{cf} bei schwingungsfähigen Netzen geeignet, jedoch bei ohmsch-induktiven Netzen lediglich eingeschränkt anwendbar. Um den Wechselrichter mit aktiver Dämpfung sowohl mit ohmsch-induktiven als auch mit schwingungsfähigen Netzen betreiben zu können, ist infolgedessen eine Anpassung der aktiven Dämpfung auf die Netzparameter erforderlich.

6.2 Ausblick

In dieser Arbeit wird die Netzimpedanz (Kapitel 3), die Modellierung und der Betrieb von Wechselrichtern am starren Netz (Kapitel 4) sowie die Modellierung und der Betrieb eines

Wechselrichters am ohmsch-induktiven bzw. schwingungsfähigen Netz (Kapitel 5) untersucht. Aus diesen Untersuchungen ergeben sich die im Folgenden beschriebenen Ansätze für weiterführende Arbeiten.

Die Netzimpedanzmessungen in Kapitel 3 verdeutlichen, dass das Auftreten der Resonanzstelle aus der Kapazität von Photovoltaikanlagen und der Induktivität des Ortsnetztransformators durch ausreichend Last verhindert wird. Weiterhin unbekannt sind jedoch die genauen Voraussetzungen, unter denen die Last die Resonanzstelle hinreichend dämpft. Um dies näher zu ergründen sind weiterführende, detaillierte Untersuchungen des Zusammenhangs aus der bezogenen Leistung und der Lastimpedanz erforderlich. Auf dieser Arbeit aufbauende Untersuchungen sollten darüber hinaus den dämpfenden Einfluss der näherungsweise ohmsch-induktiven Niederspannungskabel des Versorgungsnetzes detailliert betrachten.

Im Hinblick auf Kapitel 5 ist die Erweiterung der Modellierung von Interesse. Diesbezüglich wird in Kapitel 4.1.5 auf Ungenauigkeiten bei der Modellierung infolge der Frequenzgänge der Bauteile im LCL-Filter eingegangen. Im Sinne einer genauen Modellierung ist insbesondere ein frequenzabhängiges Modell der Resistanz erstrebenswert. Zusätzlich ist eine Einbeziehung der PLL in die Modellierung sinnvoll. Dies ist besonders für die Durchführung von Stabilitätsuntersuchungen anhand der Ausgangsimpedanz zweckmäßig. Darüber hinaus ist auch eine nähere Betrachtung des Einflusses der Verzögerung auf das Regelverhalten und die Stabilität sinnvoll. Dies ist von Interesse, da aufgrund der digitalen Regelung zwangsläufig Verzögerungen auftretenden, welche den stabilen Arbeitsbereich des Wechselrichters in Verbindung mit der Netzimpedanz verkleinern können. Weitere Vorteile beim Regelverhalten des Wechselrichters könnten sich durch den Einsatz eines Zustandsreglers ergeben.

Auch bei den Untersuchungen eines Wechselrichters mit Berücksichtigung der Netzimpedanz bzw. Netzadmittanz in Kapitel 5 ergeben sich weiterführende Fragestellungen. Da neben der Netzstromregelung auch die Umrichterstromregelung weit verbreitet ist, wäre es sinnvoll, die durchgeführten Analysen ebenso für Wechselrichter mit Umrichterstromregelung durchzuführen. Die hierzu benötigten Zustandsraummodelle ergeben sich aus dem verallgemeinerten Modellierungsansatz in Kapitel 4.1.6 durch Wahl des Umrichterstroms i_{fc} als Ausgangsgröße des Zustandsraummodells des offenen Regelkreises. Darüber hinaus sollte auch die Verwendung einer Zustandsregelung in Betracht gezogen werden. Des Weiteren ist es sinnvoll, für die Auslegung der aktiven Dämpfung die Parameter der zu erwartenden Netzimpedanz bzw. Netzadmittanz zu berücksichtigen. Da dies aber aufgrund der Zeitabhängigkeit der Netzimpedanz bzw. -admittanz gegebenenfalls zu instabilen Zuständen führt, ist es sinnvoll, die Netzimpedanz während des Wechselrichterbetriebs zu identifizieren und die aktive Dämpfung netzadaptiv zu gestalten.

7 Literaturverzeichnis

- [1] Deutscher Bundestag: *Gesetz über die friedliche Verwendung der Kernenergie und den Schutz gegen ihre Gefahren (Atomgesetz): AtG*, 20. Juli 2017.
- [2] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz, Bau und Reaktorsicherheit: *Klimaschutzplan 2050 - Klimaschutzpolitische Grundsätze und Ziele der Bundesregierung*. November 2016.
- [3] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie: *Erneuerbare Energien in Zahlen - Nationale und internationale Entwicklung im Jahr 2016*. http://www.erneuerbare-energien.de/EE/Redaktion/DE/Downloads/Berichte/erneuerbare-energien-in-zahlen-2016.pdf?__blob=publicationFile&v=12, besucht: 24.02.2018 .
- [4] Bundesnetzagentur für Elektrizität, Gas, Telekommunikation, Post und Eisenbahnen: *Kraftwerksliste - Erzeugungsanlagen (Stand 02.02.2018)*, 2018. https://www.bundesnetzagentur.de/DE/Sachgebiete/ElektrizitaetundGas/Unternehmen_Institutionen/Versorgungssicherheit/Erzeugungskapazitaeten/Kraftwerksliste/kraftwerksliste-node.html, besucht: 24. Februar 2018 .
- [5] Deutsche Energie-Agentur: *Energiewirtschaftliche Planung für die Netzintegration von Windenergie in Deutschland an Land und Offshore bis zum Jahr 2020: Konzept für eine stufenweise Entwicklung des Stromnetzes in Deutschland zur Anbindung und Integration von Windkraftanlagen Onshore und Offshore unter Berücksichtigung der Erzeugungs- und Kraftwerksentwicklungen sowie der erforderlichen Regelleistung*. 24. Februar 2005.
- [6] Deutsche Energie-Agentur: *Integration erneuerbarer Energien in die deutsche Stromversorgung im Zeitraum 2015 - 2020 mit Ausblick 2025. dena-Netzstudie II*. November 2010.
- [7] Liang, Xiaodong: *Emerging Power Quality Challenges Due to Integration of Renewable Energy Sources*. IEEE Transactions on Industry Applications, 53(2):855–866, 2017, ISSN 0093-9994.
- [8] Bundesministerium für Wirtschaft und Technologie und Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz und Reaktorsicherheit: *Energiekonzept für eine umweltschonende, zuverlässige und bezahlbare Energieversorgung*, September 2010.
- [9] Bundesministerium für Wirtschaft und Energie: *Energieeffizienz in Zahlen*. Mai 2017.

- [10] Schlabbach, Jürgen und Mombauer, Wilhelm: *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, Band 127 der Reihe VDE-Schriftenreihe - Normen verständlich. VDE-Verl., Berlin u.a, 1. Auflage, 2008, ISBN 978-3-8007-2993-7.*
- [11] Bose, Bimal K.: *Global Energy Scenario and Impact of Power Electronics in 21st Century.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(7):2638–2651, 2013, ISSN 1932-4529.
- [12] Abu-Rub, Haithem, Al-Haddad, Kamal und Malinowski, Mariusz: *Power electronics for renewable energy systems, transportation, and industrial applications.* IEEE Press, Chichester, West Sussex, United Kingdom, s.l, 2014, ISBN 9781118634035.
- [13] Oeding, Dietrich und Oswald, Bernd Rüdiger: *Elektrische Kraftwerke und Netze.* Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 7. Auflage, 2011.
- [14] Schwab, Adolf J.: *Elektroenergiesysteme: Erzeugung, Transport, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie.* Springer-Verlag Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2012, ISBN 978-3-642-21957-3.
- [15] Teodorescu, Remus, Liserre, Marco und Rodríguez, Pedro: *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems.* John Wiley & Sons, Ltd, 1. Auflage, 2011.
- [16] Chakraborty, Sudipta: *Power Electronics for Renewable and Distributed Energy Systems: A Sourcebook of Topologies.* Green Energy and Technology. Springer London, London, 2013, ISBN 978-1-4471-5103-6.
- [17] Mombauer, Wilhelm: *Netzrückwirkungen von Niederspannungsgeräten: Spannungsschwankungen und Flicker ; Theorie, Normung nach DIN EN 61000-3-3 (VDE 0838-3):2002-05 und DIN EN 61000-3-11 (VDE 0838-11):2001-04, Band 111 der Reihe VDE-Schriftenreihe Normen verständlich. VDE-Verl., Berlin, 1. Auflage, 2006, ISBN 978-3-8007-2806-0.*
- [18] DIN EN 50160: *Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*, Februar 2011.
- [19] Liserre, M., Teodorescu, R. und Blaabjerg, F.: *Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values.* IEEE Transactions on Power Electronics, 21(1):263–272, 2006, ISSN 0885-8993.
- [20] Enslin, J.H.R und Heskes, P.J.M: *Harmonic Interaction Between a Large Number of Distributed Power Inverters and the Distribution Network.* IEEE Transactions on Power Electronics, 19(6):1586–1593, 2004, ISSN 0885-8993.
- [21] Forum Netztechnik/Netzbetrieb im VDE: *Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz - Technische Mindestanforderungen für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz (VDE-AR-N 4105:2011-08)*, 1. August 2011.

- [22] Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft (BDEW): *Technische Richtlinie Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz - Richtlinie für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*, Juni 2008.
- [23] Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft (BDEW): *Technische Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Niederspannungsnetz*, 2008.
- [24] Bundesverband der Energie- und Wasserwirtschaft (BDEW): *Technische Anschlussbedingungen für den Anschluss an das Mittelspannungsnetz*, Mai 2008.
- [25] Jessen, Lars und Fuchs, Friedrich W.: *Investigation of renewable energy generation and load impact on the grid impedance at different points of connection in public low voltage grids to support grid integration of renewable energies*. Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016 18th European Conference on, Seiten 1–10, 2016.
- [26] VDE 0102:2002-07: *Kurzschlussströme in Drehstromnetzen - Teil 0: Berechnung der Ströme*, Juli 2002.
- [27] Lu, Minghui, Al-Durra, Ahmed, Mueeen, S. M., Leng, Siyu, Loh, Poh Chiang und Blaabjerg, Frede: *Benchmarking of Stability and Robustness against Grid Impedance Variation for LCL-Filtered Grid-Interfacing Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, Seite 1, 2017, ISSN 0885-8993.
- [28] Adib, Aswad, Mirafzal, Behrooz, Wang, Xiongfai und Blaabjerg, Frede: *On Stability of Voltage Source Inverters in Weak Grids*. IEEE Access, 6:4427–4439, 2018, ISSN 2169-3536.
- [29] Hoffmann, N., Fuchs, F. W. und Asiminoaei, L.: *Online grid-adaptive control and active-filter functionality of PWM-converters to mitigate voltage-unbalances and voltage-harmonics - a control concept based on grid-impedance measurement*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, Seiten 3067–3074, 2011.
- [30] Pan, Donghua, Ruan, Xinbo, Bao, Chenlei, Li, Weiwei und Wang, Xuehua: *Optimized Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter to Achieve High Robustness Against Grid-Impedance Variation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(3):1537–1547, 2015, ISSN 1932-4529.
- [31] Mallwitz, Regine und Engel, Bernd: *Solar power inverters*. Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 2010 6th International Conference on, 16-18 March 2010.
- [32] Blaabjerg, Frede, Liserre, Marco und Ma, Ke: *Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, 48(2):708–719, 2012, ISSN 0093-9994.
- [33] Quaschnig, Volker: *Regenerative Energiesysteme: Technologie, Berechnung, Simulation*. Hanser, München, 7. aktualisierte Auflage, 2011, ISBN 978-3-446-42944-4.
- [34] Schaffarczyk, Alois P., Beurskens, Jos, Rave, Klaus, van Radecke, Hermann, Danneberg, Lothar, Siegfriedsen, Sönke, Faber, Torsten, Fuchs, Friedrich W., Schütt, Reiner Johannes, Wanser, Sven und Ehlers, Frank: *Einführung in die Windenergietechnik*. Carl Hanser Fachbuchverlag, 1. Auflage, 2012, ISBN 3446430326.

- [35] Jenni, Felix und Wüest, Dieter: *Steuerverfahren für selbstgeführte Stromrichter*. Vdf-Hochschulverl. an der ETH Zürich, Zürich, 1. Auflage, 1995, ISBN 3519061767.
- [36] Wu, Bin: *High-power converters and AC drives*. Wiley, Hoboken, N.J and Chichester, 1. Auflage, 2010, ISBN 0471731714.
- [37] Teichmann, R. und Bernet, S.: *A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives, Traction, and Utility Applications*. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(3):855–865, 2005, ISSN 0093-9994.
- [38] Liang, Jiangang, Zhou, Xiao, Jin, Xinmin, Tong, Yibin und Cai, Rong: *Analysis of voltage distortion for parallel PWM inverters with L filter*. Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, (3).
- [39] Simoes, Marcelo, Reznik, Aleksander, Al Durra, Ahmed und Muyeen, S.: *LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid Interconnected Systems*. IEEE Transactions on Industry Applications, Seite 1, 2013, ISSN 0093-9994.
- [40] Blaabjerg, F., Teodorescu, R., Liserre, M. und Timbus, A.V.: *Overview of Control and Grid Synchronization for Distributed Power Generation Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(5):1398–1409, 2006, ISSN 1932-4529.
- [41] Timbus, A., Liserre, M., Teodorescu, R., Rodriguez, P. und Blaabjerg, F.: *Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(3):654–664, 2009, ISSN 0885-8993.
- [42] Zmood, D. N. und Holmes, D. G.: *Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady-state error*. IEEE Transactions on Power Electronics, 18(3):814–822, 2003, ISSN 0885-8993.
- [43] Kazmierkowski, Marian P., Krishnan, Ramu und Blaabjerg, Frede: *Control in Power Electronics: Selected Problems*. 1. Auflage, 2002.
- [44] Holmes, Donald Grahame und Lipo, Thomas A.: *Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice*. 1. Auflage, 2003.
- [45] Wang, Fei: *Sine-triangle versus space-vector modulation for three-level PWM voltage-source inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 38(2):500–506, 2002, ISSN 0093-9994.
- [46] Paul, Steffen und Paul, Reinhold: *Grundlagen der Elektrotechnik und Elektronik 3 - Dynamische Netzwerke: zeitabhängige Vorgänge, Transformationen, Systeme*. Lehrbuch. Springer Vieweg, Berlin, 2017, ISBN 978-3662449776.
- [47] Unbehauen, Rolf: *Grundlagen der Elektrotechnik: Einschwingvorgänge, Nichtlineare Netzwerke, Theoretische Erweiterungen*. Springer-Lehrbuch. Springer, Berlin, Heidelberg, vierte, völlig neubearbeitete Auflage, 1994, ISBN 978-3-662-07578-4.
- [48] Schulz, Gerd: *Regelungstechnik 2: Mehrgrößenregelung, Digitale Regelungstechnik, Fuzzy-Regelung*. 2. Auflage, 2008.

- [49] Dobrinski, Paul, Krakau, Gunter und Vogel, Anselm: *Physik für Ingenieure*. Lehrbuch: Physik. Teubner, Wiesbaden, 11., durchges. Auflage, 2006, ISBN 978-3-8351-0020-6.
- [50] Papula, Lothar: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 2: Ein Lehr und Arbeitsbuch für das Grundstudium*. 12. Auflage, 2009.
- [51] Unbehauen, Heinz: *Regelungstechnik 1: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*, Band 1, Ed.15 der Reihe *Regelungstechnik*. Vieweg, Braunschweig, 15., überarb. und erw. Auflage, 2008, ISBN 978-3-8348-0497-6.
- [52] Heuck, Klaus, Dettmann, Klaus Dieter und Schulz, Detlef: *Elektrische Energieversorgung: Erzeugung, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie für Studium und Praxis*. Vieweg+Teubner Verlag / Springer Fachmedien Wiesbaden GmbH Wiesbaden, Wiesbaden, 8., überarbeitete und aktualisierte Auflage, 2010, ISBN 978-3-8348-0736-6.
- [53] Araujo, Samuel Vasconcelos, Engler, Alfred, Sahan, Benjamin und Antunes, Fernando Luiz Marcelo: *LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines*. Power Electronics, 2007. ICPE '07. 7th International Conference on, Seiten 1133–1138, 2007.
- [54] Heskes, P. J. M., Myrzik, J. M. A. und Kling, W. L.: *Ancillary services for minimizing the impact of resonances in low voltage grids by power electronics based distributed generators*. Power and Energy Society General Meeting, 2011 IEEE, Seiten 1–8, 2011.
- [55] Krost, Gerhard: *Frequenzabhängige Impedanzen von Verbrauchern, Nieder- und Mittelspannungsnetzen*. Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Erlangen, 1983.
- [56] Köster, H. J., Weinel, F., Gretsch, R. und Weber, R.: *Technischer Bericht der Forschungsgemeinschaft für Hochspannungs- und Hochstromtechnik e.V.: Oberschwingungsgehalt und Netzimpedanzen elektrischer Nieder- und Mittelspannungsnetze*. November 1988.
- [57] Gretsch, R. und Weber, R.: *Oberschwingungsimpedanzen in Mittel- und Niederspannungsnetzen*. ELEKTRIE 44, Nr. 10, 1990.
- [58] Borcherding, Holger: *Netzurückwirkungen von Netzpulsstromrichtern im Einzel- und Parallelbetrieb in industriellen und öffentlichen Netzen: Abschlussbericht zum Projekt NENEP*. TIB - Technische Informationsbibliothek Universitätsbibliothek Hannover, 2012.
- [59] Grunau, Sönke, Reese, Jan, Jessen, Lars und Fuchs, Friedrich W.: *Aspects of Grid Integration of Renewable Energy Sources in Weak Power Systems*. ETG Kongress 2013, 2013.

- [60] Jessen, Lars, Gunter, Sandro, Fuchs, Friedrich W., Gottschalk, Martin und Hinrichs, Hans-J.: *Measurement results and performance analysis of the grid impedance in different low voltage grids for a wide frequency band to support grid integration of renewables*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE, Seiten 1960–1967, 2015.
- [61] Hinrichs, Hans-J. und Gottschalk, Martin: *Aufbau einer mobilen Versuchseinrichtung für Messungen im Niederspannungsnetz und Erstellung der Mess- und Analysesoftware im Verbundprojekt: Entwicklung und Bau einer mobilen Versuchseinrichtung zur Erprobung von Spannungsqualitäts-Optimierungsstrategien in Niederspannungsnetzen: Projektlaufzeit: 01. Januar 2012 bis 31. Dezember 2015*.
- [62] Hoffmann, Nils und Fuchs, Friedrich W.: *Minimal Invasive Equivalent Grid Impedance Estimation in Inductive-Resistive Power Networks Using Extended Kalman Filter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(2):631–641, 2014, ISSN 0885-8993.
- [63] Verband der Netzbetreiber (VDN): *Technische Regeln zur Beurteilung von Netzrückwirkungen*, 2007.
- [64] Morren, J., Reckers, T., Berende, M. und Slootweg, H.: *Limitation of short-circuit power due to distributed generation*. Integration of Renewables into the Distribution Grid, CIRED 2012 Workshop, Seite 157, 2012.
- [65] Margossian, Harag, Deconinck, Geert und Sachau, Juergen: *Distribution network protection considering grid code requirements for distributed generation*. IET Generation, Transmission & Distribution, 9(12):1377–1381, 2015, ISSN 1751-8687.
- [66] Cespedes, Mauricio und Sun, Jian: *Renewable Energy Systems Instability Involving Grid-Parallel Inverters*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, Seiten 1971–1977, 15-19 Feb. 2009.
- [67] Riccobono, Antonino, Naqvi, Syed Khurram Abbas, Monti, Antonello, Caldognetto, Tommaso, Siegers, Jonathan und Santi, Enrico: *Online wideband identification of single-phase AC power grid impedances using an existing grid-tied power electronic inverter*. Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2015 IEEE 6th International Symposium on, Seiten 1–8, 2015.
- [68] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Borup, U. und Liserre, M.: *A new control structure for grid-connected LCL PV inverters with zero steady-state error and selective harmonic compensation*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE, Seiten 580–586, 2004.
- [69] Tripathi, Ravi Nath, Singh, Alka und Hanamoto, Tsuyoshi: *Design and control of LCL filter interfaced grid connected solar photovoltaic (SPV) system using power balance theory*. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 69:264–272, 2015, ISSN 01420615.
- [70] DIN EN 61000-3-2: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-2: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte-Eingangsstrom ≤ 16 A je Leiter)*, März 2010.

- [71] DIN EN 61000-3-12: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-12: Grenzwerte - Grenzwerte für Oberschwingungsströme, verursacht von Geräten und Einrichtungen mit einem Eingangsstrom > 16 A und ≤ 75 A je Leiter, die zum Anschluss an öffentliche Niederspannungsnetze vorgesehen sind*, Juni 2012.
- [72] DIN EN 61000-3-11: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-11: Grenzwerte; Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen; Geräte und Einrichtungen mit einem Bemessungsstrom ≤ 75 A, die einer Sonderanschlussbedingung unterliegen*, April 2001.
- [73] DIN EN 61000-3-3: *Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 3-3: Grenzwerte - Begrenzung von Spannungsänderungen, Spannungsschwankungen und Flicker in öffentlichen Niederspannungs-Versorgungsnetzen für Geräte mit einem Bemessungsstrom ≤ 16 A je Leiter, die keiner Sonderanschlussbedingung unterliegen*, Juni 2009.
- [74] Bien, Andrzej, Borkowski, Dariusz und Wetula, Andrzej: *Estimation of power system parameters based on load variance observations - laboratory studies*. Electrical Power Quality and Utilisation, 2007. EPQU 2007. 9th International Conference on, Seiten 1–6, 2007.
- [75] Pedersen, K.O.H, Nielsen, A.H und Poulsen, N.K: *Short-circuit impedance measurement*. IEE Proceedings - Generation, Transmission and Distribution, 150(2):169, 2003, ISSN 13502360.
- [76] Borkowski, D., Wetula, A. und Bien, A.: *New method for noninvasive measurement of utility harmonic impedance*. Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE, Seiten 1–8, 2012.
- [77] Borkowski, D. und Bien, A.: *Improvement of Accuracy of Power System Spectral Analysis by Coherent Resampling*. IEEE Transactions on Power Delivery, 24(3):1004–1013, 2009, ISSN 0885-8977.
- [78] Abdelkader, Sobhy M. und Morrow, D. John: *Online Thévenin Equivalent Determination Considering System Side Changes and Measurement Errors*. IEEE Transactions on Power Systems, 30(5):2716–2725, 2015, ISSN 0885-8950.
- [79] Eidson, Brandon L., Geiger, Daniel L. und Halpin, Mark: *Equivalent power system impedance estimation using voltage and current measurements*. Power Systems Conference (PSC), 2014 Clemson University, Seiten 1–6, 2014.
- [80] Abdelkader, Sobhy M. und Morrow, D. John: *Online Tracking of Thévenin Equivalent Parameters Using PMU Measurements*. IEEE Transactions on Power Systems, 27(2):975–983, 2012, ISSN 0885-8950.
- [81] Arefifar, S. A. und Xu, Wilsun: *Online Tracking of Power System Impedance Parameters and Field Experiences*. IEEE Transactions on Power Delivery, 24(4):1781–1788, 2009, ISSN 0885-8977.
- [82] Borkowski, D., Wetula, A. und Kowalski, J.: *Uncertainty estimation in noninvasive measurement of harmonic impedance - Laboratory studies*. Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), 2015 International School on, Seiten 1–4, 2015.

- [83] Karimzadeh, Farzad, Esmaeili, Saeid und Hosseinian, Seyed Hossein: *A Novel Method for Noninvasive Estimation of Utility Harmonic Impedance Based on Complex Independent Component Analysis*. IEEE Transactions on Power Delivery, 30(4):1843–1852, 2015, ISSN 0885-8977.
- [84] Asiminoaei, L., Teodorescu, R., Blaabjerg, F. und Borup, U.: *A new method of on-line grid impedance estimation for PV inverter*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Seiten 1527–1533, 2004.
- [85] Cespedes, Mauricio und Sun, Jian: *Online grid impedance identification for adaptive control of grid-connected inverters*. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Seiten 914–921, 2012.
- [86] Günter, S., Fuchs, Friedrich W. und Hinrichs, Hans-J.: *A Method to Measure the Network Harmonic Impedance*. PCIM Europe 2013, 14 – 16 May 2013, Nuremberg, 2013.
- [87] Günter, Sandro und Fuchs, Friedrich W.: *Switching time prediction for digital hysteresis control for high frequency current in grid impedance measurement application*. Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on, Seiten 1–8, 2014.
- [88] Knop, A. und Fuchs, F. W.: *High frequency grid impedance analysis by current injection*. Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE, Seiten 536–541, 2009.
- [89] Knop, A. und Fuchs, F.W: *High frequency grid impedance analysis with three-phase converter and FPGA based tolerance band controller*. Compatibility and Power Electronics, 2009. CPE '09., Seiten 286–291, 2009.
- [90] Rhode, J. P., Kelley, A. W. und Baran, M. E.: *Complete characterization of utilization-voltage power system impedance using wideband measurement*. IEEE Transactions on Industry Applications, 33(6):1472–1479, 1997, ISSN 0093-9994.
- [91] Cai, Wen, Liu, Bangyin, Duan, Shanxu und Zou, Changyue: *An Islanding Detection Method Based on Dual-Frequency Harmonic Current Injection Under Grid Impedance Unbalanced Condition*. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 9(2):1178–1187, 2013, ISSN 1551-3203.
- [92] Martin, Daniel, Santi, Enrico und Barkley, Adam: *Wide bandwidth system identification of AC system impedances by applying perturbations to an existing converter*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, Seiten 2549–2556, 2011.
- [93] Jordan, Michael, Langkowski, Hauke, Thanh, Trung Do und Schulz, Detlef: *Frequency dependent grid-impedance determination with pulse-width-modulation-signals*. 2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), Seiten 131–136, 2011.
- [94] Do Thanh, Trung: *Messeinrichtung zur mobilen Netzimpedanzmessung auf der Mittelspannungsebene*. Dissertation, Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg, 2014.

- [95] Sumner, M., Palethorpe, B. und Thomas, D.W.P.: *Impedance Measurement for Improved Power Quality - Part 1: The Measurement Technique*. IEEE Transactions on Power Delivery, 19(3):1442–1448, 2004, ISSN 0885-8977.
- [96] Hoffmann, Nils: *Netzadaptive Regelung und Aktiv-Filter Funktionalität von Netz-pulsstromrichtern in der regenerativen Energieerzeugung*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Kiel, 2015.
- [97] Ciobotaru, Mihai, Agelidis, Vassilios und Teodorescu, Remus: *Line impedance estimation using model based identification technique*. Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 2011.
- [98] Cobreces, Santiago: *Optimization and Analysis of the Current Control Loop of VSCs Connected to Uncertain Grids through LCL Filters*. Dissertation, 2009.
- [99] Ciobotaru, Mihai: *Reliable Grid Condition Detection and Control of Single-Phase Distributed Power Generation Systems*. Dissertation, Aalborg University, Aalborg, Januar 2009.
- [100] Knop, André: *Entwicklung eines schnelltaktenden Stromrichters für die Netzimpedanzanalyse im Frequenzbereich bis 10 kHz*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Kiel, 2013.
- [101] Sandro Günter: *Entwicklung eines dreistufigen netzgebundenen Stromrichters zur Messung der frequenzabhängigen Netzimpedanz und aktiven Oberschwingungsfiltrung*. Dissertation, Christian-Albrechts Universität zu Kiel, 2017.
- [102] Knop, André: *Mittelfrequenz - Messstromgenerator für die Netzimpedanzanalyse: Kurzbeschreibung, Technische Daten*, 2009.
- [103] Hinrichs, Hans-J. und Ott, Thomas: *Impedanzmessung*. Erneuerbare Energien, (9), 2007.
- [104] Papula, Lothar: *Mathematik für Ingenieure und Naturwissenschaftler Band 3: Vektoranalysis, Wahrscheinlichkeitsrechnung, Mathematische Statistik, Fehler- und Ausgleichsrechnung*. 5. Auflage, 2008.
- [105] Kloss, Albert: *Oberschwingungen: Netzrückwirkungen der Leistungselektronik*. 2. Auflage, 1996.
- [106] Cleff, Thomas: *Deskriptive Statistik und moderne Datenanalyse: Eine computergestützte Einführung mit Excel, SPSS und STATA*. OnlinePlus. Gabler, Wiesbaden, 1. Auflage, 2008, ISBN 978-3-8349-0202-3.
- [107] Pogaku, Nagaraju, Prodanovic, Milan und Green, Timothy C.: *Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid*. IEEE Transactions on Power Electronics, 22(2):613–625, 2007, ISSN 0885-8993.
- [108] Jessen, Lars und Fuchs, Friedrich W.: *Modeling of inverter output impedance for stability analysis in combination with measured grid impedances*. Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2015 IEEE 6th International Symposium on, Seiten 1–7, 2015.

- [109] Agorreta, Juan Luis, Borrega, Mikel, López, Jesús und Marroyo, Luis: *Modeling and Control of n-Paralleled Grid-Connected Inverters With LCL Filter Coupled Due to Grid Impedance in PV Plants*. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(3):770–785, 2011, ISSN 0885-8993.
- [110] Wang, Xuehua, Ruan, Xinbo, Liu, Shangwei und Tse, Chi K.: *Full Feedforward of Grid Voltage for Grid-Connected Inverter With LCL Filter to Suppress Current Distortion Due to Grid Voltage Harmonics*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(12):3119–3127, 2010, ISSN 0885-8993.
- [111] Lunze, Jan: *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer-Lehrbuch. Springer Vieweg, Berlin, 8., überarb. Auflage, 2014, ISBN 978-3-642-53943-5.
- [112] Freund, E.: *Zeitvariable Mehrgrößensysteme*, Band 57 der Reihe *Lecture notes in operations research and mathematical systems*. Springer-Verlag, Berlin and New York, 1971, ISBN 978-3-540-05685-0.
- [113] Weber, Hubert und Ulrich, Helmut: *Laplace-, Fourier- und z-Transformation: Grundlagen und Anwendungen für Ingenieure und Naturwissenschaftler*. Studium. Vieweg + Teubner, Wiesbaden, 9., überarb. und erw. Auflage, 2012, 2012, ISBN 978-3-8348-0560-7.
- [114] Stopp, F.: *Operatorenrechnung: Laplace-, Fourier- und Z-Transformation*, Band Bd. 10 der Reihe *Mathematik für Ingenieure, Naturwissenschaftler, Ökonomen und Landwirte*. Teubner Verlagsgesellschaft, Stuttgart, 5. Auflage, 1992, ISBN 978-3-8154-2030-0.
- [115] Zou, Changyue, Liu, Bangyin, Duan, Shanxu und Li, Rui: *Influence of Delay on System Stability and Delay Optimization of Grid-Connected Inverters With LCL Filter*. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 10(3):1775–1784, 2014.
- [116] Wang, Jianguo, Yan, Jiu Dun, Jiang, Lin und Zou, Jiyan: *Delay-Dependent Stability of Single-Loop Controlled Grid-Connected Inverters with LCL Filters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(1):743–757, 2016.
- [117] Bowes, Sidney R. und Holliday, Derrick: *Optimal Regular-Sampled PWM Inverter Control Techniques*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(3):1547–1559, 2007, ISSN 1932-4529.
- [118] Hoffmann, Nils, Fuchs, Friedrich W. und Dannehl, Jörg: *Models and Effects of Different Updating and Sampling Concepts to the Control of Grid-Connected PWM Converters - A Study Based on Discrete Time Domain Analysis*. Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 2011.
- [119] Schulz, Gerd: *Regelungstechnik 1: Grundlagen, Analyse und Entwurf von Regelkreisen, rechnergestützte Methoden*. Springer-Lehrbuch. Springer, Berlin [u.a.], 1995, ISBN 978-3-540-59326-3.
- [120] Wessels, Christian: *Durchfahren von Netzfehlern bei Windenergieanlagen mit FACTS*. Dissertation, 2012.

- [121] Jalili, K. und Bernet, S.: *Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(5):1674–1689, 2009, ISSN 1932-4529.
- [122] Lunze, Jan: *Regelungstechnik 1: Systemtheoretische Grundlagen, Analyse und Entwurf Einschleifiger Regelungen*. Springer-Lehrbuch. Springer Vieweg, Berlin [u.a.], 10. aktualisierte Auflage, 2014, ISBN 978-3-642-53908-4.
- [123] Beres, Remus, Wang, Xiongfei, Blaabjerg, Frede, Bak, Claus Leth und Liserre, Marco: *A review of passive filters for grid-connected voltage source converters*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2014 Twenty-Ninth Annual IEEE, Seiten 2208–2215, 2014.
- [124] Beres, Remus Narcis, Wang, Xiongfei, Liserre, Marco, Blaabjerg, Frede und Bak, Claus Leth: *A Review of Passive Power Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 4(1):54–69, 2016, ISSN 2168-6777.
- [125] Dannehl, Jörg: *Regelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filter für Antriebe mit kleiner Kapazität im Zwischenkreis*. Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Kiel, 2012.
- [126] Liang, Hao, Choi, Bong Jun, Zhuang, Weihua und Shen, Xuemin: *Decentralized inverter control in microgrids based on power sharing information through wireless communications*. Seiten 5148–5153.
- [127] Liserre, M., Blaabjerg, F. und Hansen, S.: *Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier*. IEEE Transactions on Industry Applications, 41(5):1281–1291, 2005, ISSN 0093-9994.
- [128] Liserre, M., Blaabjerg, F. und Hansen, S.: *Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier*. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE, Seiten 299–307, 2001.
- [129] Meyer, R. und Mertens, A.: *Design and optimization of LCL filters for grid-connected converters*. Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International, Seiten LS7a.1–1–LS7a.1–6, 2012.
- [130] Arcuri, S., Liserre, M., Ricchiuto, D., Kerekes, Tamas und Blaabjerg, Frede: *Stability analysis of grid inverter LCL-filter resonance in wind or photovoltaic parks*. IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Seiten 2499–2504, 2011.
- [131] Schröder, Dierk: *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Springer Berlin Heidelberg, Berlin, Heidelberg, 2009.
- [132] Dannehl, J. und Fuchs, F. W.: *Flatness-based voltage-oriented control of three-phase PWM rectifiers*. Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, Seiten 444–450, 2008.

- [133] Blasko, V. und Kaura, V.: *A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 12(1):116–123, 1997, ISSN 0885-8993.
- [134] Razali, Azziddin M., Rahman, M. A. und Rahim, Nasrudin A.: *Implementation of d-q decoupling and feed-forward current controller for grid connected three phase voltage source converter*. Seiten 1–8.
- [135] Franklin, Gene F., Powell, J. David und Workman, Michael L.: *Digital control of dynamic systems*. Addison-Wesley, Menlo Park, Calif, 3rd ed Auflage, 1998, ISBN 0-201-33153-5.
- [136] Cespedes, Mauricio und Sun, Jian: *Modeling and mitigation of harmonic resonance between wind turbines and the grid*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, Seiten 2109–2116, 17-22 Sept. 2011.
- [137] Bhattacharyya, S., Cobben, J. F. G. und Kling, W. L.: *Harmonic Current Pollution in a Low Voltage Network*. 2010.
- [138] Liserre, M., Teodorescu, R. und Blaabjerg, F.: *Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame*. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(3):836–841, 2006, ISSN 0885-8993.
- [139] Reigosa, David, Arbolea, Pablo, Guerrero, Juan Manuel, Garcia, Pablo und Briz, Fernando: *Analysis of grid connected converters using a feed-forward disturbance decoupling current control*. Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, Seiten 2976–2983, 2010.
- [140] Levine, William S. (Herausgeber): *The Control Handbook - Control System Fundamentals*. 1. Auflage, 2011.
- [141] Dannehl, J., Wessels, C. und Fuchs, F. W.: *Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(2):380–388, 2009, ISSN 1932-4529.
- [142] Suul, Jon Are, Molinas, Marta, Norum, Lars und Undeland, Tore: *Tuning of control loops for grid connected voltage source converters*. Power and Energy Conference, 2008. PECon 2008. IEEE 2nd International, Seiten 797–802, 2008.
- [143] Unbehauen, Heinz: *Regelungstechnik 1: Klassische Verfahren zur Analyse und Synthese linearer kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*. Vieweg, 10. Auflage, 2000.
- [144] Teodorescu, R., Blaabjerg, F., Liserre, M. und Loh, P. C.: *Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters*. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 153(5):750, 2006, ISSN 13502352.
- [145] Yepes, Alejandro G., Freijedo, Francisco D., Doval-Gandoy, Jesús, López, Óscar, Malvar, Jano und Fernandez-Comesaña, Pablo: *Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(7):1692–1712, 2010, ISSN 0885-8993.

- [146] Yepes, Alejandro G., Freijedo, Francisco D., Doval-Gandoy, Jesús, Lopez, Óscar, Malvar, Jano und Fernandez-Comesaña, Pablo: *Correction to "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers" [Jul 10 1692-1712]*. IEEE Transactions on Power Electronics, 27(12):4976, 2012, ISSN 0885-8993.
- [147] Jaalam, N., Rahim, N. A., Bakar, A.H.A., Tan, ChiaKwang und Haidar, Ahmed M.A.: *A comprehensive review of synchronization methods for grid-connected converters of renewable energy source*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 59:1471–1481, 2016, ISSN 13640321.
- [148] Lakshmanan, S.A, Jain, Amit und Rajpurohit, B. S.: *Improved Phase Lock Loop system for grid connected renewable energy sources under distorted conditions*. Power and Energy Society General Meeting (PESGM), 2016, 2016:1–5.
- [149] Hoffmann, N., Lohde, R., Fischer, M., Fuchs, F. W., Asiminoaei, L. und Thogersen, P.B: *A review on fundamental grid-voltage detection methods under highly distorted conditions in distributed power-generation networks*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE, Seiten 3045–3052, 2011.
- [150] Gardner, Floyd Martin: *Phaselock techniques*. Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, 3. ed. Auflage, 2005, ISBN 0471430633.
- [151] Hsieh, Guan Chyun und Hung, J. C.: *Phase-locked loop techniques. A survey*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43(6):609–615, 1996, ISSN 1932-4529.
- [152] Karimi-Ghartema, Masoud: *Enhanced phase-locked loop structures for power and energy applications*, Band 13 der Reihe *IEEE Press Series on Microelectronic Systems*. Wiley, Hoboken, 2014, ISBN 978-1-118-79502-6.
- [153] Limongi, L. R., Bojoi, R., Pica, C., Profumo, F. und Tenconi, A.: *Analysis and Comparison of Phase Locked Loop Techniques for Grid Utility Applications*. 2007.
- [154] Timbus, A., Liserre, M., Teodorescu, R. und Blaabjerg, F.: *Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation Systems. An Overview and Evaluation*. Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, Seiten 2474–2481, 2005.
- [155] Guo, Xiao Qiang, Wu, Wei Yang und Gu, He Rong: *Phase locked loop and synchronization methods for gridinterfaced converters: a review*. 2011.
- [156] Dong, Dong, Wen, Bo, Mattavelli, Paolo, Boroyevich, Dushan und Xue, Yaosuo: *Grid-synchronization modeling and its stability analysis for multi-paralleled three-phase inverter systems*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE, Seiten 439–446, 2013.
- [157] Dong, Dong, Wen, Bo, Boroyevich, Dushan, Mattavelli, Paolo und Xue, Yaosuo: *Analysis of Phase-Locked Loop Low-Frequency Stability in Three-Phase Grid-Connected Power Converters Considering Impedance Interactions*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(1):310–321, 2015, ISSN 1932-4529.

- [158] Liserre, Marco, Blaabjerg, Frede und Dell'Aquila, Antonio: *Step-by-step design procedure for a grid-connected three-phase PWM voltage source converter*. International Journal of Electronics, 91(8):445–460, 2004, ISSN 0020-7217.
- [159] Pena-Alzola, Rafael, Liserre, Marco, Blaabjerg, Frede, Sebastian, Rafael, Dannehl, Jorg und Fuchs, Friedrich W.: *Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters*. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 10(1):43–52, 2014, ISSN 1551-3203.
- [160] Wang, T.C.Y., Ye, Zhihong, Sinha, Gautam und Yuan, Xiaoming: *Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter*. Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual, Seiten 779–784, 2003.
- [161] Pena-Alzola, R., Liserre, M., Blaabjerg, F., Sebastian, R., Dannehl, J. und Fuchs, F. W.: *Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(6):2642–2646, 2013, ISSN 0885-8993.
- [162] Rockhill, A. A., Liserre, Marco, Teodorescu, Remus und Rodriguez, Pedro: *Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(4):1205–1217, 2011, ISSN 1932-4529.
- [163] Wessels, Christian, Dannehl, Jörg und Fuchs, Friedrich W.: *Active Damping of LCL-Filter Resonance based on Virtual Resistor for PWM Rectifiers - Stability Analysis with Different Filter Parameters*. 2008.
- [164] Aapro, Aapo, Messo, Tuomas und Suntio, Teuvo: *Effect of active damping on the output impedance of PV inverter*. Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2015 IEEE 16th Workshop on, Seiten 1–8, 2015.
- [165] Sowjanya, M. Lakshmi und Babu, B. Chitti: *Comparative analysis of LCL filter with active and passive damping methods for grid-interactive inverter system*. Students' Technology Symposium (TechSym), 2014 IEEE, Seiten 350–355, 2014.
- [166] Zhao, Wenqiang und Chen, Guozhu: *Comparison of active and passive damping methods for application in high power active power filter with LCL-filter*. Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on, Seiten 1–6, 2009.
- [167] Wei, Sun, Xiaojie, Wu, Peng, Dai und Juan, Zhou: *An over view of damping methods for three-phase PWM rectifier*. Industrial Technology, 2008. ICIT 2008. IEEE International Conference on, Seiten 1–5, 2008.
- [168] Zhang, Chi, Tomislav, Dragicevic, Juancho, Vasquez C. und Josep, Guerrero M.: *Resonance damping techniques for grid-connected voltage source converters with LCL filters — A review*. Energy Conference (ENERGYCON), 2014 IEEE International, Seiten 169–176, 2014.
- [169] Büyük, Mehmet, Tan, Adnan, Tümay, Mehmet und Bayındır, K. Çağatay: *Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 62:46–69, 2016, ISSN 13640321.

- [170] Parker, Stewart G.: *Discrete Time Current Regulation of Grid Connected Converters with LCL Filters*. Dissertation, RMIT University, Melbourne, Juli 2014.
- [171] Hanif, M.: *Active damping techniques for suppressing the LCL filter resonance in distributed generators*. Power Engineering Conference (UPEC), 2013 48th International Universities', Seiten 1–5, 2013.
- [172] Dannehl, Joerg, Liserre, Marco und Fuchs, Friedrich W.: *Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(8):3623–3633, 2011, ISSN 1932-4529.
- [173] Liserre, M., Dell'Aquila, A. und Blaabjerg, F.: *Genetic Algorithm-Based Design of the Active Damping for an LCL-Filter Three-Phase Active Rectifier*. IEEE Transactions on Power Electronics, 19(1):76–86, 2004, ISSN 0885-8993.
- [174] Yao, Wenli, Yang, Yongheng, Zhang, Xiaobin und Blaabjerg, Frede: *Digital notch filter based active damping for LCL filters*. 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Seiten 2399–2406, 2015.
- [175] Pena-Alzola, Rafael, Liserre, Marco, Blaabjerg, Frede, Ordonez, Martin und Kerekes, Tamas: *A Self-commissioning Notch Filter for Active Damping in a Three-Phase LCL -Filter-Based Grid-Tie Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(12):6754–6761, 2014, ISSN 0885-8993.
- [176] Ciobotaru, Mihai, Rosse, Antoine, Bede, Lorand, Karanayil, Baburaj und Agelidis, Vassilios G.: *Adaptive Notch filter based active damping for power converters using LCL filters*. Seiten 1–7.
- [177] Pena-Alzola, Rafael, Liserre, Marco, Blaabjerg, Frede und Kerekes, Tamas: *Self-commissioning notch filter for active damping in three phase LCL-filter based grid converters*. Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, Seiten 1–9, 2013.
- [178] Pena-Alzola, Rafael, Liserre, Marco, Blaabjerg, Frede, Ordonez, Martin und Yang, Yongheng: *LCL-Filter Design for Robust Active Damping in Grid-Connected Converters*. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 10(4):2192–2203, 2014, ISSN 1551-3203.
- [179] Prodanovic, M. und Green, T. C.: *Control and filter design of three-phase inverters for high power quality grid connection*. IEEE Transactions on Power Electronics, 18(1):373–380, 2003, ISSN 0885-8993.
- [180] Blasko, V. und Kaura, V.: *A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter*. IEEE Transactions on Industry Applications, 33(2):542–550, 1997, ISSN 0093-9994.
- [181] Malinowski, M. und Bernet, S.: *A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(4):1876–1880, 2008, ISSN 1932-4529.

- [182] Liserre, M., Dell'Aquila, A. und Blaabjerg, F.: *Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier*. Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual (Volume: 3), Seiten 1195–1201, 2002.
- [183] Twining, E. und Holmes, D. G.: *Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter*. Power Electronics Specialists Conference, 2002. pesc 02. 2002 IEEE 33rd Annual (Volume: 3), Seiten 1189–1194, 2002.
- [184] Twining, E. und Holmes, D. G.: *Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 18(3):888–895, 2003, ISSN 0885-8993.
- [185] Zeng, Guohong, Rasmussen, Tonny W., Ma, Lin und Teodorescu, Remus: *Design and control of LCL-filter with active damping for Active Power Filter*. 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Seiten 2557–2562, 2010.
- [186] Mihalache, L.: *A high performance DSP controller for three-phase PWM rectifiers with ultra low input current THD under unbalanced and distorted input voltage*. Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 (Volume:1), Seiten 138–144, 2005.
- [187] Parker, Stewart Geoffrey, McGrath, Brendan P. und Holmes, Donald Grahame: *Regions of Active Damping Control for LCL Filters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 50(1):424–432, 2014, ISSN 0093-9994.
- [188] Wang, Xiongfei, Blaabjerg, Frede und Loh, Poh Chiang: *Grid-Current-Feedback Active Damping for LCL Resonance in Grid-Connected Voltage-Source Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(1):213–223, 2016, ISSN 0885-8993.
- [189] Aapro, Aapo, Messo, Tuomas und Suntio, Teuvo: *Effect of single-current-feedback active damping on the output impedance of grid-connected inverter*. EPE 2016, Seiten 1–10, 2016.
- [190] Dannehl, Jörg, Fuchs, Friedrich W., Hansen, Steffan und Thøgersen, Paul Bach: *Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters*. IEEE Transactions on Industry Applications, 46(4):1509–1517, 2010, ISSN 0093-9994.
- [191] Xin, Zhen, Loh, Poh Chiang, Wang, Xiongfei, Blaabjerg, Frede und Tang, Yi: *Highly Accurate Derivatives for LCL-Filtered Grid Converter With Capacitor Voltage Active Damping*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(5):3612–3625, 2016, ISSN 0885-8993.
- [192] Sun, Jian: *Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(11):3075–3078, 2011, ISSN 0885-8993.
- [193] Turner, Robert, Walton, Simon und Duke, Richard: *A Case Study on the Application of the Nyquist Stability Criterion as Applied to Interconnected Loads and Sources on Grids*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(7):2740–2749, 2013, ISSN 1932-4529.

- [194] Feng, Xiaogang, Ye, Zhihong, Xing, Kun, Lee, F. C. und Borojevic, D.: *Impedance specification and impedance improvement for DC distributed power system*. Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE (Volume:2), Seiten 889–894, 1999.
- [195] Feng, Xiaogang, Liu, Jinjun und Lee, F. C.: *Impedance specifications for stable DC distributed power systems*. IEEE Transactions on Power Electronics, 17(2):157–162, 2002, ISSN 0885-8993.
- [196] Wildrick, C. M., Lee, F. C., Cho, B. H. und Choi, B.: *A method of defining the load impedance specification for a stable distributed power system*. IEEE Transactions on Power Electronics, 10(3):280–285, 1995, ISSN 0885-8993.
- [197] Guerrero, J. M., Garcia de Vicuna, L., Matas, J., Castilla, M. und Miret, J.: *Output Impedance Design of Parallel-Connected UPS Inverters With Wireless Load-Sharing Control*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52(4):1126–1135, 2005, ISSN 1932-4529.
- [198] Matas, José, Castilla, Miguel, Vicuña, Luis García de, Miret, Jaume und Vasquez, Juan Carlos: *Virtual Impedance Loop for Droop-Controlled Single-Phase Parallel Inverters Using a Second-Order General-Integrator Scheme*. IEEE Transactions on Power Electronics, 25(12):2993–3002, 2010, ISSN 0885-8993.
- [199] Gu, Yunjie, Li, Wuhua und He, Xiangning: *Frequency-Coordinating Virtual Impedance for Autonomous Power Management of DC Microgrid*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(4):2328–2337, 2015, ISSN 0885-8993.
- [200] Yang, Dongsheng, Ruan, Xinbo und Wu, Heng: *Impedance Shaping of the Grid-Connected Inverter with LCL Filter to Improve Its Adaptability to the Weak Grid Condition*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(11):5795–5805, 2014, ISSN 0885-8993.
- [201] Cespedes, Mauricio und Sun, Jian: *Three-phase impedance measurement for system stability analysis*. Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2013 IEEE 14th Workshop on, Seiten 1–6, 2013.
- [202] Chen, Xin, Gong, Chun Yin, Wang, Hui Zhen und Cheng, Lin: *Stability analysis of LCL-type grid-connected inverter in weak grid systems*. Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), 2012 International Conference on, Seiten 1–6.
- [203] Sun, Jian: *Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems: A Review*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(11):2545–2554, 2009, ISSN 0885-8993.
- [204] Lissandron, Stefano, Dalla Santa, Luca, Mattavelli, Paolo und Wen, Bo: *Validation of impedance-based small-signal stability analysis for single-phase grid-feeding inverters with PLL*. Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2015 IEEE 6th International Symposium on, Seiten 1–7, 22-25 June 2015.
- [205] Jokipii, Juha, Messo, Tuomas und Suntio, Teuvo: *Simple method for measuring output impedance of a three-phase inverter in dq-domain*. Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International, Seiten 1466–1470, 2014.

- [206] Panov, Y. und Jovanovic, M.: *Practical issues of input/output impedance measurements in switching power supplies and application of measured data to stability analysis*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE, Seiten 1339–1345, 2005.
- [207] Cobreces, S., Bueno, E. J., Pizarro, D., Rodriguez, F. J. und Huerta, F.: *Grid Impedance Monitoring System for Distributed Power Generation Electronic Interfaces*. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 58(9):3112–3121, 2009, ISSN 0018-9456.
- [208] Fuchs, F. W., Hoffmann, N., Reese, J., Wessels, C., Lohde, R., Grunau, S. und Gebhardt, F.: *Research laboratory for grid-integration of distributed renewable energy resources - Integration analysis of DERs -*. 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, 2012.
- [209] Hanju Cha, Trung-Kien Vu und Jae-Eon Kim: *Design and control of Proportional-Resonant controller based Photovoltaic power conditioning system*. Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, Seiten 2198–2205.
- [210] Hoffmann, Nils und Fuchs, Friedrich W.: *Online grid impedance estimation for the control of grid connected converters in inductive-resistive distributed power-networks using extended kalman-filter*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, Seiten 922–929, 2012.
- [211] Wang, Fei, Duarte, Jorge L., Hendrix, Marcel A. M. und Ribeiro, Paulo F.: *Modeling and Analysis of Grid Harmonic Distortion Impact of Aggregated DG Inverters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 26(3):786–797, 2011, ISSN 0885-8993.
- [212] Dang, Pengpai, Ellinger, Thomas und Petzoldt, Jurgen: *Dynamic Interaction Analysis of APF Systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(9):4467–4473, 2014, ISSN 1932-4529.
- [213] Dang, Pengpai, Petzoldt, J. und Ellinger, T.: *Stability analysis of multi-parallel APF systems*. Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on, 2011.
- [214] Fuchs, F. und Mertens, A.: *Prediction and avoidance of grid-connected converter's instability caused by wind park typical, load-varying grid resonance*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, Seiten 2633–2640, 2014.
- [215] Zhang, Weiyi, Citro, Costantino, Cantarellas, Antoni M., Remon, Daniel, Luna, Alvaro und Rodriguez, Pedro: *Tuning of proportional resonant controllers for three phase PV power converters with LCL+trap filter*. T&D Conference and Exposition, 2014 IEEE PES, Seiten 1–5, 2014.
- [216] Wang, Xiongfei, Blaabjerg, Frede und Loh, Poh Chiang: *Proportional derivative based stabilizing control of paralleled grid converters with cables in renewable power plants*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE, Seiten 4917–4924.

- [217] Huang, Min, Wang, Xiongfei, Loh, Poh Chiang und Blaabjerg, Frede: *LLCL-Filtered Grid Converter With Improved Stability and Robustness*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(5):3958–3967, 2016, ISSN 0885-8993.
- [218] Cespedes, Mauricio und Jian Sun: *Mitigation of Inverter-Grid Harmonic Resonance by Narrow-Band Damping*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2(4):1024–1031, 2014, ISSN 2168-6777.
- [219] Cespedes, Mauricio und Sun, Jian: *Impedance shaping of three-phase grid-parallel voltage-source converters*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE, Seiten 754–760, 2012.
- [220] Cespedes, Mauricio: *Impedance Modeling, Analysis, and Adaption of Grid-Connected Inverters with PLL*. Dissertation, Rensselaer Polytechnic Institute, New York, November 2014.
- [221] Cobreces, Santiago, Bueno, Emilio, Rodriguez, Francisco J., Huerta, Francisco und Rodriguez, Pedro: *Influence analysis of the effects of an inductive-resistive weak grid over L and LCL filter current hysteresis controllers*. Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, Seiten 1–10, 2007.
- [222] Unbehauen, Heinz: *Regelungstechnik 2: Zustandsregelungen, digitale und nichtlineare Regelsysteme*, Band 2, Ed.9 der Reihe *Regelungstechnik*. Vieweg, Braunschweig, 9., durchges. und korr. Auflage, 2007, ISBN 978-3-528-83348-0.

8 Eigene Veröffentlichungen

- [E1] S. Grunau, J. Reese, L. Jessen, F. W. Fuchs: *Aspects of Grid Integration of Renewable Energy Sources in Weak Power Systems. Security in Critical Infrastructures Today*, Proceedings of International ETG-Congress 2013; Symposium 1; 5-6 Nov. 2013; ISBN: 978-3-8007-3550-1
- [E2] L. Jessen, F. W. Fuchs: *Modeling of inverter output impedance for stability analysis in combination with measured grid impedances*. 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2015 IEEE
- [E3] L. Jessen, S. Günter, F. W. Fuchs, M. Gottschalk, H.-J. Hinrichs: *Measurement results and performance analysis of the grid impedance in different low voltage grids for a wide frequency band to support grid integration of renewables*. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE
- [E4] L. Jessen, F. W. Fuchs: *Investigation of renewable energy generation and load impact on the grid impedance at different points of connection in public low voltage grids to support grid integration of renewable energies*. Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), 2016 18th European Conference on
- [E5] L. Jessen, Z. Zou, B. Benkendorff, M. Liserre, F. W. Fuchs: *Resonance identification and damping in AC-grids by means of multi MW grid converters*. Industrial Electronics Society , IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE

9 Anhang

9.1 Ergänzende Informationen zu den Netzimpedanzmessungen

Tab. 9.1: Kurzschlussleistungen im Mittel- und Niederspannungsnetz je Standort

		Standort 1	Standort 2	Standort 3
MS-Netz (Max.)	$S_{k,MS,max}$	254,60 MVA	83,38 MVA	85,06 MVA
	$\psi_{k,MS,max}$	69,38°	44,17°	41,11°
MS-Netz (Min.)	$S_{k,MS,min}$	136,41 MVA	64,32 MVA	68,34 MVA
	$\psi_{k,MS,min}$	73,79°	44,30°	39,13°
NS-Netz (Max.)	$S_{k,PoC,max}$	9,55 MVA	5,70 MVA	6,07 MVA
	$\psi_{k,PoC,max}$	76,68°	72,70°	71,74°
NS-Netz (Min.)	$S_{k,PoC,min}$	9,24 MVA	5,60 MVA	5,99 MVA
	$\psi_{k,PoC,min}$	76,75°	72,16°	71,09°

Tab. 9.2: Impedanzen der Mittelspannungsnetze basierend auf Netzberechnungen, Impedanzen der Transformatoren basierend auf Datenblättern und Reihenschaltung aus beidem je Standort. Die Impedanzen des Mittelspannungsnetzes sind auf Niederspannungsniveau transformiert.

		Standort 1	Standort 2	Standort 3
MS-Netz (Min.)	$R_{apx,MS,min}$	0,22 mΩ	1,38 mΩ	1,42 mΩ
	$X_{apx,MS,min}$	0,59 mΩ	1,34 mΩ	1,24 mΩ
	$Z_{apx,MS,min}$	0,63 mΩ	1,92 mΩ	1,88 mΩ
	$\Psi_{apx,MS,min}$	69,38°	44,17°	41,11°
MS-Netz (Max.)	$R_{apx,MS,max}$	0,33 mΩ	1,78 mΩ	1,82 mΩ
	$X_{apx,MS,max}$	1,13 mΩ	1,74 mΩ	1,48 mΩ
	$Z_{apx,MS,max}$	1,17 mΩ	2,49 mΩ	2,34 mΩ
	$\Psi_{apx,MS,max}$	73,79°	44,30°	39,13°
Transformator	$R_{apx,T}$	3,64 mΩ	6,98 mΩ	6,85 mΩ
	$X_{apx,T}$	15,72 mΩ	25,47 mΩ	23,81 mΩ
	$Z_{apx,T}$	16,14 mΩ	26,41 mΩ	24,77 mΩ
	$\Psi_{apx,T}$	76,96°	74,68°	73,95°
Gesamt (Min.)	$R_{apx,min}$	3,86 mΩ	8,35 mΩ	8,27 mΩ
	$X_{apx,min}$	16,31 mΩ	26,81 mΩ	25,04 mΩ
	$Z_{apx,min}$	16,76 mΩ	28,08 mΩ	26,37 mΩ
	$\Psi_{apx,min}$	76,68°	72,70°	71,74°
Gesamt (Max.)	$R_{apx,max}$	3,97 mΩ	8,76 mΩ	8,66 mΩ
	$X_{apx,max}$	16,85 mΩ	27,21 mΩ	25,29 mΩ
	$Z_{apx,max}$	17,31 mΩ	28,58 mΩ	26,73 mΩ
	$\Psi_{apx,max}$	76,75°	72,16°	71,09°



(a)



(b)



(c)



(d)

Abb. 9.1: Messaufbau für die Durchführung der Netzimpedanzmessungen. (a) Ortsnetzstation und Container für Messequipment, (b) geöffnete Niederspannungsseite der Ortsnetzstation mit Rogowskispulen, Differenzastköpfen und Huckepackstecksicherungen zum Anschluss des Anregestromgenerators, (c) Arbeitsplatz innerhalb des Containers zur Impedanz-, Strom- und Spannungsmessung und (d) Anregestromgenerator im Container

9.2 Systemparameter des netzparallelen Wechselrichtersystems

Die in den folgenden Tabellen 9.3, 9.4 und 9.5 dargestellten Werte dienen als Grundlage für die Untersuchungen in den Kapiteln 4 und 5, sofern bei den jeweiligen Untersuchungen keine hiervon abweichenden Werte angegeben sind.

Tab. 9.3: Parameter der Netzmodelle der ohmsch-induktiven und schwingungsfähigen Netzimpedanz bzw. Netzadmittanz

Art des Modells	Bauteil	Wert
Schwingungsfähiges Modell („RLC-Netz“)	R_{go}	0,0375 Ω
	L_{go}	0,076 mH
	R_{gs}	siehe Tabelle 9.4
	C_g	abhängig von f_{gr}^Y
	R_{gp}	siehe Tabelle 9.4
	R_{gi}	0,0445 Ω
	L_{gi}	0,4895 mH
Ohmsch-induktives Modell („RL-Netz“)	R_g	$R_{go} + R_{gi} = 0,0820 \Omega$
	L_g	$L_{go} + L_{gi} = 0,5655 \text{ mH}$

Tab. 9.4: Bei den Untersuchungen zugrunde gelegte Dämpfungen des schwingungsfähigen Netzmodells

Dämpfungsvariante	R_{gs} [Ω]	R_{gp} [Ω]
Geringe Dämpfung	0,05 Ω	2000 Ω
Mittlere Dämpfung	0,3 Ω	200 Ω
Starke Dämpfung	1 Ω	20 Ω

Tab. 9.5: Parameter des Wechselrichtersystems, ^{1.)} bei Wechselrichtern mit L-Filter und ^{2.)} bei Wechselrichtern mit LCL-Filter (näheres hierzu in Kapitel 4.1.7)

Komponente des Wechselrichters	Bauteil	Wert
Allgemeines	f_{gi}	50 Hz
	f_{sw}	10 kHz
	L_b	$U_{LL}^2 / (\omega_{gi} S_n)$
	R_b	U_{LL}^2 / S_n
	S_n	6,9 kW
	U_{LL}	400 V
	ω_{gi}	$2\pi f_{gi}$
Abtastung und Verzögerung	f_s	10 kHz
	T_s	$1/f_s$
Filter	C_f	abhängig von f_{fr}
	L_f	$L_{fc} + L_{fg}$
	L_{fc}	4,2205 mH
	L_{fg}	0,4486 mH
	R_f	$R_{fc} + R_{fg}$
	R_{fc}	0,1139 Ω
	R_{fd}	0 Ω
	R_{fg}	0,0121 Ω
	$S_{T,n}$	8 kVA
\ddot{u}	1	
Regelung	k_{PIp}	46,628 γ
	k_{PR}	75
	$T_{PI n}$	0,370
	γ	0,36 ^{1.)} bzw. 0,27 ^{2.)}
	ω_{PR}	$6\omega_{gi}$
	ω_{PW}	ω_{PR}
PLL	f_{PLL}	300 Hz

9.3 Ergänzende Informationen zum Laboraufbau

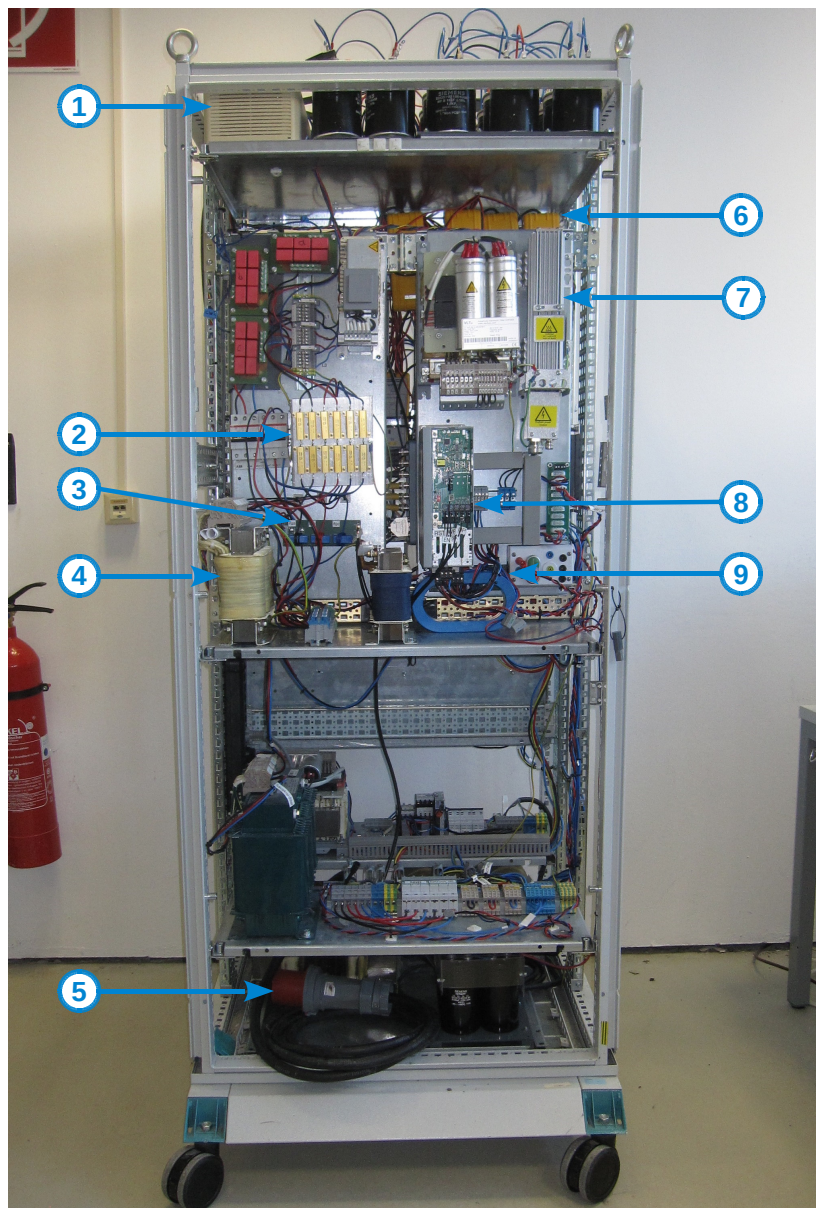


Abb. 9.2: Vorderseite des Laboraufbaus. 1: dSPACE DS1103 PPC Controller Board, 2: Dämpfungswiderstände R_{fd} im LCL-Filter, 3: Netzstrommessung i_{fg} , 4: umrichterseitige Filterinduktivität L_{fc} , 5: Anschluss ans Stromnetz, 6: Differenzastköpfe für u_g , u_c und u_{dc} , 7: Widerstand zum Schutz des Zwischenkreises, 8: Danfoss VLT FC 302 Umrichter mit 6,9kW und Ansteuerkarte, 9: Umrichterstrommessung i_{fg} (hinter dem Gleichtaktfilter)

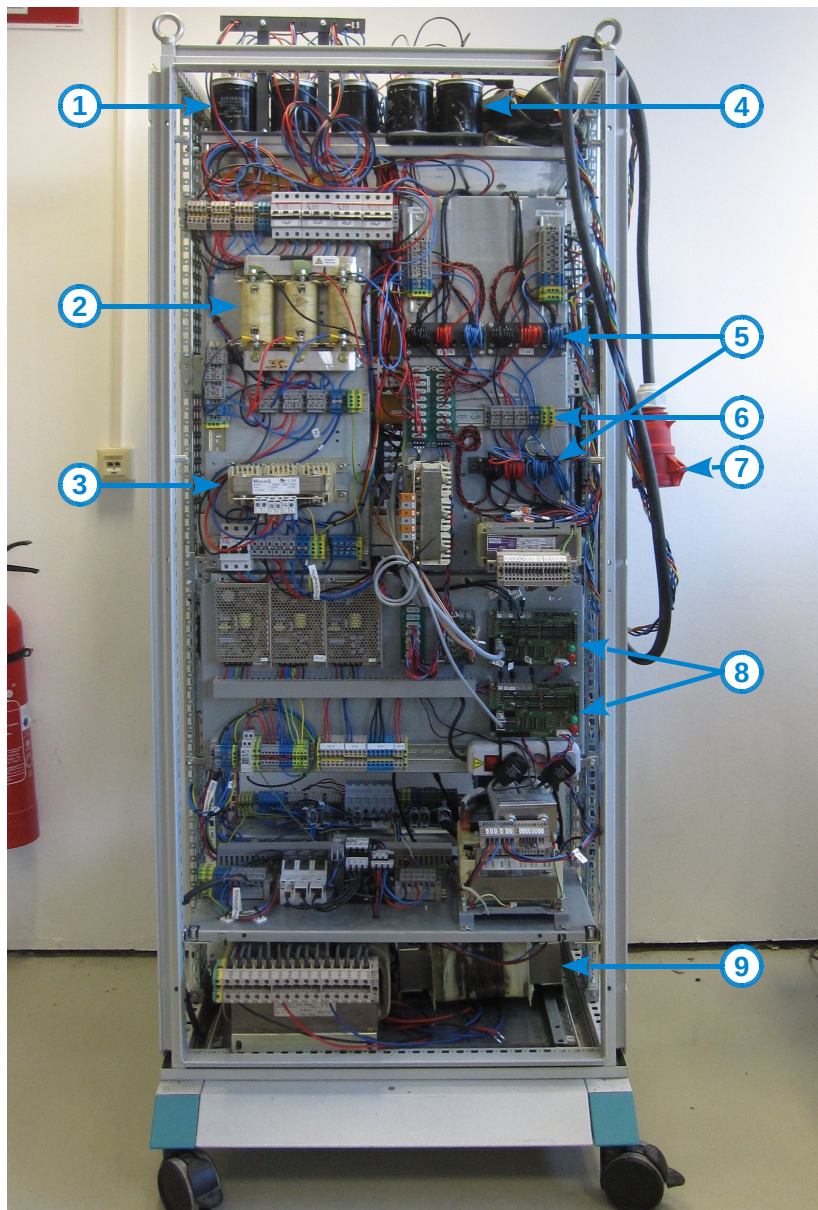


Abb. 9.3: Rückseite des Laboraufbaus. 1: Netzkapazität C_g , 2: äußere Netzinduktivität L_{go} , 3: innere Netzinduktivität L_{gi} , 4: LCL-Filterkapazität C_f , 5: Strommessungen für Impedanzmessungen, 6: Netzverknüpfungspunkt PoC, 7: Anschluss für den Anre-gestromgenerator, 8: Signalwandlerkarten zur Ansteuerung der Wechselrichter, 9: Trenntransformator als netzseitige LCL-Filterinduktivität L_{fg}

9.4 Negative Sequenzen der gemessenen Ausgangsimpedanzen

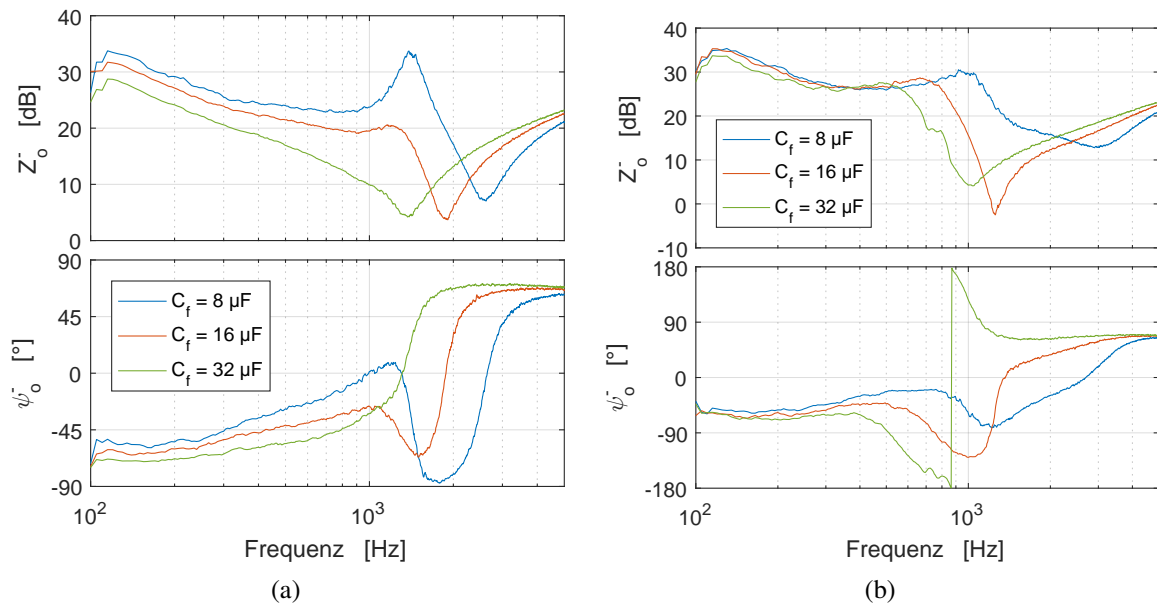


Abb. 9.4: Gemessene negative Sequenzen der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters mit LCL-Filter bei unterschiedlichen Filterkapazitäten C_f mit Umrichterstromregelung (a) und Netzstromregelung (b). Positive Sequenzen siehe Abbildung 4.20(a) und 4.20(b) auf Seite 90

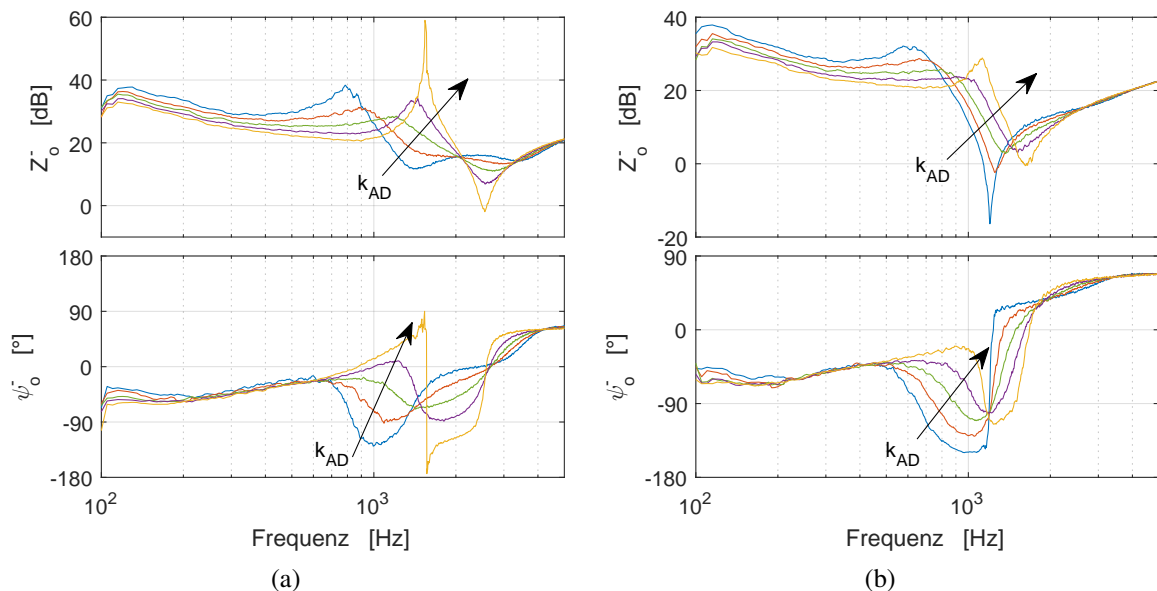


Abb. 9.5: Gemessene negative Sequenzen der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters mit LCL-Filter bei unterschiedlichen aktiven Dämpfungen. (a) Umrichterstromregelung mit $C_f = 8 \mu\text{F}$ bei P-Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ mit $k_{AD} = \{-30; -20; -10; 0; 10\}$, (b) Netzstromregelung mit $C_f = 16 \mu\text{F}$ bei D-Rückführung des Filterkondensatorstroms $i_f(k)$ mit $k_{AD} = \{-20; 0; 20; 40; 60\}$. Positive Sequenzen siehe Abbildung 4.21(a) und 4.21(b) auf Seite 91

9.5 Zustandsraummodelle der Rückführungen zwecks aktiver Dämpfung

Kontinuierliche Zustandsraummodelle

$$\Sigma_{AD} : \begin{cases} \dot{x}(t) = \mathbf{A}_{AD}x(t) + \mathbf{B}_{AD}u(t) \\ y(t) = \mathbf{C}_{AD}x(t) + \mathbf{D}_{AD}u(t) \end{cases} \quad (9.1)$$

Die zur aktiven Dämpfung in kontinuierlichen Systemen mit Proportionalglied, Differenzierer und Integrierer zugrunde gelegten Matrizen der Zustandsraummodelle Σ_{AD} lauten wie folgt:

Rückführung mit Proportionalglied: $\Sigma_{AD,P}$

$$\mathbf{A}_{AD,P} = [0] \quad \mathbf{B}_{AD,P} = [0] \quad \mathbf{C}_{AD,P} = [0] \quad \mathbf{D}_{AD,P} = [k_{AD}] \quad (9.2)$$

Rückführung mit Differenzierer: $\Sigma_{AD,D}$

$$\mathbf{A}_{AD,D} = [-h] \quad \mathbf{B}_{AD,D} = [1] \quad \mathbf{C}_{AD,D} = [-k_{AD}C_f h^2] \quad \mathbf{D}_{AD,D} = [k_{AD}C_f h] \quad (9.3)$$

Rückführung mit Integrierer: $\Sigma_{AD,I}$

$$\mathbf{A}_{AD,I} = [0] \quad \mathbf{B}_{AD,I} = [1] \quad \mathbf{C}_{AD,I} = \left[\frac{k_{AD}}{C_f} \right] \quad \mathbf{D}_{AD,I} = [k_{AD}] \quad (9.4)$$

Da ein Differenzierer ein nicht kausales System darstellt, kann dieser nicht in ein Zustandsraummodell transformiert werden. Aus diesem Grund wird beim Differenzierer nicht die Funktion $k_{AD}C_f s$, sondern $k_{AD}C_f s \cdot h/(s+h)$ mit $h = 10^9$ zugrunde gelegt. Durch die Multiplikation mit dem Tiefpass $h/(s+h)$ wird das System kausal. Die Eckfrequenz wird mit 10^9 rad/s festgelegt, sodass sie weit außerhalb der des betrachteten Bereichs liegt und die Untersuchungen nicht beeinflusst.

Zeitdiskrete Zustandsraummodelle

$$\Sigma_{d,AD} : \begin{cases} x(k+1) = \mathbf{A}_{d,AD}x(k) + \mathbf{B}_{d,AD}u(k) \\ y(k) = \mathbf{C}_{d,AD}x(k) + \mathbf{D}_{d,AD}u(k) \end{cases} \quad (9.5)$$

Die zur aktiven Dämpfung in zeitdiskreten Systemen mit Proportionalglied, Differenzierer und Integrierer zugrunde gelegten Matrizen der Zustandsraummodelle $\Sigma_{d,AD}$ lauten wie folgt:

Rückführung mit Proportionalglied: $\Sigma_{d,AD,P}$

$$\mathbf{A}_{d,AD,P} = [0] \quad \mathbf{B}_{d,AD,P} = [0] \quad \mathbf{C}_{d,AD,P} = [0] \quad \mathbf{D}_{d,AD,P} = [k_{AD}] \quad (9.6)$$

Rückführung mit Differenzierer: $\Sigma_{d,AD,D}$

$$\mathbf{A}_{d,AD,D} = [0] \quad \mathbf{B}_{d,AD,D} = [1] \quad \mathbf{C}_{d,AD,D} = \left[-\frac{k_{AD}C_f}{T_s} \right] \quad \mathbf{D}_{d,AD,D} = \left[\frac{k_{AD}C_f}{T_s} \right] \quad (9.7)$$

Rückführung mit Integrierer: $\Sigma_{d,AD,I}$

$$\mathbf{A}_{d,AD,I} = [1] \quad \mathbf{B}_{d,AD,I} = [1] \quad \mathbf{C}_{d,AD,I} = \left[\frac{k_{AD}T_s}{C_f} \right] \quad \mathbf{D}_{d,AD,I} = \left[\frac{k_{AD}T_s}{C_f} \right] \quad (9.8)$$

9.6 Einfluss der Dämpfung des Netzes bei Wechselrichtern mit LCL-Filter

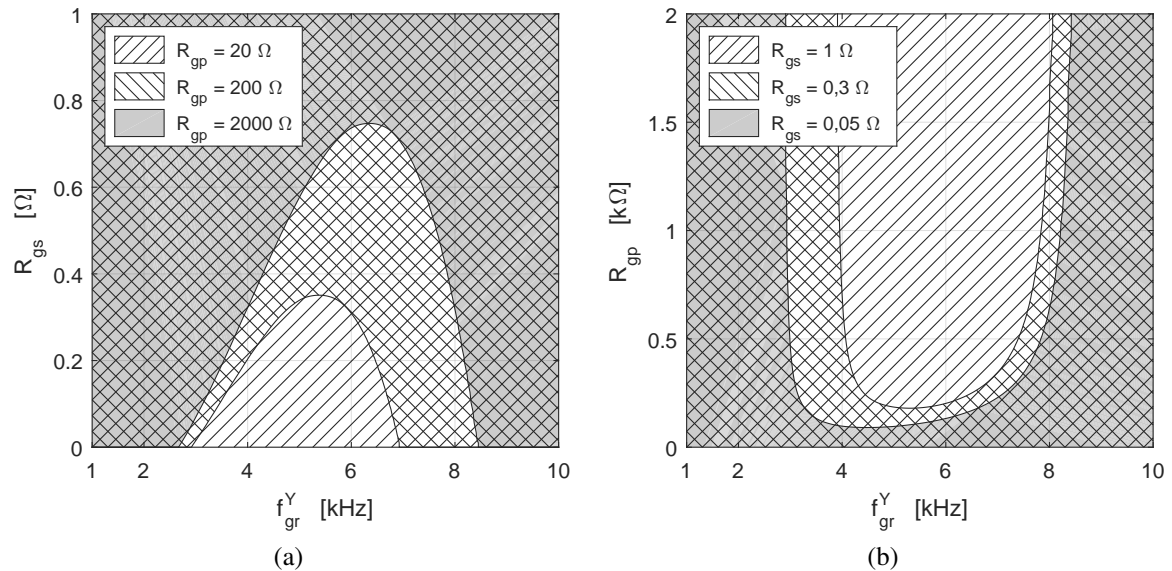


Abb. 9.6: Stabilitätsbereich eines Wechselrichters mit LCL-Filter mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ und Netzstromregelung am schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen Netzresonanzfrequenzen f_{gr}^Y und Dämpfungen. Stabilitätsbereich abhängig vom (a) seriellen Dämpfungswiderstand R_{gs} bzw. (b) parallelen Dämpfungswiderstand R_{gp}

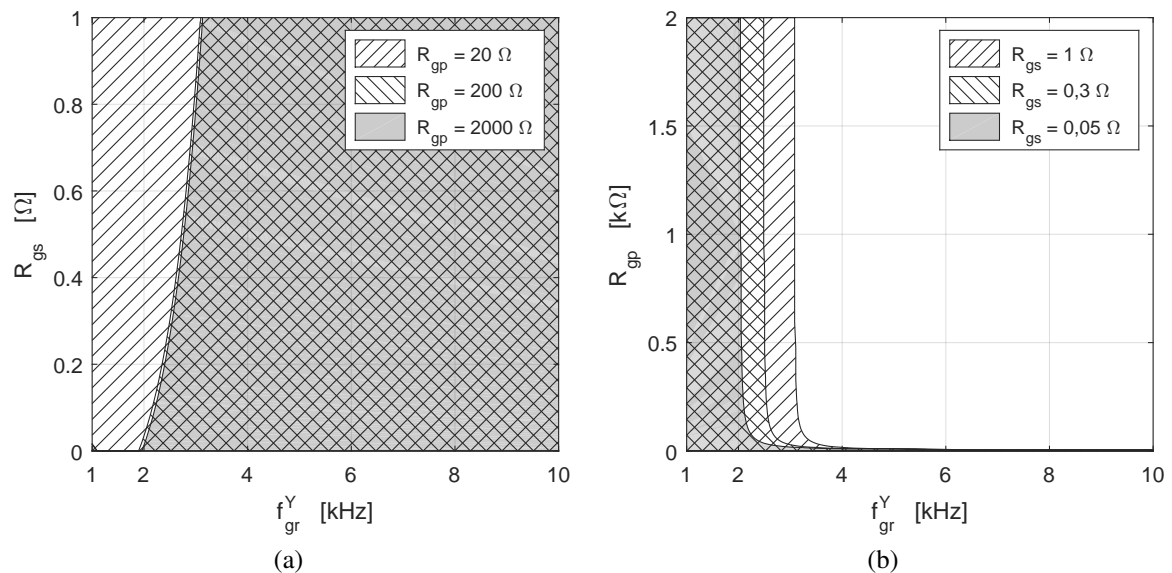


Abb. 9.7: Stabilitätsbereich eines Wechselrichters mit LCL-Filter mit $f_{fr} = 1,98 \text{ kHz}$ und Netzstromregelung am schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen Netzresonanzfrequenzen f_{gr}^Y und Dämpfungen. Stabilitätsbereich abhängig vom (a) seriellen Dämpfungswiderstand R_{gs} bzw. (b) parallelen Dämpfungswiderstand R_{gp}

9.7 Ausregelzeit und Überschwingweite eines Wechselrichters am RL-Netz

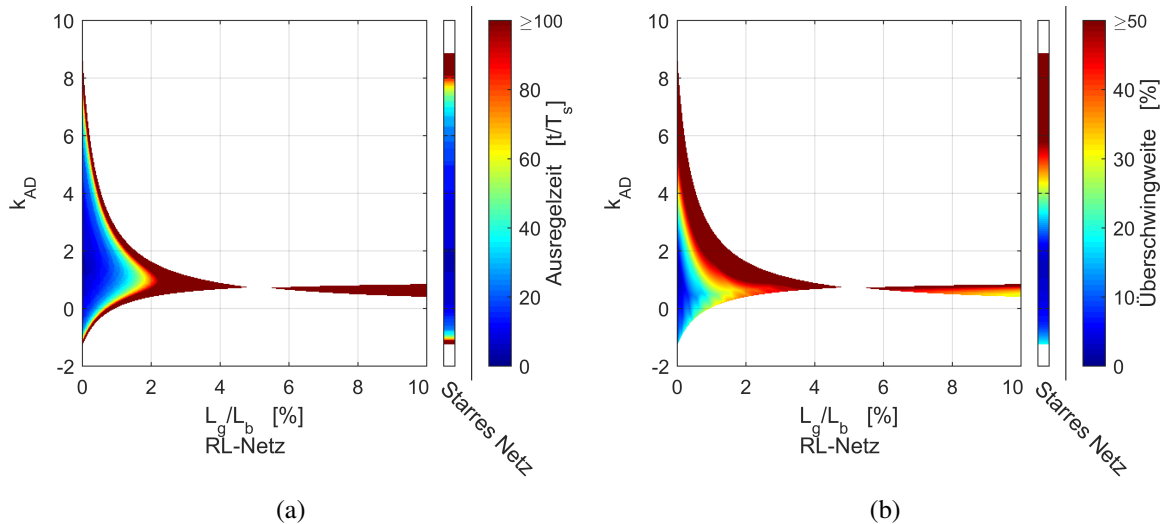


Abb. 9.8: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch I-Rückführung von $i_f(k)$ an einem ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen L_g/L_b und $R_g/R_b = 0,35 \%$ („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

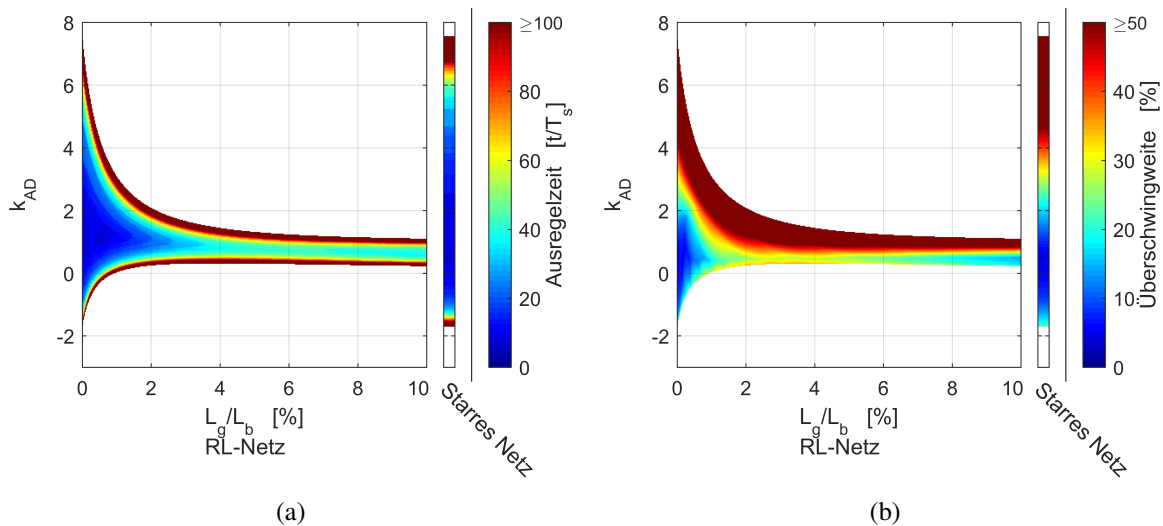


Abb. 9.9: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch P-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ an einem ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen L_g/L_b und $R_g/R_b = 0,35 \%$ („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

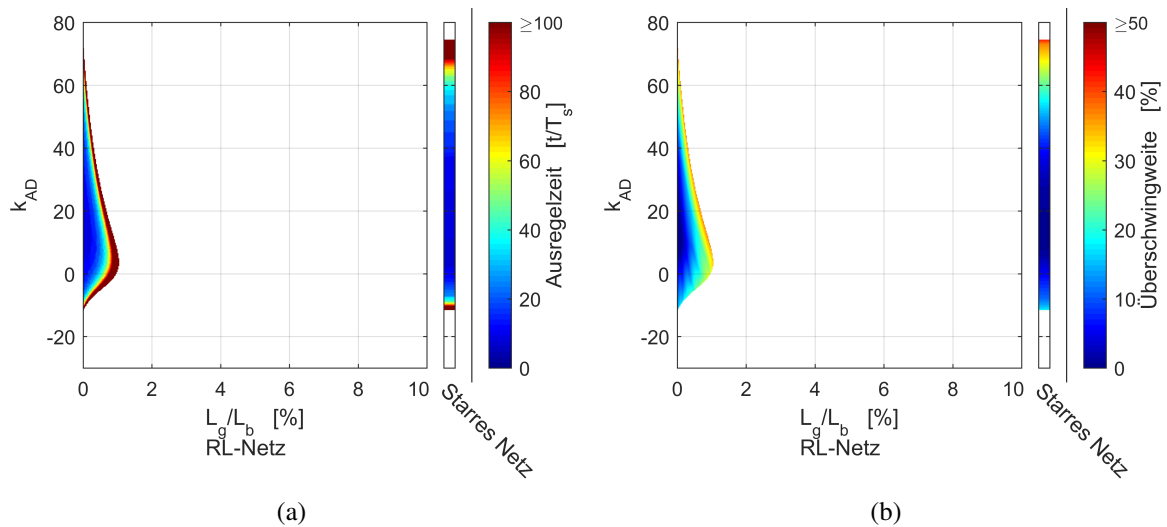


Abb. 9.10: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79\text{kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch D-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ an einem ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen L_g/L_b und $R_g/R_b = 0,35\%$ („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

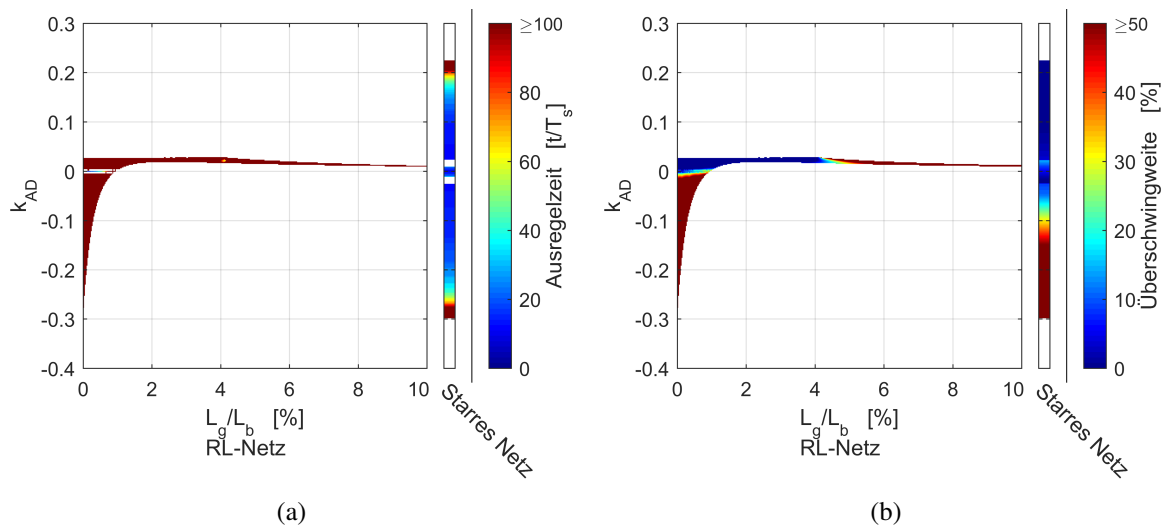


Abb. 9.11: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79\text{kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch I-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ an einem ohmsch-induktiven Netz mit unterschiedlichen L_g/L_b und $R_g/R_b = 0,35\%$ („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil bzw. erreicht keinen stationären Endwert innerhalb des $\pm 5\%$ Schlauchs. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

9.8 Ausregelzeit und Überschwingweite eines Wechselrichters am RLC-Netz

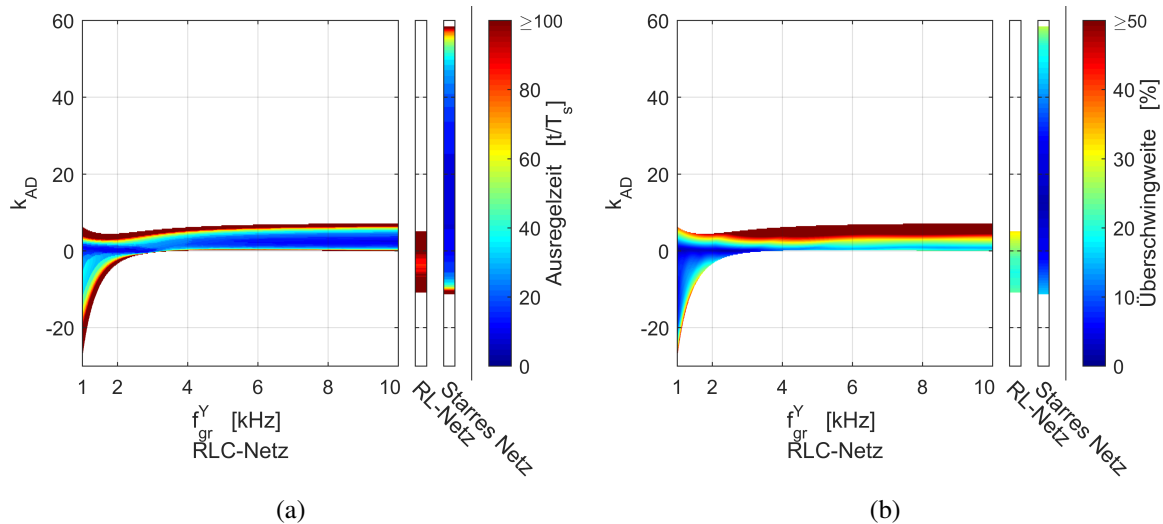


Abb. 9.12: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch P-Rückführung von $i_f(k)$ an einem schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen f_{gr}^Y („RLC-Netz“) bzw. an einem ohmsch-induktiven Netz („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

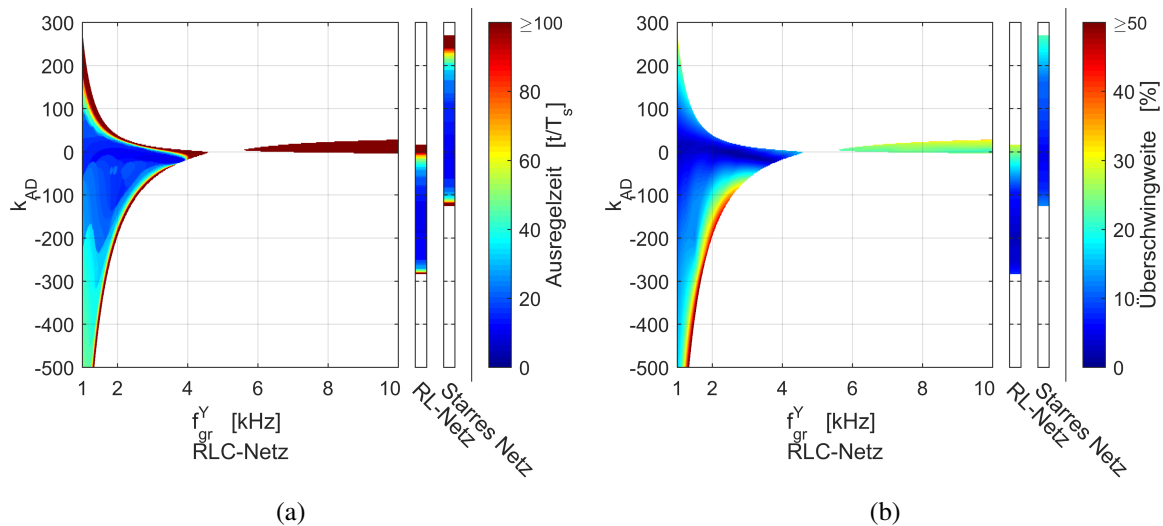


Abb. 9.13: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79 \text{ kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch D-Rückführung von $i_f(k)$ an einem schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen f_{gr}^Y („RLC-Netz“) bzw. an einem ohmsch-induktiven Netz („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

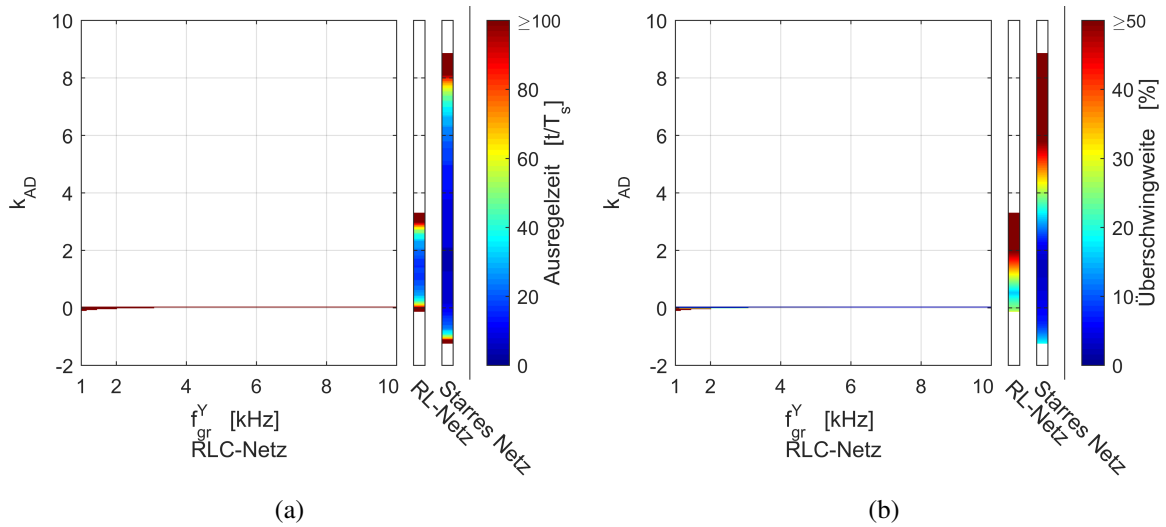


Abb. 9.14: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79\text{kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch I-Rückführung von $i_f(k)$ an einem schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen f_{gr}^Y („RLC-Netz“) bzw. an einem ohmsch-induktiven Netz („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil bzw. erreicht keinen stationären Endwert innerhalb des $\pm 5\%$ Schlauchs. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

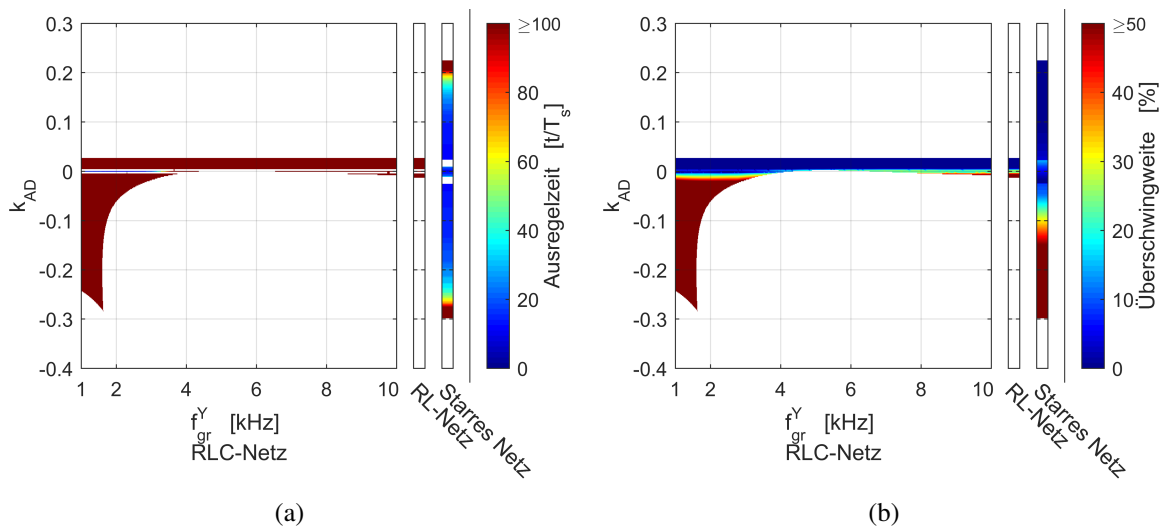


Abb. 9.15: Parameter der Sprungantwort eines Wechselrichters mit $f_{fr} = 2,79\text{kHz}$ bei aktiver Dämpfung durch I-Rückführung von $u_{Cf}(k)$ an einem schwingungsfähigen Netz mit unterschiedlichen f_{gr}^Y („RLC-Netz“) bzw. an einem ohmsch-induktiven Netz („RL-Netz“) bzw. an einem starren Netz. Außerhalb der eingefärbten Bereiche ist das System instabil bzw. erreicht keinen stationären Endwert innerhalb des $\pm 5\%$ Schlauchs. (a) Ausregelzeit, (b) Überschwingweite

Kurzlebenslauf

Name: Lars Jessen

Geburtsdatum: 7. Mai 1985

Geburtsort: Schleswig

Staatsangehörigkeit: Deutsch

Schulausbildung: 1995 – 2005
Bernstorff-Gymnasium Satrup

Studium: 2006 – 2009 (sechs Studiensemester)
Studium der Elektrotechnik an der Fachhochschule Kiel
Abschluss: Bachelor of Engineering

2009 – 2011 (vier Studiensemester)
Studium der Elektrotechnik an der Fachhochschule Kiel
Abschluss: Master of Engineering

Berufstätigkeit: 2011 – 2015
Trainee bzw. Doktorand
HanseWerk AG (ehem. E.ON Hanse AG)

2012 – 2015
Doktorand
Windenergiepark Westküste GmbH

2012 – 2016
Wissenschaftlicher Mitarbeiter
Lehrstuhl für Leistungselektronik
Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

seit 2017
Referent für Grundsatzarbeit
Schleswig-Holstein Netz AG bzw. HanseWerk AG