

Netzadaptive Regelung und Aktiv-Filter Funktionalität von Netzpulsstromrichtern in der regenerativen Energieerzeugung

Dissertation

zur Erlangung des akademischen Grades
Doktor der Ingenieurwissenschaften
(Dr.-Ing.)



der Technischen Fakultät
der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel
vorgelegt von

Dipl.-Ing. Nils Hoffmann

Halle/Saale
2015

gefördert durch:



ZUKUNFTSprogramm
Wirtschaft
Investition in Ihre Zukunft

Ministerium für Wissenschaft,
Wirtschaft und Verkehr
des Landes Schleswig-Holstein



Diese Arbeit wurde gefördert durch das *Zukunftsprogramm Wirtschaft* (2007-2013) mit Mitteln des Europäischen Fonds für regionale Entwicklung (EFRE) und Mitteln des Ministeriums für Wissenschaft, Wirtschaft und Verkehr des Landes Schleswig-Holsteins.

BibTex-Syntax für Zitate:

```
@phdthesis{thesisHoffmann,  
  type      =      {dissertation},  
  author    =      {Nils Hoffmann},  
  title     =      {Netzadaptive Regelung und Aktiv-Filter  
                  Funktionalität von Netzpulsstromrichtern in  
                  der regenerativen Energieerzeugung},  
  school    =      {Christian-Albrechts-University of Kiel},  
  year      =      {2015},  
}
```

Das Werk einschließlich aller seiner Teile ist urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die nicht ausdrücklich vom Urheberrechtsgesetz zugelassen ist, bedarf der vorherigen Zustimmung des Autors. Das gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Bearbeitungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen und die Einspeicherung und Verarbeitung in elektronischen Systemen.

Der Autor kann über <http://ibrhoffmann.de> kontaktiert werden.

© 2015 Nils Hoffmann

Alle Rechte vorbehalten.

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.dnb.de> abrufbar.

1. Gutachter:	Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs
2. Gutachter:	Prof. Frede Blaabjerg, Ph.D.
3. Gutachter:	Prof. Marian P. Kazmierkowski, Ph.D., Dr.Sc.
Datum der mündlichen Prüfung:	01.12.2014

Meine „Weisheit“ unterliegt einem Lernprozess, der andauert, solange ich lebe. Also habe ich nichts Endgültiges zu sagen. Weil wir aber in dieser Welt nicht so bleiben dürfen, wie wir sind, stelle ich meine Erkenntnisse zur Diskussion. Und weil ich meine Erfahrungen immer wieder gemacht habe, erzähle ich sie immer wieder. Sie lassen sich nicht in Kästchen stecken, auf Kapitel verteilen. So wie die Welt ein ganzes ist, sind Erfahrungen nicht zerlegbar.

Reinold Messner, 2010

aus „Berge versetzen – Das Credo eines Grenzgängers“
Sechste Auflage, 2010
ISBN 978-3-8354-0591-2

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel. Die dieser Arbeit zugrundeliegenden Untersuchungen wurden im Rahmen des *Zukunftsprogramms Wirtschaft* (2007-2013) mit Mitteln des Europäischen Fonds für regionale Entwicklung (EFRE) und Mitteln des Ministeriums für Wissenschaft, Wirtschaft und Verkehr des Landes Schleswig-Holsteins durchgeführt. Darüber hinaus bestand über den gesamten Bearbeitungszeitraum eine enge Zusammenarbeit in Form einer Projektbegleitung mit den Industriepartnern Danfoss Power Electronics A/S (Dänemark), Danfoss Solar Inverters A/S (Dänemark), Danfoss VLT Drives (U.S.A.), KK-Electronic A/S (Dänemark) und Converteam GmbH (Deutschland).

Mein besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr.-Ing. Friedrich W. Fuchs, welcher mir die Möglichkeit zur Promotion eröffnet hat. In den nunmehr fünf Jahren der intensiven Zusammenarbeit hat er mich immer wieder durch Diskussionen sowohl wissenschaftlicher als auch praktischer Aspekte der Leistungselektronik und elektrischen Antriebstechnik unterstützt. Ferner möchte ich ihm für die Bereitstellung der hervorragenden Lehrstuhl- und Laborinfrastruktur danken. Ich möchte mich zudem herzlich bei Prof. Dr. Frede Blaabjerg (Aalborg Universität, Dänemark) und bei Prof. Dr. Kazmierkowski (Technische Universität Warschau, Polen) für die Übernahme der Koreferate bedanken.

Weiterhin gebührt den Begleitern aus der Industrie mein tiefer Dank für die vielen kritischen Nachfragen, die konstruktiven Gespräche und die praktischen Hinweise während der vielen Projekttreffen. Diesbezüglich möchte ich mich besonders bei Dr. Lucian Asiminoaei (Danfoss Solar Inverters A/S), Dr. Paul B. Thøgersen (KK-Electronic A/S), Jesper R. Rosholm (Danfoss Power Electronics A/S), Helmut Jebenstreit (Converteam GmbH) und bei Dr.-Ing. Jörg Janning (Converteam GmbH) bedanken. Zudem möchte ich mich bei Charles J. Romenesko (Danfoss VLT Drives), Dr. Michael C. Harke (Danfoss VLT Drives), Dr. Steffan Hansen (Danfoss Solar Inverters A/S) und bei Dr.-Ing. Martin Janßen (Converteam GmbH) für die Unterstützung im Rahmen der verschiedenen durchgeführten Kooperationsprojekte bedanken.

Während meiner Arbeit am Lehrstuhl ergab sich wiederholt die Möglichkeit mit anderen Forschungsinstituten zu kooperieren. In diesem Zuge möchte ich mich besonders bei Prof. Dr. Robert D. Lorenz (University of Wisconsin-Madison, USA), Prof. Dr. Marco Liserre (Aalborg Universität, Dänemark) und Prof. Dr.-Ing. Andreas Lindemann (Universität Magdeburg) bedanken. Zudem möchte ich meinen besonderen Dank Herrn Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. h.c. (i.R.) Dierk Schröder (Technische Universität München) aussprechen, welcher mir die Möglichkeit gab, ein Kapitel zu indirekten Stromregelverfahren von Drehfeldmaschinen in der Neuauflage des Buches „Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen“ beizutragen.

Ich möchte mich für das konstruktive und freundschaftliche Arbeitsklima bei allen ehemaligen Kollegen des Lehrstuhls bedanken. Besonders hervorheben möchte ich hierbei die Kollegen des Regelungstechnik-Teams: Dr.-Ing. Jörg Dannehl, Dr.-Ing. Sönke Thomsen und Jan Reese. Die vielen fachlichen Diskussionen und kritischen Nachfragen haben meine wissenschaftliche Arbeit stets bereichert. Darüber hinaus möchte ich mich bei Bernd Doneit, Petra Bekendorf, Fabian Gebhardt, Dr.-Ing. Jens Schröder, Dr.-Ing Christian Wesels, Matthias Böttcher und bei Ralf Lohde für die vielfältige Unterstützung bedanken.

Ich möchte meinen Eltern Heike und Rüdiger Hoffmann meinen tiefen Dank aussprechen, welche mir überhaupt das Studium ermöglicht haben und mich immer wieder unterstützt haben. Außerdem möchte ich mich bei meiner Schwester Nadja Hoffmann für das Korrekturlesen der Arbeit bedanken.

Einen ganz besonderen Dank möchte ich an meine Frau Ina aussprechen: Du hast mich immer unterstützt und mir sowohl den nötigen Freiraum als auch einen Ausgleich zur Arbeit gegeben. Deine Unterstützung und Liebe waren die Grundlage zum Gelingen dieser Arbeit.

Halle/Saale, im Dezember 2014.

Nils Hoffmann

Deutsche Kurzfassung

Die hohe Durchdringung öffentlicher Energienetze mit zumeist leistungselektronisch angebundenen regenerativen Energieerzeugungsanlagen (kurz: EZAs) führt zu einem Wandel der Energieerzeugung. Die Netzimpedanz stellt dabei einen Schlüsselparameter bei der Erzeugung und Verteilung elektrischer Energie dar.

In dieser Arbeit wird ein Gesamtkonzept für die Erweiterung der Regelung eines Netzpulsstromrichters einer dezentralen EZA um die Adaption variierender ohmsch-induktiver Netzimpedanzen (kurz: netzadaptive Regelung) und einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität (kurz: AFF) entwickelt, untersucht und unter Laborbedingungen validiert.

Für die Detektion der äquivalenten Netzparameter werden zwei Verfahren berücksichtigt: (1) Die Messung der Netzimpedanz durch die Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstromes und (2) die Schätzung der Netzimpedanz mittels eines Erweiterten Kalman-Filters. Die Analysen dieser Detektionsverfahren zeigen, dass sich die Messung der Netzimpedanz durch eine hohe Detektionsgenauigkeit und die Schätzung der Netzimpedanz durch eine hohe Detektionsgeschwindigkeit auszeichnet. Dieses Erkenntnis führt zu der Entwicklung eines kombinierten Identifikationskonzeptes, welches die Detektion der Netzparameter in Echtzeit und mit minimaler Systemanregung ermöglicht.

Das kombinierte Identifikationskonzept dient als Grundlage für die Entwicklung eines netzadaptiven Regelungskonzeptes eines Netzpulsstromrichters mit netzseitigem LCL-Filter. Auf der Grundlage einer detaillierten Modellierung der Regelstrecke in einem rotierenden (dq) Koordinatensystem wird ein zeitdiskreter Stromregler mit idealerweise vollständiger Entkopplung der nieder- und hochfrequenten Verkopplungsdynamiken von LCL-Filtern entworfen. Es wird ein auf einer Sollwertfilterung basierendes aktives Dämpfungsnetzwerk entwickelt und um eine Adaption variierender Netzparameter erweitert. Die experimentellen Untersuchungen zeigen, dass die entwickelte netzadaptive Regelung insbesondere bei sprunghaften Änderungen der Netzimpedanz zu einer Erhöhung des Stabilitätsbereiches führt ohne die Dynamik der gesamten Stromregelung reduzieren zu müssen.

Zudem wird die netzadaptive Regelung um eine AFF erweitert. Die zusätzliche AFF führt zu einer Reduzierung bzw. vollständigen Kompensation von Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen am Anschlusspunkt des Netzpulsstromrichters einer dezentralen EZA. Die theoretischen und praktischen Analysen zu der AFF offenbaren, dass eine lastadaptive Betriebsführung für die Ausnutzung der maximalen Betriebsgrenzen eines Netzpulsstromrichters zielführend ist. Hierfür wird ein lastadaptiver Begrenzungsregler entwickelt. Das neu entwickelte lastadaptive Regelungskonzept zur Umsetzung der AFF führt zu einer deutlichen Verbesserung der Spannungsqualität am Anschlusspunkt einer regenerativen und dezentralen EZA.

English Summary

The high penetration of public energy distribution networks with distributed energy production units mainly connected through power electronic converters leads to a high utilization of the existing grid structures. This trend is mainly driven by the efforts to push electrical power generation toward green and sustainable energy production. In this context the grid impedance is a key parameter for the generation and distribution of electrical energy.

In this work an overall control concept for the grid impedance adaptive control and an additional active-filter functionality of grid-connected PWM converters is proposed, developed and validated with experimental results.

The detection of equivalent grid parameters is examined using two different methods: (1) the measurement of the grid impedance by means of inter-harmonic current injection and (2) the estimation of the grid impedance using an Extended Kalman-Filter. The analysis of these two methods reveals that measurement of the grid impedance leads to a high detection precision whereas the estimation of the grid impedance leads to high detection dynamics. This insight motivates the development of a combined identification method that is able to detect the grid impedance conditions in a real-time manner with minimal system excitation.

The combined identification method is the basis for the development of a grid impedance adaptive control concept for grid connected PWM converters with LCL-filters. The control is based on a detailed model of the control plant in the rotating (dq) reference frame whereas a discrete current controller with improved decoupling dynamics of both low and high frequency coupling dynamics of a LCL-filter is proposed. An active damping of the LCL-filter resonance is achieved using a grid impedance adaptive reference value filter. The measurement analysis shows that the proposed grid impedance adaptive control is able to guarantee stable converter operation with high control performance in the presence of step-wise grid impedance changes without the need of decreasing the current control dynamics.

In addition to high performance current control and grid impedance detection capability, the grid impedance adaptive control is superimposed with an active-filter functionality. The active-filter functionality leads to a mitigation or compensation of voltage-unbalances and lower-order voltage-harmonics at the grid-connection point of the renewable energy system. The analysis of the active-filter functionality motivated the development of the load adaptive operation point controller to utilize the maximum capability limits of the grid-connected converter. A measurement analysis validates the proposed control concept and demonstrates that a considerable voltage quality improvement is achieved by the additional active-filter functionality.

Inhaltsverzeichnis

Danksagung	I
Deutsche Kurzfassung	III
English Summary	V
Inhaltsverzeichnis	VII
Abkürzungs- und Symbolverzeichnis.....	XIII
1 Einleitung.....	1
1.1 Motivation.....	1
1.2 Forschungsziele	2
1.3 Aufbau der Arbeit	3
1.4 Zuordnung der Kapitelbeiträge zu der Liste eigener Publikationen.....	4
2 Netzstruktur und Netzimpedanz	5
2.1 Energienetze im Wandel.....	5
2.2 Netzkomponenten und die Auswirkung auf die Netzimpedanz	8
2.3 Beschreibung des Laborteststandes zur Nachbildung veränderlicher Netzbedingungen	17
3 Bestimmung der äquivalenten Netzimpedanz	19
3.1 Klassifizierung bereits beschriebener Identifikationsverfahren	19
3.1.1 Festlegung einer Taxonomie	19
3.1.2 Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz durch Netzwerkbetrachtungen	21
3.1.3 Breitbandige Anregung des Netzes durch die Einspeisung nicht- periodischer Signale	22
3.1.4 Frequenzselektive Anregung des Netzes durch die Einspeisung periodischer Signale	24
3.1.5 Ausnutzung des Betriebsverhaltens bereits an das Netz angeschlossener Stromrichter	26
3.1.6 Anforderungen an ein Identifikationsverfahren für den netzadaptiven Regelungsbetrieb eines Netzpulsstromrichters	27
3.1.7 Bewertung der bereits beschriebenen Identifikationsverfahren für die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung	28
3.2 Messung der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstromes	31
3.2.1 Bereits angewendete Messverfahren	31
3.2.2 Entwicklung des Messverfahrens	32
3.2.3 Messergebnisse.....	43

3.2.4	Zusammenfassung und Bewertung des Messverfahrens.....	54
3.3	Schätzung der Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter	55
3.3.1	Bereits angewendete Schätzverfahren.....	55
3.3.2	Entwicklung eines Erweiterten Kalman-Filters zur Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz	56
3.3.3	Initialisierung, Bestimmung der Rauschparameter und Systemanregung	68
3.3.4	Messergebnisse	76
3.3.5	Zusammenfassung und Bewertung des Schätzverfahrens	82
3.4	Ableitung des kombinierten Identifikationskonzeptes	84
3.5	Zusammenfassung und Bewertung der vorgestellten Identifikationsverfahren	87
4	Netzadaptive Regelung eines Netzpulsstromrichters	89
4.1	Übersicht zu adaptiven Regelungskonzepten.....	90
4.2	Modellierung der Regelstrecke	91
4.2.1	Systembeschreibung.....	91
4.2.2	Stromdynamik eines L-Filters.....	94
4.2.3	Stromdynamik eines LCL-Filters.....	96
4.2.4	Übertragungsdynamik eines digital implementierten Pulsweiten-Modulators	98
4.2.5	Abgetastete Regelstrecke mit L-Filter	103
4.2.6	Abgetastete Regelstrecke mit LCL-Filter	107
4.2.7	Spannungsorientierte Regelungsstruktur	116
4.3	Zeitdiskrete Stromregelung eines Netzpulsstromrichters.....	117
4.3.1	Struktur und Auslegung der zugrunde gelegten Stromregelung	117
4.3.2	Einfluss der Netzimpedanz auf die Regelungsgüte.....	123
4.3.3	Adaption der vorgestellten Stromregelung an variierende Netzimpedanzen.....	133
4.3.4	Praktische Aspekte für die Adaption der Stromregelung an variierende Netzimpedanzen.....	136
4.3.5	Messergebnisse	140
4.3.6	Zusammenfassung und Bewertung der komplexwertigen und rein zeitdiskret entwickelten Stromregelung.....	148
4.4	Netzadaptive Regelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter	149
4.4.1	Auslegung eines LCL-Filters unter Berücksichtigung einer variierenden Netzimpedanz.....	150
4.4.2	Übersicht und Auswahl von Verfahren zur aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz	154

4.4.3	Entwicklung einer komplexwertigen aktiven Dämpfung unter Verwendung eines frequenzselektiven Sollwertfilters	157
4.4.4	Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf das gewählte aktive Dämpfungsverfahren	172
4.4.5	Adaption des gewählten aktiven Dämpfungsverfahrens an variierende Netzimpedanzen	178
4.4.6	Messergebnisse der vorgestellten aktiven Dämpfungsverfahren bei unveränderlichen Netzbedingungen	184
4.4.7	Messergebnisse der netzadaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung und idealer Detektion der Netzimpedanz	194
4.4.8	Messergebnisse der netzadaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung und Schätzung der Netzimpedanz	210
4.5	Zusammenfassung und Bewertung des vorgestellten netzadaptiven Regelungsverfahrens	216
5	Aktiv-Filter Funktionalität zur Verbesserung der Netzspannungsqualität	219
5.1	Vorbetrachtungen	219
5.1.1	Zielsetzung der Aktiv-Filter Funktionalität	219
5.1.2	Aktiv-Filter Funktionalität in den Anschlussregeln regenerativer Energieerzeuger	223
5.1.3	Bestehende Verfahren zur Aktiv-Filter Funktionalität	224
5.2	Regelung eines Netzpulsstromrichters mit Aktiv-Filter Funktionalität	230
5.2.1	Regelungskonzept der Spannungsüberschwingungen und -unsymmetrien am Anschlusspunkt eines Netzpulsstromrichters	231
5.2.2	Erweiterung der Stromregelung um eine Regelung von Überschwingungen und Unsymmetrien	232
5.2.3	Detektion des Spannungswinkels der Netzgrundschwingung unter stark verzerrten Netzbedingungen	233
5.2.4	Detektion der Spannungsüberschwingungen und -unsymmetrien für die Umsetzung einer Aktiv-Filter Funktionalität	234
5.2.5	Kompensation der Mess- und Abtastverzögerungen sowie der Netzgegenspannung	235
5.2.6	Auslegung der überlagerten Spannungsregelkreise	236
5.2.7	Messergebnisse	246
5.2.8	Zusammenfassung und Bewertung des vorgestellten Regelungskonzeptes	262
5.3	Lastadaptive Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit Aktiv-Filter Funktionalität	264

5.3.1	Motivation zur lastadaptiven Betriebsführung.....	264
5.3.2	Betriebsgrenzen und Betriebsbereiche.....	265
5.3.3	Lastadaptive Anpassung der Betriebszustände.....	267
5.3.4	Lastadaptiver Begrenzungsregler zur Ausnutzung der maximalen Spannungsbetriebsgrenzen.....	270
5.3.5	Messergebnisse.....	273
5.3.6	Zusammenfassung und Bewertung der vorgestellten lastadaptiven Betriebsführung.....	277
5.4	Zusammenfassung und Bewertung der vorgestellten Aktiv-Filter Funktionalität für Netzpulsstromrichter.....	278
6	Zusammenfassung, Schlussfolgerungen und Ausblick.....	281
6.1	Zusammenfassung und Schlussfolgerung.....	281
6.2	Ausblick.....	283
7	Literaturverzeichnis.....	285
8	Anhang.....	303
8.1	Nenndaten und Basisgrößen des Messsystems.....	303
8.2	Definition der verwendeten Kenngrößen.....	303
8.2.1	Relative Kurzschlussleistung des Netzes.....	303
8.2.2	X/R-Verhältnis des Netzes.....	304
8.2.3	Gesamte harmonische Strom- bzw. Spannungsverzerrung.....	304
8.2.4	Modulationsgrad.....	305
8.2.5	Relative Zwischenkreisspannungsreserve.....	305
8.2.6	Überblick zur Notation der PWM-Verfahren.....	306
8.2.7	Stromschwankungsbreite am Ausgang eines Umrichters mit Spannungszwischenkreis und induktiver Last.....	306
8.2.8	Effektivwert des aus dem Schaltheftungen entstehenden Verzerrungsstroms.....	306
8.3	Daten und Bauteildimensionierung des Teststandes.....	308
8.3.1	Selbstgeführter Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis ..	308
8.3.2	Netzfilter.....	310
8.3.3	Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz.....	312
8.3.4	Antriebsstrang.....	315
8.3.5	Mittelfrequenz-Messstromgenerator für die Netzimpedanzanalyse	318
8.4	Signalelektronik und Messsensorik.....	318
8.4.1	Verwendete Messgeräte.....	319
8.4.2	dSpace System.....	319
8.4.3	Strommessung.....	320

8.4.4	Spannungsmessung.....	321
8.4.5	Drehzahlerfassung.....	322
8.4.6	Signalfilter.....	322
8.5	Ergänzungen zur Modellierung eines LCL-Filters.....	323
8.5.1	Kenngrößen eines LCL-Filters.....	323
8.5.2	Zeitdiskretes Zustandsraummodell im ortsfesten Koordinatensystem.....	324
8.5.3	Darstellung der komplexwertigen Stromregelung als Mehrgrößensystem.....	325
8.6	Weitere Ergänzungen.....	327
8.6.1	Berechnung der Koeffizienten der Jakobi-Matrix des Erweiterten Kalman-Filters zur Schätzung der Netzimpedanz.....	327
8.6.2	Erläuterung zur Wahl der Abtastfrequenz.....	329
8.6.3	Einstellung des Erweiterten Kalman-Filters für die Umsetzung der netzadaptiven Stromregelung für die verschiedenen LCL- Filterkonfigurationen.....	330
	Liste eigener Veröffentlichungen.....	331
	Lebenslauf.....	335

Abkürzungs- und Symbolverzeichnis

Abkürzungsverzeichnis

A/D	analog-zu-digital Wandlung
Abb.	Abbildung
AD	aktive Dämpfung
AFF	Aktiv-Filter Funktionalität
a-PWM	asymmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn und zur Mitte einer Trägerperiode (engl. <i>asymmetrical regular-sampled PWM</i> , oder auch kurz <i>double-update PWM</i>)
C-PWM	kontinuierliche Pulsweitenmodulation (keine forcierten Halteintervalle in der Modulationsfunktion)
Def.	Definition
DFT	diskrete Fourier-Transformation
D-PWM	diskontinuierliche Pulsweitenmodulation (forcierte Halteintervalle in der Modulationsfunktion)
DSOGI	<i>double second order generalized integrator</i>
DVR	dynamischer Spannungsstabilisator (engl. <i>dynamic voltage restorer</i>)
EKF	Erweiterter Kalman-Filter (engl. <i>Extended Kalman-Filter</i>)
ESR	äquivalenter Serienwiderstand (engl. <i>equivalent series resistance</i>)
FACTS	flexible Drehstromübertragungssysteme (engl. <i>flexible ac transmission system</i>)
FFT	schnelle Fourier-Transformation (engl. <i>fast Fourier-transformation</i>)
FIR	(Filter mit) endlicher Impulsantwort (engl. <i>finite impulse response filter</i>)
FLL	Frequenz-Regelschleife (engl. <i>frequency locked-loop</i>)
GS	Grundschwingung
HS	Hochspannungsebene des öffentlichen Verteilnetzes (engl. <i>high voltage</i>)
IGBT	bipolarer Leistungstransistor mit einem isolierten Gate (engl.

	<i>insulated gate bipolar transistor</i>)
Kap.	Kapitel
konst.	konstant
KOS	Koordinatensystem
krit.	kritisch
L (-Filter)	Netzfilter bestehend aus einer Induktivität
LC (-Filter)	Netzfilter bestehend aus einer umrichterseitigen Induktivität und einer netzseitigen Kapazität
LCL (-Filter)	Netzfilter bestehend aus einer umrichterseitigen Induktivität, einer Kapazität und einer netzseitigen Induktivität
LS	Niederspannungsebene des öffentlichen Verteilnetzes
MIAS	adaptiver Regler mit Identifikationsmodell (engl. <i>model identification adaptive system</i>)
MIMO	Mehrgrößensystem (engl. <i>multiple input multiple output system</i>)
MRAS	adaptiver Regler mit Referenzmodell (engl. <i>model reference adaptive system</i>)
MS	Mittelspannungsebene des öffentlichen Verteilnetzes
MSOGI	<i>multiple second order general integrator</i>
NPSR	Netzpulsstromrichter
NVN	Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz (Teil des Laborteststandes)
OS	Oberschwingung
P	Proportional (-Regler)
PCC	zentraler Anschlusspunkt eines Industrienetzes an das elektrische Verbundnetz (engl. <i>point of common coupling</i>)
PI	Proportional-Integral (-Regler)
PID	Proportional-Integral-Derivativ (-Regler)
PLL	Phasenregelschleife (engl. <i>phase-locked loop</i>)
PMSM	permanent erregte Synchronmaschine
PNSC	<i>positive-/negative-sequence calculation</i> (-network, Teil der DSOGI-PLL bzw. MOSGI-FLL)
PRBS	pseudostochastisches Binärsignal (engl. <i>pseudo-random binary sequence</i>)
PT ₂	Verzögerungsglied zweiter Ordnung

pu	per-unit (vgl. Kap. 8.1, S.303)
PWM	Pulsweitenmodulation
QSG	<i>quadrature signal generator</i> (Teil der DSOGI-PLL bzw. MOSGI-FLL)
RDFT	rekursive diskrete Fourier-Transformation
Res	resonanter (Regler)
SISO	System mit einer Eingangs- und einer Ausgangsgröße (engl. <i>single input single output system</i>)
SNR	Signal-zu-Rausch-Verhältnis (engl. <i>signal-to-noise ratio</i>)
SOGI	<i>second order generalized integrator</i>
SOLC	<i>second order lead compensator</i>
s-PWM-middle	symmetrische PWM mit Abtastung zur Mitte einer Trägerperiode (engl. <i>symmetrical regular-sampled PWM</i> , oder auch kurz <i>single-update PWM</i>)
s-PWM-start	symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn einer Trägerperiode (engl. <i>symmetrical regular-sampled PWM</i> , oder auch kurz <i>single-update PWM</i>)
STATCOM	statischer Blindleistungskompensator (engl. <i>static var compensator</i>)
THD	relative Oberschwingungsverzerrung mehrerer Oberschwingungen (wenn nicht anders angegeben bis zur 40-ten Oberschwingung, engl. <i>total harmonic distortion</i>)
USV	unterbrechungsfreie Stromversorgung (engl. <i>uninterruptible power supply</i>)
zoh	Halteglied nullter Ordnung (engl. <i>zero-order hold</i>)

Allgemeine Bezeichnungen

$\underline{G}^{dq^{(h)}}(s)$, $\underline{G}^{dq^{(h)}}(z)$	(komplexwertige) Übertragungsfunktion im rotierenden Koordinatensystem (Rotationsfrequenz der h-ten OS)
$\underline{G}^{dq}(s)$, $\underline{G}^{dq}(z)$	(komplexwertige) Übertragungsfunktion im rotierenden Koordinatensystem (Rotationsfrequenz der GS)
$\underline{G}^{\alpha\beta}(s)$, $\underline{G}^{\alpha\beta}(z)$	(komplexwertige) Übertragungsfunktion im ortsfesten Koordinatensystem
$\frac{d}{dt}$	zeitliche Ableitung

\hat{x}	Schätzwert der Größe x
G_f	Störübertragungsfunktion
G_w	Führübertragungsfunktion
\underline{X}	(komplexwertiger) Raumzeiger
X^{1-}	negative (Grundschwingungs-) Sequenz der Größe X
X^{5-}	negative Sequenz der fünften OS der Größe X
X^{7+}	positive Sequenz der siebenten OS der Größe X
X_d	Realteil eines Raumzeigers im rotierenden KOS
X_q	Imaginärteil eines Raumzeigers im rotierenden KOS
X_α	Realteil eines Raumzeigers im stationären KOS
X_β	Imaginärteil eines Raumzeigers im stationären KOS
Z_{mod}	modifizierte z-Transformation
\mathcal{L}	Laplace-Transformation
D	Dämpfung
$E\{x\}$	(statistischer) Erwartungswert der Größe x
$G(s)$	zeit- und wertkontinuierliche Übertragungsfunktion
$G(z)$	zeit- und wertdiskrete Übertragungsfunktion
$Im\{x\}$	Imaginärteil der komplexwertigen Zahl \underline{X}
$Re\{x\}$	Realteil der komplexwertigen Zahl \underline{X}
abc	ortsfestes (natürliches) dreiphasiges Koordinatensystem
$cov\{x, y\}$	(statistische) Kovarianz der Größen x und y
dq	ortsfestes (stationäres) Koordinatensystem
f	Frequenz
$var\{x\}$	(statistische) Varianz der Größe x
Z	z-Transformation
$\alpha\beta$	ortsfestes (stationäres) Koordinatensystem
τ	Zeitkonstante
ω	Kreisfrequenz

Indizes

<i>B</i>	Bemessungsgröße
<i>CC</i>	Stromregelung (engl. <i>current control</i>)
<i>CL</i>	geschlossener Regelkreis (engl. <i>closed-loop</i>)
<i>Cf</i>	Größe auf Filter-Kondensator eines Umrichters bezogen
<i>Conv</i>	Größe auf Ausgang eines Umrichters bezogen
<i>DC</i>	Zwischenkreisgröße
<i>EKF</i>	durch EKF geschätzte Größe
<i>FIR</i>	durch FIR Filter gefilterte Größe
<i>HC</i>	Oberschwingungsregelung (engl. <i>harmonic control</i>)
<i>HD</i>	Oberschwingungsdetektion (engl. <i>harmonic detection</i>)
<i>Hz</i>	Größe in Hertz
<i>N</i>	Nenngröße
<i>OL</i>	offener Regelkreis (engl. <i>open-loop</i>)
<i>PCC</i>	Größe auf Anschlusspunkt eines Umrichters bezogen
<i>T</i>	Transponierte einer Matrix
<i>VC</i>	Zwischenkreisspannungsregelung (engl. <i>DC-link voltage control</i>)
<i>adapt</i>	zur Adaption der Regelparameter verwendete Größe
<i>d,q</i>	<i>d</i> - bzw. <i>q</i> -Komponente einer Größe
<i>dB</i>	Größe in Dezibel
<i>dq</i>	(komplexwertige) Größe im rotierenden KOS
<i>err</i>	Regelabweichung (Soll- minus Ist-Wert) einer Größe
<i>est</i>	geschätzte Größe (engl. <i>estimated</i>)
<i>f</i>	Größe auf Netzfilter bezogen
<i>max</i>	Maximum einer Größe
<i>meas</i>	gemessene Größe (engl. <i>measured</i>)
<i>min</i>	Minimum einer Größe
<i>nom</i>	nominelle (für Auslegung einer Regelung angenommene) Größe
<i>ref</i>	Referenzwert

α, β	α - bzw. β -Komponente einer Größe
$\alpha\beta$	(komplexwertige) Größe im ortsfesten KOS

Verwendete Symbole

\underline{Z}_{Netz}	(äquivalente) Netzimpedanz bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters (Thévenin Äquivalent)
\underline{Z}_W	komplexwertige Wellenimpedanz (einer Leitung)
$\underline{\ddot{u}}$	komplexwertiges Übertragungsverhältnis (eines Transformators)
A_d	Systemmatrix einer zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung
B_d, \underline{b}_d	Eingangsmatrix bzw. -vektor einer zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung
C_{DC}	Zwischenkreiskapazität
C_d, \underline{c}_d	Ausgangsmatrix bzw. -vektor einer zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung
C_f	Filterkondensator eines LCL-Filters
$D_{0,i}$	Dämpfung der i-ten Nullstelle
$D_{\infty,i}$	Dämpfung der i-ten Polstelle
D_d, \underline{d}_d	Durchgangsmatrix bzw. -vektor einer zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung
E_d	dem Prozessrauschen zugehörige Matrix
K_0, K_1, K_2	Hilfsvariablen der Reglerverstärkung der zeitdiskreten (Grundschwingungs-) Stromregelung
$K_{AD,im}$	Imaginärteil des Einstellfaktors der AD (falls K_{AD} komplexwertig)
$K_{AD,re}$	Realteil des Einstellfaktors der AD (falls K_{AD} komplexwertig)
K_{AD}	Einstellfaktor der AD
K_S	stationäre Streckenverstärkung einer Regelstrecke
$K_{p,HC}$	Proportionalverstärkung der PI-basierten U_{PCC} -Regelung
$K_{p,VC}$	Proportionalverstärkung der PI-basierten U_{DC} -Regelung
K_{rz}	(komplexwertige) Reglerverstärkung der zeitdiskreten (Grundschwingungs-) Stromregelung
L_{Netz}	(äquivalente) Netzinduktivität bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters (Thévenin Äquivalent)

L_f	Induktivität eines L-Filters
L_{fc}	umrichterseitige Induktivität eines LCL-Filters
L_{fg}	netzseitige Induktivität eines LCL-Filters
$L_{\sigma,P}, L_{\sigma,S}$	primär- bzw. sekundärseitige Streuinduktivität eines Transformators
R_{Cf}	Serienwiderstand des Filterkondensators eines LCL-Filters
R_D	Dämpfungswiderstand (passive Dämpfung) eines LCL-Filters
R_{ESR}	äquivalenter Serienwiderstand der Filterkapazität eines LCL-Filters
R_{Netz}	(äquivalenter) Netzwidestand bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters (Thévenin Äquivalent)
$R_{W,P}, R_{W,S}$	primär- bzw. sekundärseitiger Wicklungswiderstand eines Transformators
R_f	Wicklungswiderstand eines L-Filters
R_{fc}	Wicklungswiderstand der umrichterseitigen Induktivität eines LCL-Filters
R_{fg}	Wicklungswiderstand der netzseitigen Induktivität eines LCL-Filters
$S_{sc,pu}$	relative (bezogen auf die Nennanschlussleistung) Kurzschlusscheinleistung eines Versorgungsnetzes bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters (Thévenin Äquivalent)
S_{sc}	absolute Kurzschlusscheinleistung eines Versorgungsnetzes
T_{FIR}	Zeitkonstante eines FIR-Filters (hier: gleitender Mittelwert-Filter)
$T_{Imp,min}$	kürzeste Impulsdauer (eines PRBS-Signals)
T_{PRBS}	Periodendauer eines PRBS-Signals
$T_{Träger}$	PWM-Trägerperiode
T_{calc}	Berechnungszeit der Regelung
T_d	Totzeit
$T_{i,HC}$	Nachstellzeit der PI-basierten U_{PCC} -Regelung
$T_{i,VC}$	Nachstellzeit der PI-basierten U_{DC} -Regelung
T_s	Periodendauer einer Regelungsperiode
$U_{DC,Boost}$	relative Zwischenkreisspannungsreserve (Def. vgl. Kap. 8.2.5, S. 305 f.)
U_{DC}	Zwischenkreisspannung

X_{Netz}	Reaktanz der Netzimpedanz
a_{dB}	Amplitudenreserve (in dB)
a_{ij}, a_{dij}	Koeffizienten der Systemmatrix einer zeitkontinuierlichen bzw. zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung (i-te Zeile, j-te Spalte)
b_{ij}, b_{dij}	Koeffizienten der Eingangsmatrix einer zeitkontinuierlichen bzw. zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung (i-te Zeile, j-te Spalte)
c_{ij}, c_{dij}	Koeffizienten der Ausgangsmatrix einer zeitkontinuierlichen bzw. zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung (i-te Zeile, j-te Spalte)
d_{ij}, d_{dij}	Koeffizienten der Durchgangsmatrix einer zeitkontinuierlichen bzw. zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung (i-te Zeile, j-te Spalte)
$f_{Träger}$	PWM-Trägerfrequenz
f_k	Rotationsfrequenz eines rotierenden KOS (i. Allg. die Grundschwingungsfrequenz des Netzes)
f_s	Regelungsfrequenz
i_{Cf}, I_{Cf}	Filterkondensatorstrom eines LCL-Filters
i_{Conv}, I_{Conv}	umrichterseitiger Strom eines LCL-Filters
i_{Netz}, I_{Netz}	(äquivalenter) Netzstrom bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters (Thévenin Äquivalent)
i_{PCC}, I_{PCC}	netzseitiger Strom eines LCL-Filters
i_{Stator}, I_{Stator}	Statorstrom
n_{PRBS}	Bitsequenzlänge eines PRBS-Signals
$n_{Register}$	Anzahl der Schieberegister (eines PRBS-Generators)
p_{\perp}	Kovarianz des Schätzfehlers des Netzimpedanzwinkels
s_{0i}	i-te Nullstelle im Laplace-Bereich
$s_{\infty i}$	i-te Polstelle im Laplace-Bereich
$\underline{u}(t), \underline{u}(k)$	Eingangsgrößenvektor einer zeitkontinuierlichen bzw. zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung
u_{Cf}, U_{Cf}	Filterkondensatorspannung eines Umrichters mit LCL-Filter
u_{Conv}, U_{Conv}	umrichterseitige Ausgangsspannung eines Umrichters mit LCL-Filter
u_{Grid}, U_{Grid}	(äquivalente) Netzspannung bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters (Thévenin Äquivalent)
u_{Netz}, U_{Netz}	
u_{PCC}, U_{PCC}	netzseitige Eingangsspannung eines Umrichters mit LCL-Filter

u_k	relative Kurzschlussspannung (eines Transformators)
u_r	relative Kurzschlussverlustleistung (eines Transformators)
$\underline{x}(t), \underline{x}(k)$	Zustandsvektor einer zeitkontinuierlichen bzw. zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung
$\underline{y}(t), \underline{y}(k)$	Ausgangsgrößenvektor einer zeitkontinuierlichen bzw. zeitdiskreten Zustandsraumdarstellung
z_{0i}	i-te Nullstelle im z-Bereich
$z_{\infty i}$	i-te Polstelle im z-Bereich
$\alpha_{ , }$	Initialisierung der Kovarianz des Schätzfehlers des Netzimpedanzbetrages
α_{\angle}	Initialisierung der Kovarianz des Schätzfehlers des Netzimpedanzwinkels
$\underline{\gamma}$	komplexwertiges Übertragungsmaß (einer Leitung)
$\underline{\varepsilon}$	Prozessrauschen
$\lambda_{ , }$	Gedächtnisfaktor der Schätzung des Netzimpedanzbetrages
λ_{\angle}	Gedächtnisfaktor der Schätzung des Netzimpedanzwinkels
$\underline{\nu}$	Messrauschen
τ_G	Ersatzzeitkonstante der Netzimpedanz
τ_{MSOGI}	Ersatzzeitkonstante der MSOGI-FLL
τ_{ResCC}	Ersatzzeitkonstante der geregelten Filterstromdynamik
φ_R, Φ_R	Phasenrand (in °)
ψ_k	Netzimpedanzwinkel
$\omega_{0,c}$	Anti-Resonanzkreisfrequenz eines LCL-Filters bezogen auf den Ausgang eines Umrichters
$\omega_{0,g}$	Anti-Resonanzkreisfrequenz eines LCL-Filters bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters
$\omega_{0,i}$	Kreisfrequenz der i-ten Nullstelle
$\omega_{\infty,i}$	Kreisfrequenz der i-ten Polstelle
ω_{Res}	Resonanzkreisfrequenz eines LCL-Filters
ω_S	Kreisfrequenz der Abtastung
ω_k	Rotationskreisfrequenz eines rotierenden KOS
ϑ_k	Netzspannungswinkel (detektiert durch PLL)

ΔI_N	Effektivwert der aus der Stromschwankungsbreite resultierenden Stromüberschwingungen (Def. vgl. Anhang 8.2.8, S. 306)
$\Delta L_{Netz, [\%]}$	relativer (auf die Messung mit dem Netzimpedanzanalysator bezogener) Detektionsfehler der äquivalenten Netzinduktivität
$\Delta R_{Netz, [\%]}$	relativer (auf die Messung mit dem Netzimpedanzanalysator bezogener) Detektionsfehler des äquivalenten Netzwidestandes
Δi_n	schalthandlungsbedingte Stromschwankungsbreite des Ausgangsstromes eines Umrichter (Def. vgl. Kap. 8.2.7, S. 306)
A	Systemmatrix einer zeitkontinuierlichen Zustandsraumdarstellung
B, \underline{b}	Eingangsmatrix bzw. -vektor einer zeitkontinuierlichen Zustandsraumdarstellung
C, \underline{c}	Ausgangsmatrix bzw. -vektor einer zeitkontinuierlichen Zustandsraumdarstellung
C'	Kapazitätsbelag (einer Leitung)
D, \underline{d}	Durchgangsmatrix bzw. -vektor einer zeitkontinuierlichen Zustandsraumdarstellung
G'	Admittanzbelag (einer Leitung)
L'	Induktivitätsbelag (einer Leitung)
M	Modulationsgrad (Def. vgl. Kap. 8.2.4, S.305)
P	Fehlerkovarianzmatrix der Systemzustände
Q	Kovarianzmatrix des Prozessrauschens
R	Kovarianzmatrix des Messrauschens
R'	Widerstandsbelag (einer Leitung)
X/R	Verhältnis der Reaktanz zum ohmschen Widerstand eines Versorgungsnetzes bezogen auf den Anschlusspunkt eines Umrichters (Thévenin Äquivalent)
bw_{Hz}	Bandbreite (in Hz)
j	komplexer Operator
s	Laplace Operator
z	Operator der z-Transformation
γ	Einstellfaktor des (Grundschwingungs-) Stromreglers
λ	Verhältnis der umrichterseitigen zur netzseitigen Induktivität eines LCL-Filters

1 Einleitung

1.1 Motivation

In den letzten Jahren hat die Anzahl von dezentralen und leistungselektronisch an das öffentliche Verbundnetz angebundenen Energieerzeugungsanlagen signifikant zugenommen [1]. Dieser Trend wird sich auch zukünftig, durch das Bestreben die elektrische Energieerzeugung nachhaltig und regenerativ zu gestalten, weiter fortsetzen [2-4]. Die stetig steigende Anzahl der an das Verbundnetz angeschlossenen dezentralen Erzeugungseinheiten in Verbindung mit einem langsam fortschreitenden Ausbau der Energienetze [5] führt zu einer höheren Ausnutzung bereits bestehender Netzstrukturen [6]. Die erhöhte Auslastung der ursprünglich für eine zentralisierte Energieerzeugung vorgesehenen öffentlichen Versorgungsnetze durch dezentrale regenerative Energieerzeuger hat einen starken Einfluss auf die Versorgungsqualität, -kontinuität und -stabilität der elektrischen Energieversorgung [7-9]. Dies trifft besonders für Nieder- und Mittelspannungsnetze zu, bei welchen der Großteil der regenerativen Energieerzeuger angeschlossen wird.

Energienetze werden durch ihre im Allgemeinen nicht vernachlässigbare Netzimpedanz charakterisiert. Die Höhe der Netzimpedanz sowie die gesamte angeschlossene Scheinleistung sind maßgebend für die hervorgerufenen Netzrückwirkungen einzelner elektrischer Verbraucher und Energieerzeuger. Um ein festes und standardisiertes Niveau der elektromagnetischen Kompatibilität netzgebundener elektrischer Lasten und Erzeuger zu gewährleisten, reglementieren internationale Normen und Anschlussregeln, wie z.B. die IEC 61000 Serie oder der IEEE 519-1992 Standard, Emissionsgrenzwerte für harmonische Oberschwingungsströme im Verhältnis zur Netzimpedanz.

Neben der Entstehung von Netzrückwirkungen ist die Netzimpedanz ein entscheidender Parameter, welcher sowohl die Interaktionen elektrischer Lasten (und Erzeuger) untereinander [10-12] als auch die Stabilitätsgrenzen des gesamten Energiesystems [13-15] bestimmt. Darüber hinaus beeinflusst die Netzimpedanz das elektrische Betriebsverhalten netzgebundener Stromrichter [8;16]. Dies ist insbesondere für Netzpulsstromrichter kritisch, welche durch (nicht passiv gedämpfte) LCL-Filter mit dem Versorgungsnetz verbunden werden. Eine Variation der Netzimpedanz kann in diesem Fall zu einer deutlichen Reduzierung der erreichbaren Regelgüte oder gar zu einem instabilen Regelungsverhalten führen [16-18]. Des Weiteren wird es durch eine nicht-verschwindende Netzimpedanz möglich, eine zusätzliche aktive Filterung von Spannungsunsymmetrien und niederfrequenten Spannungsüberschwingungen in die Regelung des netzseitigen Stromrichters dezentraler Energieerzeugungsanlagen einzubinden [19]. Hierbei wird eine Reduzierung bzw. vollständige Kompensation der Unsymmetrien und Oberschwingungen der Spannung am Anschlusspunkt des Stromrichters durch eine gezielte Einspeisung von unsymmetrischen und überschwingungsbehafteten Strömen erreicht. Die geregelt eingespeisten Anschluss-

ströme des Netzpulsstromrichters führen zu einem Spannungsabfall über der Netzimpedanz, welche idealerweise phaseninvers zu der Spannungsvorbelastung ist.

Die vorhergehenden Ausführungen zeigen eindeutig: Die Netzimpedanz stellt einen Schlüsselparameter bei der Erzeugung und Verteilung dezentraler und aus regenerativen Energiequellen gewonnener elektrischer Energie dar. Die Höhe der Netzimpedanz beeinflusst nicht nur das elektrische Betriebsverhalten einzelner netzgebundener Verbraucher bzw. Energieerzeuger sondern auch das gesamte elektrische Betriebsverhalten öffentlicher Verbundnetze. Zudem ist die Netzimpedanz maßgebend für die Entstehung und Verbreitung von Netzurückwirkungen, welche die elektrische Versorgungsqualität öffentlicher Verbundnetze in der Regel mindern.

Die hohe Durchdringung der Energienetze mit den zumeist leistungselektronisch angebotenen dezentralen regenerativen Energieerzeugern eröffnet jedoch auch neue technologische Möglichkeiten. Ist die Netzimpedanz am Anschlusspunkt einer dezentralen Energieerzeugungsanlage bekannt, dann kann die Regelung des netzseitigen Stromrichters an die veränderlichen Netzbedingungen angepasst werden. Dadurch kann eine kontinuierliche Energieversorgung mit hoher Leistungsqualität aus den regenerativen Energiequellen trotz variierender Netzanschlussbedingungen gewährleistet werden. Wird darüber hinaus die Netzimpedanz durch die Regelung eines Netzpulsstromrichters in Echtzeit identifiziert, dann kann die Stabilität der Energieversorgung auch bei sprunghaften Änderungen der Netzimpedanz aufrecht erhalten werden. Weiterhin kann eine bekannte Netzimpedanz dazu verwendet werden, die Versorgungsqualität der öffentlichen Verbundnetze durch eine zusätzlich in der Regelung der netzseitigen Stromrichter vorgesehene Aktiv-Filter Funktionalität zu erhöhen. Dabei birgt gerade die große und künftig weiter steigende Anzahl der dezentralen Energieerzeuger ein enormes Potenzial solch zusätzliche Funktionalitäten gezielt für die Erhöhung der elektrischen Versorgungsqualität, -kontinuität und -stabilität einzusetzen. Durch die Entwicklung eines netzadaptiven Regelungskonzeptes mit einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität für Netzpulsstromrichter in der regenerativen Energieerzeugung kann auch zukünftig eine hohe Qualität der Energieversorgung bei einer gleichzeitig effizienten, nachhaltigen und ressourcenschonenden Ausnutzung bereits bestehender Netzwerkstrukturen aufrecht erhalten werden.

1.2 Forschungsziele

Das Ziel dieser Arbeit ist es zu untersuchen, wie und inwieweit die Regelung netzgebundener Stromrichter in der Anwendung der dezentralen regenerativen Energieerzeugung adaptiv an veränderliche Netzbedingungen angepasst werden kann. Zudem soll die Regelung des Netzpulsstromrichters um eine zusätzliche Aktiv-Filter Funktionalität zur Reduzierung bzw. vollständigen Kompensation der Unsymmetrien bzw. niederfrequenten Oberschwingungen der Spannungen am Anschlusspunkt der regenerativen Energieerzeugungsanlage erweitert werden.

Die Entwicklung des netzadaptiven Regelungskonzeptes beinhaltet dabei die folgenden Forschungsziele:

Erstes Forschungsziel: Echtzeitfähige minimal-invasive Identifikation der Netzimpedanz

Es soll eine echtzeitfähige Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz entwickelt werden, wobei die dafür notwendige Systemanregung auf ein minimal notwendiges Maß (minimal-invasiv) reduziert werden soll. Die Minimierung der Systemanregung soll dazu führen, dass die Störungen durch den Identifikationsprozess auf elektrisch nah angeschlossene Energieverbraucher und -erzeuger die normativen Richtlinien der elektromagnetischen Verträglichkeit erfüllen. Zudem soll besonders auf die Umsetzbarkeit des Identifikationsverfahrens hinsichtlich einer netzadaptiven Stromregelung einer dezentralen Energieerzeugungsanlage geachtet werden.

Zweites Forschungsziel: Netzadaptive Stromregelung und aktive Dämpfung

Es soll eine netzadaptive Stromregelung eines Netzpulsstromrichters mit nicht passiv gedämpftem LCL-Filter entwickelt werden. Hierbei soll unter Berücksichtigung geltender normativer Richt- bzw. Grenzwerte eine hohe Regelungsdynamik und -güte über einen weiten Bereich realistischer Netzbedingungen ermöglicht werden. Um die Übertragbarkeit des zu entwickelnden netzadaptiven Regelungskonzeptes auf aktuell in der regenerativen Energieerzeugung verwendete Regelungsstrategien zu ermöglichen, soll ein indirektes Stromregelungsverfahren in der spannungsorientierten Regelungsstruktur als Grundlage des Regelungsentwurfes verwendet werden. Es sollen insbesondere bei der Entwicklung der netzadaptiven aktiven Dämpfung von LCL-Filterresonanzen sprunghafte Änderungen der Netzimpedanz, als der ungünstigste anzunehmende Fall einer Variation der Netzparameter, berücksichtigt werden.

Drittes Forschungsziel: Lastadaptive Aktiv-Filter Funktionalität

Es soll ein Regelungskonzept für die Umsetzung einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität zur Reduzierung bzw. vollständigen Kompensation von Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen am Netzanschlusspunkt einer dezentralen regenerativen Erzeugungsanlage entwickelt werden. Hierbei soll die grundlegende Funktion der Erzeugungsanlage, nämlich die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie, nicht durch die zusätzliche Funktionalität beeinträchtigt werden. Das zu entwickelnde Regelungskonzept soll wiederum auf der spannungsorientierten Regelungsstruktur mit indirekter Stromregelung basieren.

1.3 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit ist in sechs Kapitel untergliedert. Nach diesem Einleitungskapitel werden einige einführende Betrachtungen zur Struktur und Impedanz öffentlicher Verbundnetze vorgestellt. Dabei wird auch das Konzept des Laborteststandes zur Nachbildung veränderlicher Netzbedingungen erläutert. Das dritte Kapitel dieser Arbeit behandelt die

Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz. Das beschriebene Identifikationskonzept dient im vierten Kapitel als Grundlage für die Entwicklung einer netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters. Die Vorstellung eines Regelungskonzeptes zur Umsetzung einer lastadaptiven Aktiv-Filter Funktionalität im fünften Kapitel sowie einer Zusammenfassung, Schlussfolgerung und eines Ausblickes im sechsten Kapitel schließen diese Arbeit ab.

Die inhaltliche Gestaltung der drei Hauptkapitel umfasst neben der eigentlichen Darstellung der entwickelten Regelungskonzepte stets eine Zusammenfassung des Stands der Technik, eine Verfeinerung der Forschungsziele sowie eine Darstellung der durchgeführten experimentellen Untersuchungen und eine abschließende Bewertung der einzelnen erzielten wissenschaftlichen Resultate.

1.4 Zuordnung der Kapitelbeiträge zu der Liste eigener Publikationen

Eine vollständige Liste der eigenen wissenschaftlichen Veröffentlichungen, welche bereits während des Verlaufs dieses Forschungsvorhabens publiziert wurden, ist im Anhang dieser Arbeit zu finden. Nachfolgend werden die Kapitelbeiträge der vorliegenden Arbeit dieser Publikationsliste zugeordnet:

- Das Kapitel 1.1 basiert auf der Einleitung der Veröffentlichung in einer Fachzeitschrift [J1] und wurde bezüglich der Literaturverweise teilweise aktualisiert.
- Sowohl der Konferenzbeitrag [K4] als auch der Buchkapitelbeitrag [B1] dienen als Grundlage für die einführenden Beschreibungen der Kapitel 4.2 und 4.3. Der Buchbeitrag [B1] stellt eine Erweiterung der Analysen dieser Kapitel dar.
- Die Ausführungen des Kapitels 5.2.3 basieren auf der Konferenzveröffentlichung [K5] und fassen diese zusammen.
- Die Konferenzbeiträge [K6], [K11] und der Aufsatz der Fachzeitschrift [J3] stellen Vorstufen des im Kapitel 5.2.6 dargestellten Regelungskonzeptes dar.
- Ein Teil des Kapitels 5.2.5 fasst die Veröffentlichung [K7] zusammen.
- Das Kapitel 3.3 basiert auf der Veröffentlichung [J1] in einer Fachzeitschrift sowie dem Konferenzbeitrag [K8] und erweitert die dort dargestellten Analysen.
- Teile der Konferenzbeiträge [K12] und [K13] stammen aus den Kapiteln 2.3 und 3.3.

2 Netzstruktur und Netzimpedanz

Die Netzstruktur und die Netzimpedanz sind von zentraler Bedeutung für die Untersuchung sowie Bewertung möglicher Interaktionen von regenerativen Energieerzeugungsanlagen (kurz: EZAs) mit dem öffentlichen Verbundnetz. Für die in den Kapiteln 3 bis 5 behandelten Themenschwerpunkte wird ein geeignetes Modell des Versorgungsnetzes benötigt. Ein geeignetes Netzmodell bildet dabei einen möglichst weiten Bereich charakteristischer Netzanschlussbedingungen regenerativer EZAs in einer handhabbaren mathematischen Komplexität nach.

In diesem einführenden Kapitel wird das für die Analysen der nachfolgenden Kapitel verwendete Netzmodell des öffentlichen Verbundnetzes schrittweise entwickelt. Die Struktur von öffentlichen Verteilungsnetzen und die Modellierung einzelner Netzkomponenten wird in der aktuellen Lehrbuchliteratur ausführlich behandelt, z.B. in [20-23] oder [24]. Im Sinne der Übersichtlichkeit der Betrachtungen werden daher in den folgenden Abschnitten lediglich inhaltliche Schwerpunkte behandelt, welche entweder für das grundlegende Verständnis oder in Hinblick auf die Netzanbindung regenerativer EZAs relevant sind. Es wird insbesondere der Begriffsbildung der äquivalenten, also von dem betrachteten Einspeisepunkt der EZA abhängigen, Netzparameter in Verbindung mit der Beschreibung des Netzmodells Beachtung geschenkt. Auf der Grundlage des abgeleiteten Netzmodells wird der eigens für die praktischen Untersuchungen entwickelte Laborteststand vorgestellt. Der Teststand im 30 kVA Labormaßstab dient der Nachbildung veränderlicher Netzbedingungen. Eine Vorstellung der Teilkomponenten sowie eine Erläuterung der prinzipiellen Funktionsweisen des Testaufbaus schließen die Vorbetrachtungen dieses Kapitels ab.

2.1 Energienetze im Wandel

Die grundsätzlichen Strukturen öffentlicher Verbundnetze bestimmen sich nach den im europäischen Raum gängigen Spannungsebenen, vgl. Tab. 2.1. Demnach werden die öffentlichen Verbundnetze in der Regel in vier Spannungsebenen unterteilt: (1) Höchst-, (2) Hoch-, (3) Mittel- und (4) Niederspannung. In herkömmlichen Energienetzen wird nach [24] der größte Teil der elektrischen Verbraucher an das Niederspannungsnetz angeschlossen. Hierbei wird das Niederspannungsnetz, im Unterschied zu den höheren Spannungsebenen, oftmals als dreiphasiges Vierleitersystem ausgeführt um den Anschluss einphasiger Lasten zu ermöglichen. Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetze werden ausschließlich als dreiphasige Dreileitersysteme ausgeführt. Konventionelle Mittelspannungsnetze dienen der großflächigen Verteilung der elektrischen Energie über weite Bereiche und werden durch zentrale Umspannstationen aus dem Hoch- bzw. Höchstspannungsnetz gespeist. Ferner werden große, meist industrielle, Energieverbraucher an das Mittelspannungsnetz angebunden. Die Verteilung elektrischer Energie über weite Distanzen erfolgt hauptsächlich über Hoch- bzw. Höchstspannungsnetze. Während Niederspannungsnetze

vielmals als Strahlennetze ausgeführt sind, werden Mittel- und Hochspannungsnetze ring- bzw. maschenförmig ausgelegt. Die Wahl von ring- bzw. maschenförmigen Verteilungsstrukturen dient im Allgemeinen der Sicherstellung einer unterbrechungsfreien Energieversorgung für den fehlerbedingten Ausfall einzelner Netzkomponenten.

Tab. 2.1: Gängige Spannungsebenen im europäischen Raum (nach [24], Kap. 3,2, Tab. 3.1, S. 78)

Spannungsebene	Kurzform	Nennspannung
Höchstspannung	HS	<i>220 kV - 380 kV</i>
Hochspannung		<i>60 kV - 150 kV</i>
Mittelspannung	MS	<i>1 kV - 30 kV</i>
Niederspannung	LS	<i>400 V - 690 V</i>

Durch den progressiven Ausbau regenerativer EZAs bei einem gleichzeitigen Rückbau konventioneller atomarer bzw. fossiler EZAs [6] befinden sich die heutigen Energienetze in einem strukturellen Wandel [5]. Nach dem heutigen Stand der Technik [2] haben einzelne regenerative Erzeugungsanlagen (abgesehen von Wasser- und Pumpspeicherkraftwerken) dabei Bemessungsscheinleistungen bis maximal *10 MVA*. Die Netzanbindung der regenerativen Energiequellen wird in einer Vielzahl der Fälle durch leistungselektronische Schaltungen realisiert [1]. Der Strukturwandel der Verbundnetze von einer zentralen Energieerzeugung hin zu einer dezentralen und leistungselektronisch geprägten Energieerzeugung wird in Abb. 2.1 gegenüberstellend illustriert. Wie die Abbildung zeigt, kommt es hauptsächlich in den Mittel- und Niederspannungsebenen zu einer Veränderung der Netzstrukturen. Im Mittel- und Niederspannungsnetz wird ein Großteil der regenerativen EZAs (in Abb. 2.1 repräsentiert durch Photovoltaik- oder Windkraftanlagen) angeschlossenen [3]. Dies führt in Zusammenhang mit einem langsam fortschreitenden Ausbau bereits bestehender Verteilungsstrukturen zu einer höheren Auslastung der Nieder- bzw. Mittelspannungsebenen der Energienetze.

Die Abb. 2.2 zeigt den zeitabhängigen Energiefluss eines öffentlichen Verbundnetzes am Beispiel des Kieler Stromnetzes im Laufe eines Jahres. Wie der Verlauf der aus dem Stromnetz entnommenen Gesamtenergie zeigt, kommt es zu einem von der Tages- und Jahreszeit abhängigen Energiefluss im Verbundnetz. Tageszeitliche Änderungen des Energieflusses werden für gewöhnlich durch einen variierenden Energiebedarf industrieller und privater Verbraucher oder der wetterabhängigen Energieerzeugung aus erneuerbaren Energiequellen hervorgerufen. Jahreszeitliche Änderungen werden unter anderem mit einem witterungsbedingten Energiebedarf zwischen Sommer- und Winterzeit sowie einem von der Jahreszeit abhängigen Erzeugungspotential regenerativer Energiequellen bedingt.

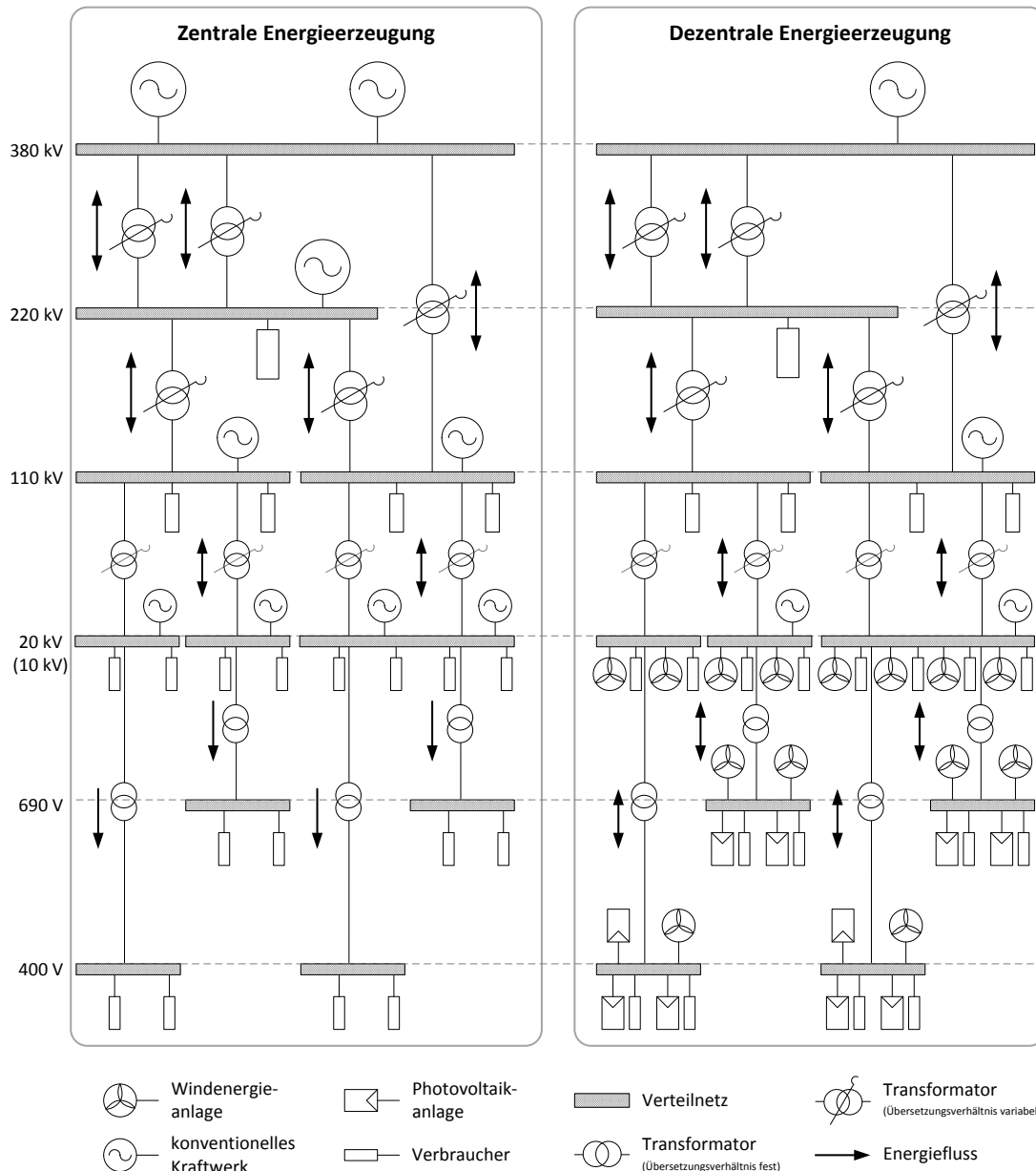


Abb. 2.1: Struktur des Energieversorgungsnetzes mit zentraler und dezentraler Energieerzeugung (in Anlehnung an [24], Kap. 3.2, S. 83, Bild 3.12)

Die einführenden Betrachtungen verdeutlichen, dass die öffentlichen Verbundnetze einem ständigen Wandel unterliegen. Kurzfristige Veränderungen der Netzstrukturen werden durch das von der Tageszeit abhängige Zu- bzw. Abschalten elektrischer Lasten sowie regenerativer EZAs hervorgerufen. Mittelfristig variiert die Struktur öffentlicher Verbundnetze durch die von den Jahreszeiten abhängigen elektrischen Last- und Erzeugungsprofile. Langfristig gesehen führt in erster Linie die Neugestaltung der Stromnetze weg von einer zentralen Energieerzeugung hin zu einer dezentralen Energieerzeugung zu einem Wandel der Netzstrukturen.

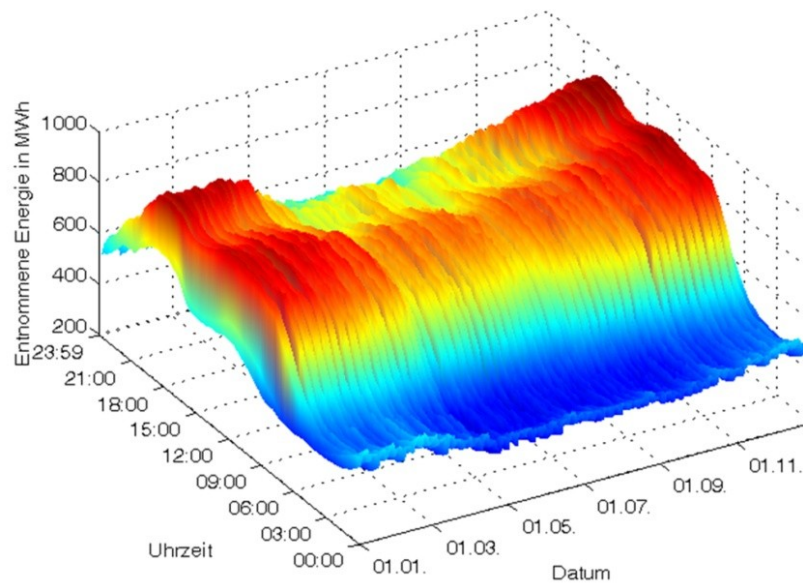


Abb. 2.2: Zeitabhängiger Energiefluss des öffentlichen Kieler Verbundnetzes im gesamten Jahr 2011 (Datenquelle: [25])

2.2 Netzkomponenten und die Auswirkung auf die Netzimpedanz

Die Erläuterungen des vorhergehenden Abschnittes zeigen, dass sich Energienetze nicht durch starre Strukturen beschreiben lassen. Vielmehr führt ein stetes Zu- und Abschalten einzelner elektrischer Verbraucher oder gar ganzer Teilnetze sowie die witterungsabhängige Energieerzeugung aus regenerativen Energiequellen zu sich ständig verändernden Netzstrukturen. Dies trifft insbesondere für Nieder- und Mittelspannungsnetze zu, bei welchen der Großteil der elektrischen Verbraucher und der regenerativen EZAs angeschlossen werden.

Ein wichtiges Maß für die Bewertung des Einflusses dezentraler regenerativer Energieerzeuger auf die Versorgungsqualität, -kontinuität und -stabilität eines Energienetzes ist die Netzimpedanz [8;10-12;14;15]. Eine nicht-verschwindende Netzimpedanz (d.h. $Z_{\text{Netz}} \neq 0$) führt zu der Entstehung und Ausbreitung von Netzurückwirkungen einzelner an das Verbundnetz angeschlossener Energieverbraucher und -erzeuger [26]. Die gesamte Netzimpedanz wird sowohl durch die Struktur und die Übertragungskomponenten eines Energienetzes als auch durch die angebundenen elektrischen Lasten und Erzeuger bestimmt. Da die Gesamtstruktur eines öffentlichen Verbundnetzes zeitvariant ist, ist demzufolge auch die resultierende Netzimpedanz zeitlichen Änderungen unterworfen.

Nachfolgend wird eine Auswahl wichtiger Netzkomponenten hinsichtlich der Auswirkungen auf die Netzimpedanz diskutiert. Die Auswahl der Netzkomponenten bezieht sich dabei auf die i.d.R. festen und unveränderlichen Übertragungselemente eines Energienetzes. Diese sind:

1. Übertragungsleitungen
2. Netztransformatoren

Darüber hinaus wird der Einfluss von zu- und abschaltbaren Teilnetzen des Verbundnetzes auf die Netzimpedanz diskutiert.

Übertragungsleitungen:

Die Energieübertragung in öffentlichen Verbundnetzen erfolgt über Leitungen. Je nach Spannungsebene und geografischen Begebenheiten kommen dafür entweder Überlandleitungen (auch als Freileitungen bezeichnet) oder Erdkabel (auch als Kabelleitungen bezeichnet) zum Einsatz (vgl. [21], Kap. 5.1, S. 167 ff. bzw. [24], Kap. 4.5/4.6, S. 209 ff./239 ff.). Für Hoch- und Höchstspannungsnetze werden bevorzugt Freileitungen verwendet. In Mittelspannungsnetzen hängt die Verwendung des Kabeltyps stark von den geografischen Randbedingungen ab, sodass sowohl Frei- als auch Kabelleitungen zum Einsatz kommen. In Niederspannungsnetzen werden fast ausschließlich Kabelleitungen verwendet.

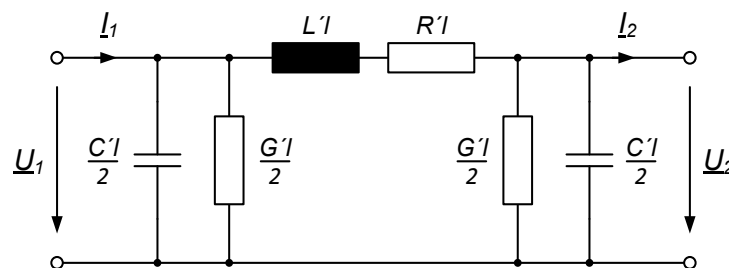


Abb. 2.3: π -Ersatzschaltbild einer elektrisch kurzen Leitung im symmetrischen Betrieb (in Anlehnung an [21], Kap. 5.3.2, Abb. 5.17, S. 184)

Die Abb. 2.3 zeigt das einphasige π -Ersatzschaltbild einer elektrisch kurzen Leitung im symmetrischen Betrieb. Hierbei erfolgt die mathematische Beschreibung des Übertragungsverhaltens der Leitung mit einer Länge l über Leitungsbeläge. Die Komponenten des Ersatzschaltbildes sind:

- der Widerstandsbelag: R' (in Ω/m),
- der Induktivitätsbelag: L' (in H/m),
- der Kapazitätsbelag: C' (in F/m)
- und der Admittanzbelag: G' (in S/m).

Nach den Grundlagen der Leitungstheorie, vgl. z.B. [27] (Kap. 3, S. 35 ff.), bestimmt sich die komplexwertige Wellenimpedanz einer solchen Leitung zu:

$$\underline{Z}_W = \sqrt{\frac{R' + j\omega L'}{G' + j\omega C'}} \quad (2.1)$$

Das komplexwertige Übertragungsmaß der Leitung wird berechnet durch:

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

Nach [21] (vgl. Kap. 5.3.2, S. 184 f.) wird eine Leitung als elektrisch kurz bezeichnet, wenn:

$$l \leq \frac{0,25}{|\underline{\gamma}|} \quad (2.3)$$

Unter der Annahme typischer Leitungsbeläge (vgl. Tab. 2.2 bzw. Tab. 2.3) und einer Übertragungsfrequenz von 50 Hz liegt der Betrag des komplexwertigen Übertragungsmaßes einer Freileitung in einem Bereich um etwa:

$$|\underline{\gamma}| \approx 1 \cdot 10^{-6} \frac{1}{m} \quad (2.4)$$

Das Übertragungsmaß einer Kabelleitung wird entsprechend abgeschätzt zu:

$$|\underline{\gamma}| \approx 5 \cdot 10^{-6} \frac{1}{m} \quad (2.5)$$

Folglich ist die Approximation einer Freileitung als elektrisch kurze Leitung in etwa gültig für:

$$l \leq 250 \text{ km} \quad (2.6)$$

Ferner wird eine Kabelleitung in guter Näherung als elektrisch kurz approximiert, wenn:

$$l \leq 50 \text{ km} \quad (2.7)$$

Typische Richtwerte für die Leitungsbeläge von Freileitungen werden in Tab. 2.2 zusammengefasst. Weiterhin zeigt die Tab. 2.3 typische Richtwerte für die Leitungsbeläge von Kabelleitungen.

Aus den dargestellten Richtwerten werden die Auswirkungen von Übertragungsleitungen auf die Netzimpedanz eines typischen Verbundnetzes wie folgt zusammengefasst:

- Freilandleitungen auf Höchstspannungsebene sind für gewöhnlich reine Reaktanznetzwerke und zeigen ein induktiv-kapazitives Übertragungsverhalten.
- Freilandleitungen auf Hoch- und Mittelspannungsebene zeigen i.d.R. ein ohmsch-induktives Übertragungsverhalten mit einem geringen kapazitiven Anteil.
- Kabelleitungen auf Hoch- und Mittelspannungsebene werden im Allgemeinen durch ein ohmsch-induktiv-kapazitives Übertragungsverhalten charakterisiert. Hierbei ist ein hoher kapazitiver Anteil festzustellen.

- Kabelleitungen auf Niederspannungsebene weisen meistens ein ohmsch-induktives Übertragungsverhalten mit einem hohen ohmschen Anteil auf.

Tab. 2.2: Richtwerte für Freileitungen
(Datenquelle: [28], Kap. 10.4.1.2, S. 523 ff.)

Spannungsebene	$R' [\Omega/km]$	$L' [mH/km]$	$C' [nF/km]$	$G' [\mu S/km]^*$
Höchstspannung	0,028	0,80	14,0	
Hochspannung	0,109	1,21	9,5	$\approx 0,05$
Mittelspannung	0,240	1,14	10,0	

* nach [21] (vgl. Kap. 5.4.12, S. 202)

Tab. 2.3: Richtwerte für Kabelleitungen
(Datenquelle: [24], Kap. Anhang, S. 726)

Spannungsebene	$R' [\Omega/km]^*$	$L' [mH/km]^*$	$C' [nF/km]^*$	$G' [\mu S/km]^*$
Hochspannung	0,147	0,57	129	
Mittelspannung	0,266	0,49	328	$\approx 1,0$
Niederspannung	0,368	0,26	-	

* Mittelwert der angegebenen Kabeltypen

** nach [21] (vgl. Kap. 5.4.12, S. 202)

Netztransformatoren:

Neben den bereits beschriebenen Übertragungsleitungen stellen Netztransformatoren eine weitere wichtige Komponente des öffentlichen Verbundnetzes dar. Wie bereits aus der Abb. 2.1 hervorgeht, werden Netztransformatoren zur Verbindung der verschiedenen Spannungsebenen verwendet. In Abhängigkeit der zu verbindenden Spannungsebenen werden die Drehstromtransformatoren in unterschiedlichen Schaltgruppen und Übersetzungsverhältnissen ausgeführt. Weiterhin kommen häufig bei der Verbindung der Höchst-, Hoch- und Mittelspannungsebenen Transformatoren mit stufenweise einstellbaren Übertragungsverhältnissen zum Einsatz.

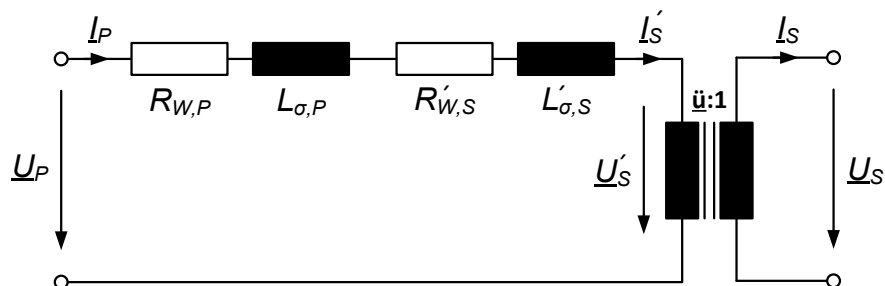


Abb. 2.4: Einphasiges Ersatzschaltbild eines stromidealen Transformators im symmetrischen Betrieb (Sternpunktbehandlung nicht berücksichtigt, in Anlehnung an [29], Kap. 6.2.2, Abbildung 6.4, S. 81)

Das einphasige Ersatzschaltbild eines Drehstromtransformators im symmetrischen Betrieb wird in Abb. 2.4 dargestellt. Das Ersatzschaltbild zeigt einen stromidealen Transformator, d.h. Magnetisierungs- und Eisenverluste finden bei dieser Modellierung keine Beachtung. Ferner wird die von der Schaltgruppe des Drehstromtransformators abhängige Sternpunktbehandlung in diesem Ersatzschaltbild nicht berücksichtigt.

Das einphasige Ersatzschaltbild des Transformators zeigt:

- den Raumzeiger \underline{U}_P der primärseitigen (bzw. hochspannungsseitigen) Eingangsspannung,
- den Raumzeiger \underline{I}_P des primärseitigen (bzw. hochspannungsseitigen) Eingangstroms,
- den Raumzeiger \underline{U}_S der sekundärseitigen (bzw. niederspannungsseitigen) Ausgangsspannung,
- den Raumzeiger \underline{I}_S des sekundärseitigen (bzw. niederspannungsseitigen) Ausgangstroms,
- die Wicklungswiderstände $R_{W,P}$ bzw. $R_{W,S}$ der primär- bzw. sekundärseitigen Transformatorwicklungen,
- und die Streuinduktivitäten $L_{\sigma,P}$ bzw. $L_{\sigma,S}$ der primär- bzw. sekundärseitigen Transformatorwicklungen.

Das komplexwertige Übersetzungsverhältnis $\underline{\ddot{u}}$ des Drehstromtransformators wird definiert als:

$$\underline{\ddot{u}} = \frac{U_P}{U_S} e^{j \text{Kennziffer} \cdot \pi/6} \quad (2.8)$$

Demnach wird die durch die Schaltgruppe des Drehstromtransformators bedingte Phasenverschiebung zwischen den primärseitigen und sekundärseitigen Dreistromsystemen durch die Festlegung der Kennziffer berücksichtigt.

Unter Verwendung des komplexwertigen Übersetzungsverhältnisses werden die auf die Primärseite des Drehstromtransformators bezogenen niederspannungsseitigen Ausgangsgrößen bzw. Transformatorparameter berechnet zu:

$$\begin{aligned} \underline{U}'_S &= \underline{\ddot{u}} \cdot \underline{U}_S \\ \underline{I}'_S &= \frac{1}{\underline{\ddot{u}}} \cdot \underline{I}_S \\ R'_{W,S} &= |\underline{\ddot{u}}|^2 \cdot R_{W,S} \\ L'_{\sigma,S} &= |\underline{\ddot{u}}|^2 \cdot L_{\sigma,S} \end{aligned} \quad (2.9)$$

Wird im Umkehrschluss eine primärseitige Impedanz $\underline{Z}_P(j\omega)$ auf die Niederspannungsseite des Transformators bezogen, dann ist:

$$\underline{Z}'_P(j\omega) = \frac{1}{|\underline{u}|^2} \underline{Z}_P(j\omega) \quad (2.10)$$

Im Allgemeinen wird die hochspannungsseitige Impedanz \underline{Z}_P durch die Ersatzparameter des Transformators und einer zeit- und frequenzvarianten Netzimpedanz \underline{Z}_{Netz} des übergeordneten Übertragungsnetzes bestimmt. Damit ist:

$$\underline{Z}_P(j\omega) = \underline{Z}_{Netz}(f, t) + R_{W,P} + j\omega L_{\sigma,P} + \underline{u}^2 (R_{W,S} + j\omega L_{\sigma,S}) \quad (2.11)$$

Wird diese hochspannungsseitige Impedanz nun nach Glg. (2.10) auf die Niederspannungsseite des Transformators bezogen, dann folgt:

$$\underline{Z}'_P(j\omega) = R_{W,S} + j\omega L_{\sigma,S} + \frac{1}{\underline{u}^2} (\underline{Z}_{Netz}(f, t) + R_{W,P} + j\omega L_{\sigma,P}) \quad (2.12)$$

Typische Übersetzungsverhältnisse von Transformatoren zur Verbindung von Hoch- und Mittelspannungsnetzen liegen in einem Bereich um etwa 5 bis 10. Charakteristische Übersetzungsverhältnisse von Transformatoren zur Anbindung von Niederspannungsnetzen an die Mittelspannungsebene liegen in Bereichen von etwa 15 bis 50. Über Berücksichtigung der bezogenen Impedanzen nach Glg. (2.11) geht demnach die primärseitige Impedanz von HS-MS Transformatoren mit 1 % bis 5 % und von MS-LS Transformatoren mit 0,05 % bis 0,5 % in die sekundärseitige Impedanz ein.

In Tab. 2.4 werden typische Kennwerte von Drehstromtransformatoren in Verteilungsnetzen zusammengefasst. Die Berechnung der Ersatzparameter aus den angegebenen relativen Kurzschlussspannungen u_k und den relativen Kurzschlussverlustleistungen u_r erfolgt nach:

$$\begin{aligned} R_W &= u_r \frac{U_{P,B}^2}{S_B} \\ L_\sigma &= \sqrt{u_k^2 - u_r^2} \cdot \frac{U_{P,B}^2}{\omega_B S_B} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Dabei beschreibt $U_{P,B}$ die primärseitige Bemessungsspannung, ω_B die Bemessungsfrequenz und S_B die Bemessungsscheinleistung des Drehstromtransformators.

Die grundlegenden Betrachtungen des stromidealen Übertragungsverhaltens sowie die angegebenen Kennwerte von Drehstromtransformatoren in Energienetzen zeigen, dass der Einfluss von Netzimpedanzen übergeordneter Spannungsebenen auf die untergeordneten Spannungsebenen mit einem prozentualen Anteil von 0,05 % bis 5 % für gewöhnlich als sehr gering zu bewerten ist. Genauer wird der Einfluss eines Verteilungstransformators auf

die Netzimpedanz der Niederspannungsseite hauptsächlich durch die niederspannungsseitigen Ersatzparameter, also den sekundärseitigen Wicklungswiderstand $R_{W,S}$ und die sekundärseitige Streuinduktivität $L_{\sigma,S}$, bestimmt.

Tab. 2.4: Typische Kennwerte von Transformatoren in Verteilungsnetzen
(Datenquelle: [21], Kap. 4.4.3, Tabelle 4.1, S. 145)

Spannungsebenen	Bemessungs-scheinleistung S_B	relative Kurzschluss-spannung u_k	relative Kurzschluss-verlustleistung u_r
LS/MS	100 kVA	4 %	1,3 %
	1 MVA	6 %	0,7 %
MS/MS	10 MVA	7 – 10 %	0,5 %
HS/MS	100 MVA	8 – 12 %	0,35 %
HS/HS	1000 MVA	10 – 15 %	0,15 %

Weitere Netzkomponenten:

Weitere wichtige Netzkomponenten sind unter anderem Blindleistungskompensationsanlagen, lineare Lasten, Lasten mit einer Netzanbindung durch Dioden- bzw. Thyristorbrücken sowie rückspeisefähige Verbraucher sowie Energieerzeuger mit einer Netzanbindung durch Stromrichter. Eine weiterführende grundlegende Betrachtung dieser Netzkomponenten wird hier nicht vorgenommen. Diesbezüglich wird auf die weiterführende Literatur (Auswahl) nach [26;30] oder [31] verwiesen.

Typische Netzimpedanzen der unterschiedlichen Netzspannungsebenen:

Das Zusammenwirken der einzelnen Netzkomponenten führt schlussendlich auf ein gesamtes Übertragungsverhalten eines öffentlichen Verbundnetzes. Dabei wird das Verhalten durch die resultierende Netzimpedanz bestimmt. Die vorhergehenden Abschnitte zeigen, dass für die verschiedenen Netzspannungsebenen unterschiedliche Netzverhältnisse zu erwarten sind. Daher werden Energienetze im Allgemeinen anstatt durch die Angabe einer Netzimpedanz durch die vom Netzspannungsniveau abhängige Netzkurzschlussleistung und den Netzimpedanzwinkel bzw. das X/R-Verhältnis charakterisiert (vgl. auch Anhang 8.2, S. 303 ff.).

Die Netzkurzschlussleistung S_{sc} wird in Abhängigkeit der Bemessungsspannung des Netzes $U_{ll,B}$ (Außenleiter-Spannung) und des Betrags der Netzimpedanz \underline{Z}_{Netz} berechnet zu:

$$S_{sc} = \frac{U_{ll,B}^2}{|\underline{Z}_{Netz}|} \quad (2.14)$$

Der Netzimpedanzwinkel ψ_k bzw. das X/R-Verhältnis X/R_{Netz} wird bestimmt durch:

$$\tan \psi_k = \frac{\operatorname{Im}\{Z_{\text{Netz}}\}}{\operatorname{Re}\{Z_{\text{Netz}}\}} = X/R_{\text{Netz}} \quad (2.15)$$

In der Tab. 2.5 sind typische Eckwerte der Netzkurzschlussleistungen und der X/R-Verhältnisse von öffentlichen Verbundnetzen in Deutschland, Russland und Brasilien in Abhängigkeit der Netzspannungsebenen zusammengefasst. Die Daten basieren auf einer Erhebung des Fraunhofer-Institutes für Windenergie und Energiesystemtechnik [32] und zeigen, dass Energienetze für gewöhnlich ein ohmsch-induktives (Grundschiwungs-) Gesamtverhalten aufweisen. Diese Behauptung wird durch weitere, vor allem in öffentlichen Niederspannungsnetzen durchgeführte, messtechnische Untersuchungen nach [26] (vgl. Kap. 4.2.1, S. 84) bzw. [33-36] gefestigt.

Tab. 2.5: Typische Netzbedingungen (Eckwerte) in Deutschland, Russland und Brasilien (Datenquelle: [32])

Netzspannung [kV]		Netzkurzschlussleistung S_{sc} [MVA]		Netzimpedanzwinkel ψ_k [°]		X/R-Verhältnis		
U_n	Ebene	von	bis	von*	bis**	von*	bis**	
110-115	HS	500	6000	79	86	5,1	14,3	induktiv
66-69	HS	300	3000	62	86	1,9	14,3	ohmsch-induktiv bis induktiv
33-35	MS	200	1000	82	86	7,1	14,3	induktiv
20-22	MS	30	500	50	85	1,2	11,4	ohmsch-induktiv bis induktiv
10-14	MS	10	200	39	85	0,8	11,4	ohmsch, ohmsch- induktiv bis in- duktiv
0,4	LS	2	10	27	75	0,5	3,7	ohmsch bis ohmsch-induktiv

* entspricht dem Anschluss der Erzeugungsanlage am fernsten (von Umspannwerk) Netzan-
schlusspunkt

** entspricht dem Anschluss der Erzeugungsanlage direkt am Umspannwerk

Teilnetze:

Das öffentliche Verbundnetz lässt sich häufig aufgrund der gegebenen Struktur in Teilnetze untergliedern. Teilnetze können z.B. ein Verbund elektrischer Verbraucher (z.B. ein Bürogebäude, ein Industriekomplex, etc.) oder ein Verbund elektrischer Energieerzeuger (z.B. ein Wind- oder Solarpark, etc.) sein. Teilnetze werden an Netzknotenpunkten zusammengeführt und mit dem übergeordneten Energienetz verbunden, vgl. Abb. 2.5. Wird

jedes der Teilnetze durch eine zeit- und frequenzvariante Impedanz $\underline{Z}_{Teilnetz,i}$ beschrieben, dann wird die gesamte Netzimpedanz am Netzknotenpunkt $\underline{Z}_{Netzknoten}$ berechnet zu:

$$\underline{Z}_{Netzknoten}(f, t) = \frac{1}{\frac{1}{\underline{Z}_{Netz}(f, t)} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{\underline{Z}_{Teilnetz,i}(f, t)}} \quad (2.16)$$

Diese zunächst sehr trivial erscheinende Berechnung der sich aus den einzelnen Teilnetzen und dem übergeordneten Verbundnetz ergebenden Gesamtimpedanz an einem Netzknotenpunkt beinhaltet einen entscheidenden Aspekt im Umgang mit der Begrifflichkeit *Netzimpedanz*: Eine eindeutige und nachvollziehbare Angabe der Netzimpedanz ist nur dann möglich, wenn der für die Betrachtung gewählte Netzknotenpunkt spezifiziert wird. Um diesem Grundgedanken gerecht zu werden, wird nachfolgend der Begriff *Netzimpedanz* in Hinblick auf die Abhängigkeit des gewählten Betrachtungspunktes verfeinert.

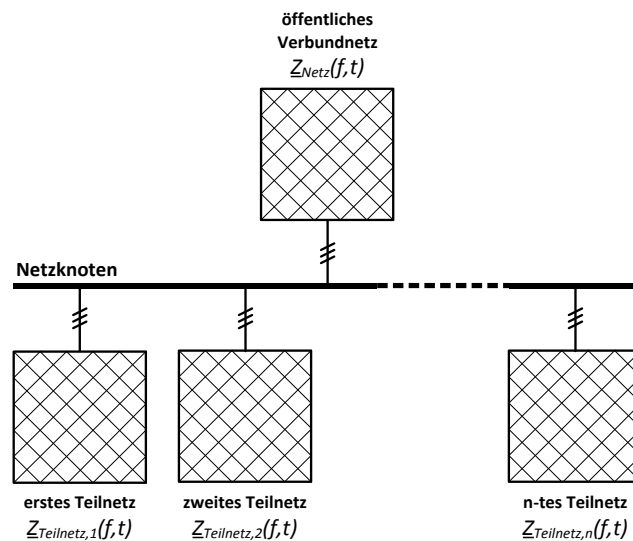


Abb. 2.5: Aufgliederung des öffentlichen Verbundnetzes in Netzknoten und Teilnetze

Äquivalente Netzimpedanz und äquivalente Netzspannung:

In Abgrenzung zu der Impedanz eines gesamten Energienetzes wird hier der Begriff der äquivalenten Netzparameter eingeführt und verwendet. Die äquivalenten Netzparameter beschreiben die vom Betrachtungs- bzw. Einspeisepunkt abhängige Impedanz eines öffentlichen Verbundnetzes. Dies geschieht in Anlehnung an die Grundlagen der elektrischen Netzwerktheorie, wo die Approximation umfangreicher linearer Netzwerkstrukturen durch äquivalente Strom- bzw. Spannungsquellen ein gängiges Hilfsmittel ist.

Die Übersicht typischer Netzimpedanzen der unterschiedlichen Spannungsebenen öffentlicher Verbundnetze offenbart, dass Energienetze im Nieder- und Mittelspannungsbereich

für gewöhnlich ein ohmsch-induktives Verhalten zeigen. Folglich wird das im Weiteren verwendete zeitvariante äquivalente Netzmodell beschrieben durch:

- die äquivalente Netzinduktivität $L_{Netz}(t)$,
- den äquivalenten Netzwidestand $R_{Netz}(t)$ und
- die äquivalente Netzspannung $\underline{U}_{Netz}(t)$.

Das (Grundschiwungs-) Übertragungsverhalten des Energienetzes wird demnach als Thévenin-Äquivalent approximiert, wobei eine symmetrische Quellenspannung und eine symmetrische Quellenimpedanz angenommen wird. Die Abb. 2.6 zeigt das resultierende äquivalente Netzmodell in Form eines einphasigen Blockschaltbildes. Als Betrachtungspunkt für die Analysen wird ein zentraler Anschlusspunkt (kurz: PCC, engl. *point of common coupling*) eines Netzpulsstromrichters einer regenerativen EZA an das öffentliche Verbundnetz gewählt.

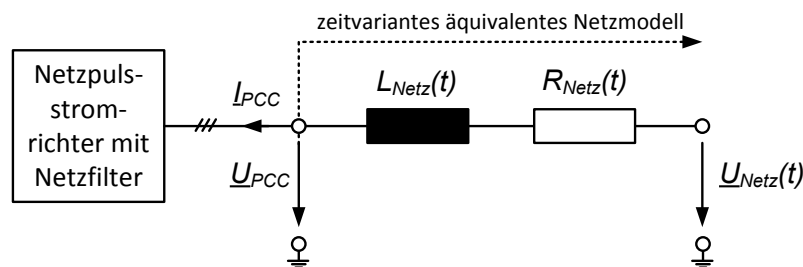


Abb. 2.6: Einphasiges Blockschaltbild des äquivalenten ohmsch-induktiven Netzmodells (Grundschiwungsbetrachtung)

2.3 Beschreibung des Laborteststandes zur Nachbildung veränderlicher Netzbedingungen

Für die experimentellen Untersuchungen des Verhaltens von regenerativen EZAs unter variierenden Netzbedingungen wird ein selbst entwickelter und eigens aufgebauter Teststand im 30 kVA Labormaßstab verwendet. In der Abb. 2.7 ist das Strukturbild des Versuchsaufbaus illustriert. Der modular aufgebaute Laborteststand untergliedert sich in die folgenden Einzelkomponenten:

1. einem dreiphasigen Transformator-basierten Spannungseinbruchsgenerator zur Erzeugung transienter und stationärer (Grundschiwungs-) Spannungsunsymmetrien [37],
2. einer dreiphasigen IGBT-basierten Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz (kurz: NVN) zur Emulation variierender und sich sprunghaft ändernder Netzimpedanzbedingungen durch seriell geschaltete Induktivitäten mit einstellbaren Wicklungsabgriffen [38],

3. einem dreiphasigen Umrichter-basierten Netzimpedanzanalysator zur zusätzlichen messtechnischen Validierung der äquivalenten Netzparameter [39],
4. einem Dewetron DEWE-2010 System für die messtechnische Datenerfassung und einer elektrischen Leistungsanalyse in Echtzeit [40],
5. einem dreiphasigen Diodengleichrichter mit einem IGBT-basierten schaltbaren Lastwiderstand zur Erzeugung variierender und transienter Oberschwingungsverhältnisse am Anschlusspunkt des Testsystems
6. und dem eigentlichen dreiphasig ausgeführten Testsystem zur Nachbildung einer dezentralen regenerativen EZA.

Der modulare Aufbau des Laborteststandes ermöglicht es, die Zusammensetzung der einzelnen Komponenten je nach Zielsetzung der Experimente anzupassen.

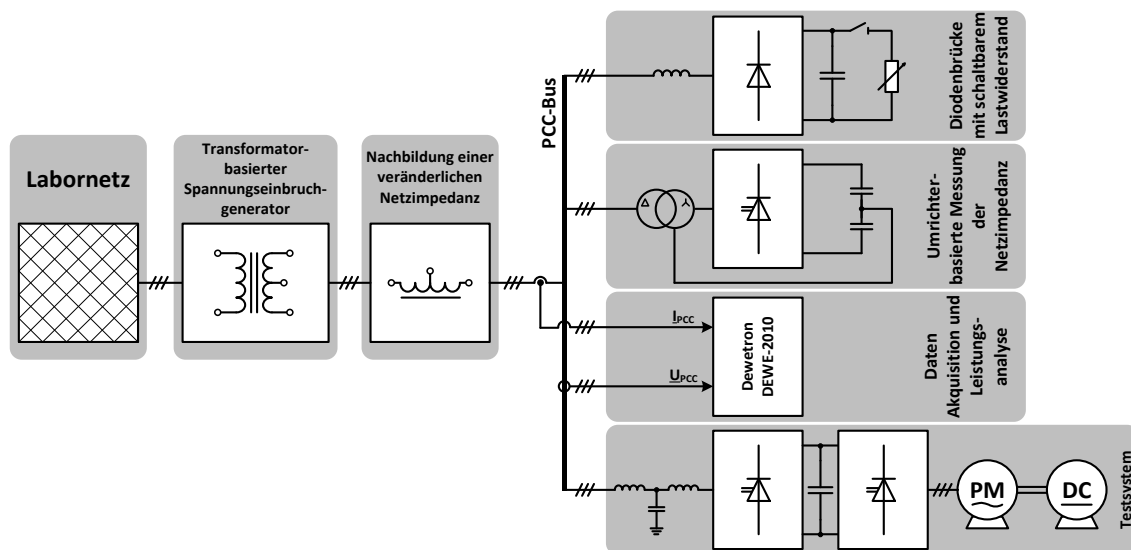


Abb. 2.7: Strukturbild des Teststandes im 30 kVA Labormaßstab

Das Testsystem zur Nachbildung einer dezentralen regenerativen EZA besteht aus einem variablen LCL-Filter, einem zweistufigen IGBT-basierten Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis, einem zweistufigen IGBT-basierten maschinenseitigen Umrichter, einem permanent erregten Synchrongenerator und einer durch zwei antiparallele Thyristorbrücken gespeisten Nebenschluss-Gleichstrommaschine. Durch das gesamte Leistungselektronik-Generatorsystem kann ein bidirektionaler Leistungsfluss zwischen dem Labornetz und dem Antriebsstrang nachgebildet werden. Dabei ist es durch eine entsprechende Steuerung der Gleichstrom-Lastmaschine möglich, die Synchronmaschine sowohl generatorisch als auch motorisch zu betreiben. Der netzseitige LCL-Filter sowie der Spannungszwischenkreis sind modular aufgebaut, sodass unterschiedliche Systemkonfigurationen durch das Testsystem untersucht werden können. Die Regelung des gesamten Frequenzumrichters erfolgt durch ein modulares dSpace ACE 1006 System, wobei alle Komponenten des Teststandes galvanisch getrennt steuerbar sind. Eine ausführliche technische Dokumentation des Laborteststandes ist im Anhang 8.3 bzw. 8.4 (S. 308 ff.) dargestellt.

3 Bestimmung der äquivalenten Netzimpedanz

Ein wesentlicher Bestandteil der zu entwickelnden netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters ist die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz. In diesem Kapitel wird eine Möglichkeit der Klassifizierung der verschiedenen bereits in der Fachliteratur beschriebenen Methoden der Netzimpedanz-Identifikation vorgestellt. Ein entsprechender Überblick über bereits beschriebene Verfahren führt auf die Auswahl sowie Weiter- bzw. Neuentwicklung zweier vielversprechender Identifikationsverfahren: (1) Die Messung der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstroms und (2) die Schätzung der Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter. Die Auswahl dieser Verfahren wird dadurch motiviert, dass die Anregung des Netzes zur Netzimpedanz-Identifikation so gering als möglich sein soll (minimal-invasiv). Gleichzeitig ermöglichen diese Verfahren indes auch eine hohe Identifikationsgenauigkeit und -dynamik für quasi-stationäre und transiente Netzimpedanzverhältnisse. Beide Verfahren werden ausführlich vorgestellt, messtechnisch untersucht und bewertet. Die Analysen dieses Kapitels führen schlussendlich auf die Ableitung eines aus Messung und Schätzung kombinierten Identifikationskonzeptes der äquivalenten Netzimpedanz.

3.1 Klassifizierung bereits beschriebener Identifikationsverfahren

Zunächst wird der aktuelle Stand der Technik bezüglich der Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz wiedergegeben und diskutiert. Um dies systematisch und zielstrebig durchzuführen, werden im ersten Schritt geeignete Kriterien zur Klassifizierung der zahlreichen und teilweise sehr unterschiedlichen Identifikationsansätze festgelegt. Die Festlegung der Klassifizierungskriterien wird weiterhin dazu verwendet, die Anforderungen an ein Identifikationsverfahren zur Umsetzung einer netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters zu spezifizieren.

3.1.1 Festlegung einer Taxonomie

Die Identifikation dynamischer Systeme ist ein vielfältiges und umfangreiches Teilgebiet der modernen Signalverarbeitung und findet auch in der aktuellen Lehrbuchliteratur, z.B. in [41] oder in [42], wiederholte Beachtung. Für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz zeigen bereits die frühen Arbeiten nach [43;44] verschiedene Möglichkeiten zur Klassifizierung bereits erprobter Verfahren. In Abgrenzung zu diesen frühen Arbeiten wird das hier zur Anwendung kommende Klassifizierungsschema in Hinblick auf die Umsetzung netzadaptiver Regelungsstrategien festgelegt. Hierfür dient das Klassifizierungsschema nach [42] (Kap. 1.3 bis 1.4, S. 12 ff.) als wichtigste Grundlage.

Nach [42] (Kap. 1.4, S. 17, Tabelle 1.2.) werden die Verfahren der Systemidentifikation grundsätzlich wie folgt unterschieden:

1. nicht-parametrische (*engl. non-parametric*) Systemidentifikation
2. parametrische (*engl. parametric*) Systemidentifikation.

Diese beiden grundlegenden Verfahren unterscheiden sich prinzipiell in der Verwendung eines Modells für die Identifikation eines dynamischen Systems. Während bei der parametrischen Systemidentifikation ein bestimmtes mathematisches Modell mit einer endlichen Anzahl an Systemparametern des zu identifizierenden Systems zugrunde gelegt wird, ist dies bei nicht-parametrischen Identifikationsmethoden nicht vorgesehen. Parametrische Identifikationsmethoden sind i.d.R. zeitbereichsbasiert und führen zu einer schmalbandigen Identifikation der Systemparameter. Dahingegen sind nicht-parametrische Identifikationsmethoden i.d.R. frequenzbereichsbasiert und führen zu einer breitbandigen Identifikation der Systemparameter.

Des Weiteren werden die verschiedenen Verfahren der Systemidentifikation durch die Höhe der notwendigen Systemanregung unterschieden. Es kommt folgende Unterscheidung zum tragen:

1. non-invasive Systemidentifikation
2. quasi-invasive Systemidentifikation
3. invasive Systemidentifikation.

Ein non-invasives Verfahren verwendet ausnahmslos bereits im System vorhandene Signale zur Identifikation der Systemparameter. Dabei wird eine Veränderung des regulären Betriebsverhaltens des Systems nicht vorausgesetzt. Dahingegen forcieren invasive Verfahren eine aktive Anregung des zu identifizierenden Systems durch eine gezielte Verwendung von Testsignalen. Quasi-invasive Verfahren beschreiben Identifikationsverfahren, welche zwar nicht selbst eine Anregung des Systems durch die Verwendung von Testsignalen herbeiführen, jedoch eine Veränderung des regulären Betriebsverhaltens des zu identifizierenden Systems voraussetzen.

Für die Umsetzung adaptiver Regelungsstrategien ist besonders die zur Anwendung kommende Art der Signalverarbeitung von Interesse. Es wird differenziert zwischen (vgl. [42], Kap. 1.3, S. 14):

1. offline Identifikationsverfahren
2. online Identifikationsverfahren.

Bei offline Identifikationsverfahren sind im Allgemeinen das zu identifizierende System und die zur Identifikation verwendete Berechnungsplattform (z.B. Mikrocontroller, DSP, Industrie-PC oder Desktop-Computer) nicht direkt miteinander verbunden. Es wird meist ein Datenspeicher verwendet, welcher zunächst die Messdaten der Systemidentifizierung speichert. Die Auswertung der Daten findet in diesem Fall getrennt von dem zu identifizierenden System zu einem späteren Zeitpunkt statt. Im Gegensatz dazu erfolgen bei online Identifikationsverfahren die Messung des Systems, die Signalverarbeitung und die eigent-

liche Systemidentifikation in direkter Verbindung zueinander. Häufig wird hierfür lediglich eine Berechnungsplattform zur Systemidentifikation verwendet.

Online-fähige Identifikationsverfahren bedürfen einer zusätzlichen Verfeinerung, welche die benötigte Zeit zwischen der Messung der Systemzustände und dem Vorliegen eines Identifikationsergebnisses beschreibt. Nach [42] ist es daher zweckmäßig die folgende Unterscheidung zu treffen:

1. Systemidentifikation mit abschnittsweiser Datenverarbeitung (*engl. batch data-processing*)
2. Systemidentifikation mit echtzeitfähiger Datenverarbeitung (*engl. real-time data-processing*).

Bei Identifikationsverfahren mit abschnittsweiser Datenverarbeitung werden häufig Methoden der sequenziellen Programmierung angewendet. Die sequenzielle Programmierung ermöglicht es, nach der Messung der Systemzustände sowohl die Berechnungen der Signalverarbeitung und die Identifikationsalgorithmen abschnittsweise abzuarbeiten. In Hinblick auf eventuell parallel ablaufende Rechenprozesse höherer Priorisierung ermöglicht diese Art der Systemidentifikation eine effiziente Ausnutzung der zur Verfügung stehenden Rechenkapazitäten. In Abgrenzung zu offline Identifikationsverfahren wird hier die Berechnungsplattform nicht vom direkten Systemidentifikationsprozess getrennt. Die abschnittsweise Verarbeitung der Messdaten führt jedoch dazu, dass zwischen dem Messzeitpunkt und dem Vorliegen eines Identifikationsergebnisses eine Detektionszeit verstreicht, sodass das Identifikationsergebnis nicht den aktuellen Systemzustand widerspiegelt. Dahingegen führen Identifikationsverfahren mit Echtzeitfähigkeit direkt nach der Messung der Systemzustände zu einem Identifikationsergebnis. In der Regel sind die hier auftretenden Verzögerungsdauern der Systemidentifikation durch die minimal möglichen, von der verwendeten Messtechnik und der Berechnungsplattform abhängigen, Zeitdauern begrenzt.

Das letzte Kriterium, welches bei dem hier eingeführten Klassifizierungsschema Beachtung findet, ist die Unterscheidung der Verfahren anhand der zur Anregung des Systems notwendigen Leistungselektronik. Es wird unterschieden zwischen:

1. Verfahren, welche eine speziell für die Netzimpedanz-Analyse entwickelte Leistungselektronik verwenden
2. Verfahren, welche eine bereits bestehende, und ursprünglich zu einem anderen Zweck vorgesehene, Leistungselektronik verwenden.

3.1.2 Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz durch Netzwerkbetrachtungen

Ist die Struktur des zu identifizierenden Spannungsnetzes bekannt und können Größen wie Transformatorleistungen bzw. -kurzschlussspannungen, Leitungslängen und -typen sowie die Art und Anzahl netzgebundener Lasten als bekannt vorausgesetzt werden, so ist eine

Berechnung bzw. Abschätzung der äquivalenten Netzimpedanz möglich [45] (vgl. Anhang E, S. 173 ff.).

3.1.3 Breitbandige Anregung des Netzes durch die Einspeisung nicht-periodischer Signale

Eine häufig eingesetzte Methode zur Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz ist die Verwendung von nicht-periodischen Testsignalen zur Anregung einer Strom- bzw. Spannungsantwort des Versorgungsnetzes. Eine Messung der Systemantwort und eine entsprechende Datenaufbereitung sowie ein Identifikationsalgorithmus ermöglicht es dann, die äquivalente Netzimpedanz am Ort der Einspeisung des Testsignals zu bestimmen.

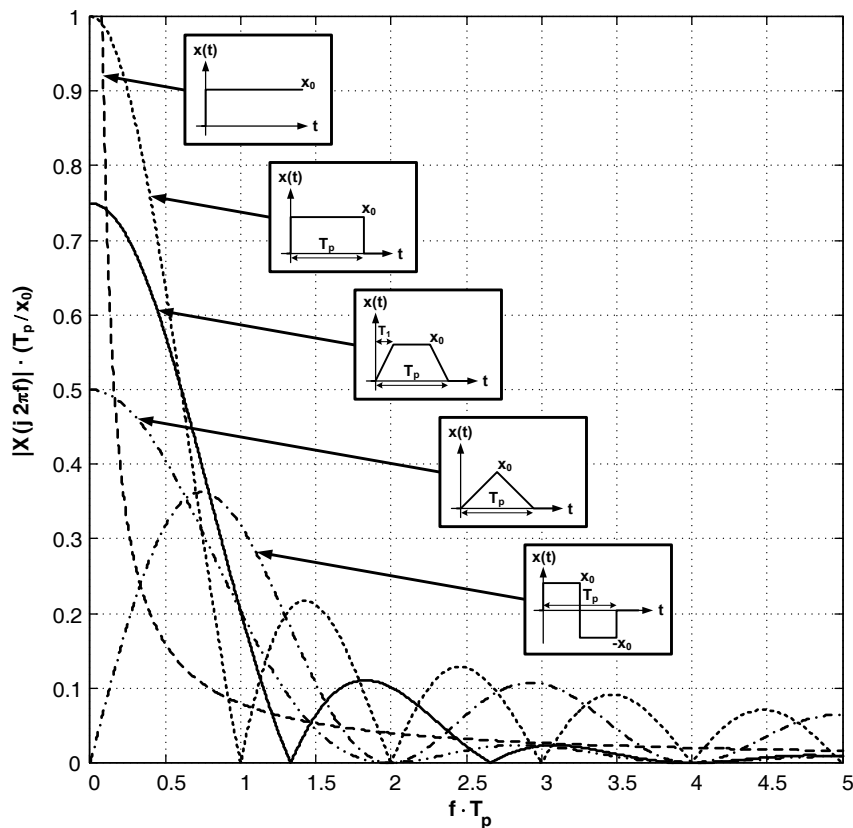


Abb. 3.1: Normierte Amplitudendichte verschiedener nicht-periodischer Signale zur Systemanregung nach [42] (Kap. 4.2, S. 100 ff., Abb. 4.2)

Die Abb. 3.1 zeigt verschiedene Testsignale und deren zugehörige, auf die Einspeisedauer T_p und Einspeisehöhe x_0 normierten, Amplitudendichten. Die Abbildung und die Berechnungen der Amplitudendichten basiert auf den Ausführungen aus [42] (Kap. 4.2, S. 100 ff., Abb. 4.2). Die Darstellung zeigt deutlich, dass die Auswahl eines nicht-periodischen Testsignals für die Identifikation eines Systems unter Berücksichtigung des für die Identifikation relevanten Frequenzbereiches durchgeführt werden sollte. Weiterhin haben sowohl die Einspeisehöhe als auch die Einspeisedauer des gewählten Testsignals einen entscheidenden Einfluss auf die frequenzabhängige Anregung einer Systemantwort.

Das Prinzip der Einspeisung nicht-periodischer Testsignale für eine frequenzabhängige Anregung einer Systemantwort wird in der Literatur in vielen abgewandelten Formen für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz angewendet.

In [46-48] werden Schalthandlungen von Kondensatorbänken, welche eigentlich für die Anpassung des Leistungsfaktors von Industrie-Versorgungsnetzen eingesetzt werden, dazu verwendet, die äquivalente Netzimpedanz zu identifizieren. Hierfür werden während der Schalthandlungen der Kondensatoren die Strom- und Spannungsverläufe gemessen. Eine anschließende Aufarbeitung der Messdaten im Frequenzbereich ermöglicht einen Rückschluss auf die zum Schaltzeitpunkt vorherrschende äquivalente Netzimpedanz. Dementsprechend sind diese Identifikationsverfahren als quasi-invasiv, nicht-parametrisch und offline-fähig zu klassifizieren.

Ein weiteres, wiederholt angewendetes Prinzip der Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz ist die Einspeisung transients Stromimpulsspitzen zur Anregung einer Impulsantwort der Netzspannung. Durch eine anschließende Analyse der Systemanregung und der Systemantwort im Frequenzbereich ist eine Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz möglich. Demnach ist dieses Messprinzip grundsätzlich als invasiv und nicht-parametrisch zu klassifizieren. Die beschriebenen Verfahren zur Identifikation der Netzimpedanz durch Einspeisung transients Stromimpulsspitzen unterscheiden sich in Bezug auf die für die Generierung der Stromimpulse verwendeten leistungselektronischen Schaltungen. In [49-53] wird dieses Messverfahren im Zusammenhang mit speziell entwickelten leistungselektronischen Messstromgeneratoren beschrieben. Dabei liegt der Fokus dieser Arbeiten sowohl auf der mathematischen Umsetzung des Messverfahrens als auch auf den Schaltungsanforderungen der speziell für diese Anwendung entwickelten Messstromgeneratoren. In [54] und [55] wird die Einspeisung einer transienten Stromimpulsspitze für die Identifikation der Netzimpedanz von bereits an das Netz angeschlossenen Aktiven-Filtern bzw. Netzpulsstromrichtern beschrieben. Dabei wird bei der Anwendung des Aktiven-Filters [54] der reguläre Betrieb des Stromrichters für die Identifikation der Netzimpedanz unterbrochen. Dahingegen ist eine Identifikation der Netzimpedanz nach [55] während des regulären Betriebs des Netzpulsstromrichters möglich. Die Verfahren nach [54;55] werden als online-fähig mit abschnittsweiser Datenverarbeitung klassifiziert.

In [56-58] wird das nicht-periodische Schalten bekannter Lasten für eine breitbandige Anregung der Netzspannungsantwort an dem zu identifizierenden Netzanschlusspunkt beschrieben. Das nicht-periodische Schalten der bekannten Lasten führt zur Entstehung einer transienten nicht-periodischen Stromdynamik, welche eine Anregung der Netzspannungsantwort herbeiführt. Analog dem Verfahren der Einspeisung transients Stromimpulsspitzen ermöglicht eine Analyse der Systemanregung und der Systemantwort im Frequenzbereich eine Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz am Anschlusspunkt der geschalteten Last. Die Arbeiten [56;58] beschreiben die Anwendung dieses Messprinzips für die Identifikation der Netzimpedanz eines Niederspannungsnetzes, wohingegen in [57] die Anwendung des Messprinzips für die Identifikation der Netzimpedanz eines Mittelspannungsnetzes beschrieben wird. Die dargestellten Verfahren der Identifikation der Netzim-

pedanz durch das nicht-periodische Schalten bekannter Lasten an dem zu identifizierenden Netzanschlusspunkt werden als invasiv, nicht-parametrisch und online-fähig mit abschnittsweiser Datenverarbeitung klassifiziert. Weiterhin zeigen die Arbeiten nach [56-58], dass für das nicht-periodische Schalten bekannter Lasten i.d.R. speziell für die Netzimpedanz-Analyse entwickelte leistungselektronische Schaltungen benötigt werden.

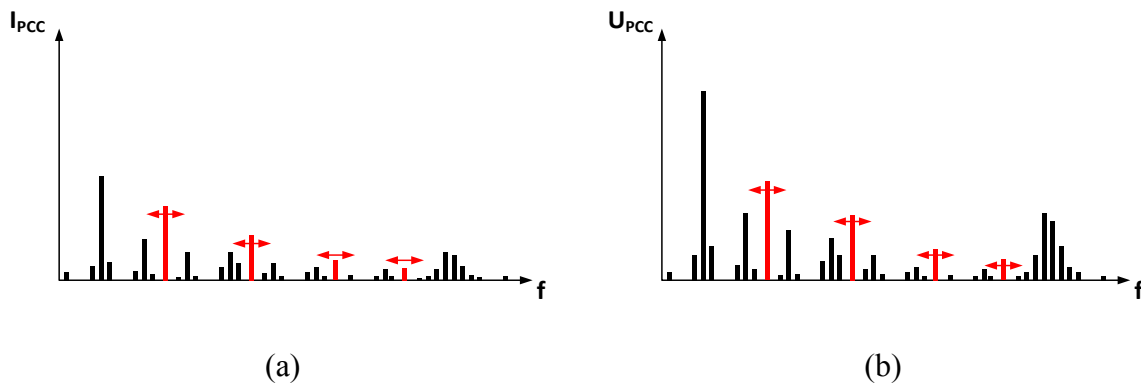


Abb. 3.2: Prinzip der frequenzselektiven Einspeisung periodischer Signale zur Messung der Netzimpedanz (schwarz: Oberschwingungsvorbelastung, rot: durch Messung erzeugte variierende Oberschwingungen):

Qualitative Spektren (a) des Anschlussstromes i_{PCC} und (b) der Anschlussspannung u_{PCC}

3.1.4 Frequenzselektive Anregung des Netzes durch die Einspeisung periodischer Signale

Eine weitere Methode der Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz ist die Ausnutzung periodischer Testsignale für eine frequenzselektive Anregung der Strom- bzw. Spannungsantwort des Versorgungsnetzes. Die Abb. 3.2 verdeutlicht dieses Messprinzip in Form von qualitativen Spektren des Anschlussstroms i_{PCC} und der Anschlussspannung u_{PCC} . In der Regel wird ein sinusförmiger Anschlussstrom i_{PCC} auf dem zu identifizierenden Netzanschlusspunkt aufgeprägt. Diese frequenzselektive und periodische Anregung führt dann unter Annahme einer nicht-verschwindenden und linearen Netzimpedanz zu einer Systemantwort, messbar durch eine entsprechende Verzerrung der Anschlussspannung u_{PCC} bei der Einspeisefrequenz. Unter Berücksichtigung etwaiger Oberschwingungsvorbelastungen sowohl des Anschlussstroms als auch der Anschlussspannung ist es dann möglich, die äquivalente Netzimpedanz bei der Einspeisefrequenz durch eine Frequenzanalyse der periodischen Signale zu berechnen, vgl. Glg. (3.1). Durch eine wiederholte Aufprägung periodischer Testsignale bei unterschiedlichen Frequenzen ist des Weiteren eine breitbandige Identifikation der Netzimpedanz möglich.

$$\underline{Z}_{Netz}(f) = Z_{Netz}(f)e^{j\varphi_Z(f)} = \frac{U_{PCC}(f)}{I_{PCC}(f)} = \frac{U_{PCC}(f)}{I_{PCC}(f)} e^{j[\varphi_u(f) - \varphi_i(f)]} \quad (3.1)$$

In [59] wird dieses Messprinzip grundlegend vorgestellt und mit einer Auswahl anderer Verfahren der Netzimpedanzanalyse verglichen. Neben einer detaillierten mathematischen Beschreibung dieses Messverfahrens wird vor allem die Notwendigkeit der Berücksichtigung etwaiger vorherrschender Oberschwingungsvorbelastungen des zu identifizierenden Netzanschlusspunktes hervorgehoben. Zudem zeigt ein Überblick über die Fachliteratur, dass die Aufprägung der periodischen Testsignale sowohl invasiv, durch eine forcierte Einspeisung periodischer Stromsignale, als auch quasi-invasiv, durch die Ausnutzung des Betriebsverhaltens bereits an das Netz angeschlossener Stromrichter, realisiert werden kann. Quasi-invasive Identifikationsmethoden mit Ausnutzung periodischer Signale werden in [60] und [61] beschrieben. Während in [60] die gezielte Anregung der LCL-Filterresonanzfrequenz für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz verwendet wird, zeigt der Ansatz nach [61], wie eine schalthandlungsbedingte Frequenzanregung eines Netzpulsstromrichters für eine entsprechende Identifikation ausgenutzt wird. Bei den in der Literatur beschriebenen invasiven Verfahren mit Einspeisung periodischer Testsignale ist eine weiterführende Differenzierung hinsichtlich der zur Anwendung kommenden leistungselektronischen Messstromgeneratoren notwendig. In [33;39;62-64] wird eine breitbandige Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz durch wiederholte Einspeisung frequenzselektiver Oberschwingungsströme durch eigens für die Netzimpedanzanalyse entwickelte Messstromgeneratoren vorgestellt. Dahingegen wird in [65-69] dieses Messverfahren für eine schmalbandige, meist im Bereich der Grundschwingungsfrequenz, Identifikation der Netzimpedanz in Verbindung mit bereits an das Versorgungsnetz angeschlossenen Stromrichtern verwendet.

Die Übersicht über die Literatur zeigt: Die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung periodischer Testsignale findet in vielfältiger Art und Weise Anwendung. Grundsätzlich werden die dargestellten Verfahren als nicht-parametrisch und online-fähig mit abschnittsweiser Datenverarbeitung klassifiziert.

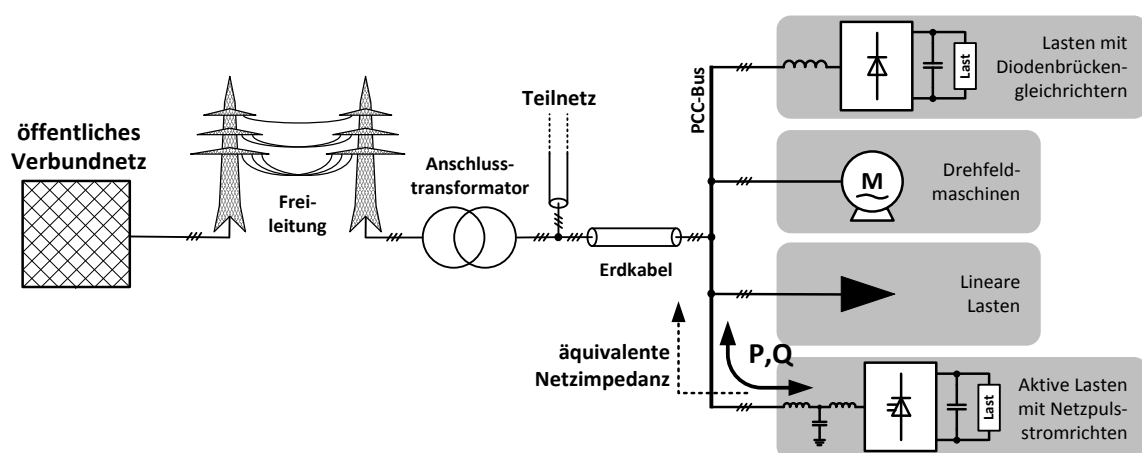


Abb. 3.3: Ausnutzung der betriebspunktabhängigen Variation von Wirk- und Blindleistung eines Netzpulsstromrichters in einer typischen Netzumgebung zur Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz

3.1.5 Ausnutzung des Betriebsverhaltens bereits an das Netz angeschlossener Stromrichter

Zum Abschluss der Klassifizierung bereits beschriebener Identifikationsmethoden werden die Verfahren betrachtet, welche das Betriebsverhalten bereits an das Netz angeschlossener Stromrichter für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz ausnutzen. Um das grundlegende Prinzip solcher Identifikationsmethoden zu verdeutlichen, wird in Abb. 3.3 eine exemplarisch gewählte Netzumgebung, wie diese typischerweise in Industrienetzwerken zu finden sein könnte [70], dargestellt. Die Anbindung eines solchen Industrienetzwerks an das öffentliche Verbundnetz wird i.d.R. durch zentrale Anschlusstransformatoren sowie entsprechende Freileitungen realisiert. Auf der Niederspannungsseite des Anschlusstransformators werden häufig Erdkabel zur Anbindung möglicher Teilnetze sowie der lokalen Lasten verwendet. Lokale Lasten können durch Diodenbrücken angebundene Drehstromantriebe, netzgebundene Drehfeldmaschinen, ein- bzw. mehrphasige lineare Lasten oder aktive Lasten mit Netzpulsstromrichtern sein. Variiert nun der Betriebspunkt der durch einen Netzpulsstromrichter angebotenen aktiven Last (z.B. ein drehzahlvariabler Drehstromantrieb, eine Photovoltaik- oder Windenergieanlage), so kommt es zwangsläufig auch zu einem veränderten Wirk- bzw. Blindleistungsfluss am betrachteten lokalen Netzanschlusspunkt des Netzpulsstromrichters. Unter Berücksichtigung einer nichtverschwindenden Netzimpedanz hat diese Variation der Wirk- bzw. Blindleistung an dem betrachteten Anschlusspunkt Rückwirkungen auf den Verlauf der Anschlussströme bzw. Anschlussspannungen. Folglich ist es möglich, das Betriebsverhalten bereits an das Netz angeschlossener Stromrichter für die Identifikation der äquivalenten (Grundschiwingungs-) Netzimpedanz auszunutzen.

Das Konzept der Ausnutzung des Betriebsverhaltens bereits an das Versorgungsnetz angeschlossener Stromrichter wird in [71-74] erläutert. Genauer wird in diesen Veröffentlichungen die grundlegende Idee sowie das mathematische Konzept der Wirk- bzw. Blindleistungsvariation für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz sowohl für einphasig als auch dreiphasig durch Netzpulsstromrichter angebundene aktive Lasten erläutert. In [75;76] wird dieses Konzept wiederum aufgegriffen. Dort wird primär die Berechnung der Netzimpedanz durch die Anwendung der rekursiven Methode der kleinsten Fehlerquadrate verfeinert. Der in [75;76] vorgestellte Ansatz verbessert die Anwendbarkeit des Identifikationsverfahrens vor allem für geringe Signal-zu-Rausch-Verhältnisse deutlich. Für den Fall, dass das Verbundverhalten mehrerer an ein Teilnetz angebotener Netzpulsstromrichter mit aktiven Lasten bekannt ist, zeigen die Arbeiten [77;78], wie eine Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz durch eine Variation des Wirk- bzw. Blindleistungsflusses realisiert wird.

Die Literaturübersicht zeigt, dass diese Identifikationsmethoden i.d.R. als parametrisch, quasi-invasiv und online-fähig mit echtzeitfähiger Datenverarbeitung zu klassifizieren sind. Ferner bleibt festzuhalten, dass bei den dargestellten Verfahren lediglich eine Identifikation der Netzimpedanz im Bereich der Grundschiwingungsfrequenz möglich ist.

3.1.6 Anforderungen an ein Identifikationsverfahren für den netzadaptiven Regelungsbetrieb eines Netzpulsstromrichters

Die dargestellte Klassifizierung bisher beschriebener Identifikationsverfahren der äquivalenten Netzimpedanz zeigt, dass eine Vielzahl verschiedenster Identifikationsansätze für die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung in Frage kommen kann. Um die Auswahl einzuschränken bzw. mögliche Entwicklungspotentiale für neuartige Identifikationsverfahren hervorzuheben, werden in diesem Abschnitt eigens formulierte Anforderungen an ein Identifikationsverfahren für die Realisierung eines netzadaptiven Regelbetriebs spezifiziert und begründet. Diese sind:

1. Für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz sollen keine zusätzlichen leistungselektronischen Schaltungen bzw. Geräte benötigt werden. Es soll ausschließlich die bereits durch den Netzpulsstromrichter zur Verfügung stehende Schaltungs-, Mess- und Regelungstechnik für die Identifikation der Netzimpedanz verwendet werden.

Diese Anforderung an das Identifikationsverfahren wird mit einer möglichen industriellen Umsetzung der vorgestellten netzadaptiven Regelungsstrategie begründet. Dadurch, dass die Schaltungs-, Mess- und Regelungstechnik eines Netzpulsstromrichters möglichst unverändert bleibt, soll eine Implementierung der vorgeschlagenen Regelungsstrategien auf bereits industriell erprobten Schaltungstopologien erleichtert werden.

2. Durch die Identifikation der Netzimpedanz soll der reguläre Betrieb des Netzpulsstromrichters nicht beeinträchtigt oder gar unterbrochen werden.

Hier steht die grundlegende Funktionalität des durch eine netzadaptive Regelung erweiterten Netzpulsstromrichters in der dezentralen Energieerzeugung im Vordergrund. Um einen kontinuierlichen Betrieb des Netzpulsstromrichters und damit eine hohe Versorgungsqualität der regenerativ erzeugten Energie zu gewährleisten, soll ein unterbrechungsfreier Betrieb des Umrichters möglich sein.

3. Die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz soll vorrangig bei der Grundschnwingungsfrequenz erfolgen. Gegebenenfalls soll das Verfahren eine Identifikation der Netzimpedanz bei charakteristischen niederfrequenten Oberschnwingungsfrequenzen ermöglichen.

Neben der aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz und einer möglichen Regelung charakteristischer niederfrequenter Spannungsüberschnwingungen (Aktiv-Filter Funktionalität) hat die Netzimpedanz bei der Grundschnwingungsfrequenz einen maßgebenden Einfluss auf die Stabilitätsgrenzen bzw. die erreichbare Regelgüte einer Stromregelung eines Netzpulsstromrichters, vgl. Kap. 4.3.2 (S. 123 ff.) bzw. Kap. 4.4.4 (S. 172 ff.). Daher wird zunächst die Netzimpedanz bei der Grundschnwingungsfrequenz identifiziert. Unter Annahme von linearen sowie ohmsch-induktiven Netzimpedanzverhältnissen ist eine Abschätzung der

Netzimpedanz für charakteristische Oberschwingungsfrequenzen sowie bei der LCL-Filterresonanzfrequenz durch lineare Interpolation möglich.

4. Die durch die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz hervorgerufenen Störungen sollen so gering wie möglich sein (minimal-invasiv), um das Betriebsverhalten elektrisch nah angeschlossener Erzeuger bzw. Verbraucher so gering wie möglich zu beeinflussen.

Diese Anforderung an das Identifikationsverfahren wird mit der Einhaltung normativer Grenzwerte von Spannungs- und Stromverzerrungen international gültiger Normen (z.B. IEEE 519-1992, EN 50160 oder die IEC 61000 Serie) bzw. Netzanschlussregeln (z.B. BDEW–Technische Richtlinien für Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz oder VDN–Technische Regeln zur Beurteilung von Netzurückwirkungen) begründet.

5. Die Identifikation der Netzimpedanz soll online-fähig sein und sowohl für quasi-stationäre als auch transiente Netzimpedanzverhältnisse eine hohe Detektionsgenauigkeit aufweisen.
6. Die Detektionsdynamik des Identifikationsverfahrens soll den stabilen Regelbetrieb für Netzpulsstromrichter mit nicht-passiv gedämpften LCL-Filtern auch bei starken sprunghaften Änderungen der Netzimpedanz gewährleisten.

Durch die Festlegung dieser Anforderungen an die Detektionsgenauigkeit und -dynamik soll ein netzadaptiver Regelungsbetrieb über einen möglichst großen Bereich variierender Netzimpedanzen mit gleichzeitig hoher Regelungsdynamik ermöglicht werden. Hierbei steht vor allem die Anforderung einer hohen Detektionsdynamik bei sprunghaften Änderungen der Netzimpedanz für den schlimmstmöglich angenommenen Fall einer Variation der Netzimpedanz im Vordergrund.

3.1.7 Bewertung der bereits beschriebenen Identifikationsverfahren für die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung

In Anbetracht des vorgestellten Klassifizierungsschemas und der formulierten Anforderungen ist eine non- bzw. quasi-invasive und online-fähige Identifikationsmethode für die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung anzustreben. Die Netzidentifikation soll in Verbindung mit den typischen, industriell erprobten und für die Einspeisung der regenerativ erzeugten Energie vorgesehenen Netzpulsstromrichter umgesetzt werden. Im Sinne einer Minimierung der Detektionszeit möglicher Netzimpedanzvariationen sollte die Identifikation bestenfalls eine echtzeitfähige Detektion der äquivalenten Netzimpedanz ermöglichen. Wird eine Methode mit abschnittsweiser Datenverarbeitung gewählt, dann sollte die durch die sequenzielle Berechnung des Identifikationsalgorithmus entstehende Verzögerungszeit auf ein minimal mögliches Maß reduziert werden.

Werden die im Kap. 3.1.3 vorgestellten Verfahren der Identifikation der Netzimpedanz durch die Einspeisung nicht-periodischer Signale hinsichtlich der hier gestellten Anforderungen bewertet, dann erscheint einzig das Verfahren nach [55], also die Einspeisung von

transienten Stromimpulsspitzen während des regulären Betriebs eines Netzpulsstromrichters, eine angemessene Wahl einer Identifikationsmethode zu sein. Eine genauere Betrachtung der in [55] vorgestellten Untersuchungen offenbart indes drei wesentliche Nachteile dieser Identifikationsmethode:

1. Um eine ausreichende Identifikationsgenauigkeit zu erreichen, wird eine Stromimpulsspitze in Höhe des 1,5-fachen Nennstroms auf den zu identifizierenden Netzanschlusspunkt aufgeprägt.
2. Die minimale Detektionszeit des online-fähigen Verfahrens mit abschnittsweiser Datenverarbeitung wird zu ca. 1,5 Grundschwingungsperioden angegeben.
3. Eine etwaige sprunghafte Änderung der Netzimpedanz kann nur durch die wiederholte Einspeisung von Stromimpulsspitzen detektiert werden.

Diese Nachteile widersprechen den hier gestellten Anforderungen an eine Identifikationsmethode für die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung.

Nachfolgend werden die in Kap. 3.1.4 beschriebenen Methoden, welche die frequenzselektive Einspeisung periodischer Signale für die Identifikation der Netzimpedanz ausnutzen, in Hinblick auf die Anforderungen der Umsetzung einer netzadaptiven Regelung bewertet.

Das in [60] beschriebene quasi-invasive Identifikationsverfahren nutzt eine gezielte Anregung der LCL-Filterresonanz eines Netzpulsstromrichters aus, um eine Netzspannungsantwort hervorzurufen. Angesichts der Anforderung des störungsfreien Betriebs wird die Anregung einer nicht-passiv gedämpften LCL-Filterresonanz als äußerst kritisch bewertet. Daher findet dieser Ansatz nachfolgend keine tiefere Beachtung. Die Ausnutzung der schalthandlungsbedingten Strom- bzw. Spannungsverzerrungen der in [61] vorgestellten quasi-invasiven sowie echtzeitfähigen Identifikationsmethode setzt voraus, dass die zeitlichen Abfolgen der Abtastung und der Pulsmustergenerierung entkoppelt sind. Die späteren Analysen zu indirekten Stromregelungsverfahren, vgl. z.B. Kap. 4.2.4 (Abb. 4.4, S. 99), zeigen jedoch, dass die Abtastung der Systemgrößen mit der Pulsmustergenerierung zeitlich gekoppelt ist. Genauer ist die Abtastfrequenz bei indirekten Stromregelungsverfahren (d.h. für *regular-sampled* PWM-Verfahren) auf maximal die doppelte Trägerfrequenz begrenzt. Unter Berücksichtigung etwaiger Anti-Alias-Messfilter und des Abtasttheorems ist die Abtastung schalthandlungsbedingten Strom- und Spannungsverzerrungen nicht ohne zusätzliche Maßnahmen möglich. Um das Identifikationsverfahren nach [61] für die hier gestellte Problematik trotzdem anwenden zu können, wäre eine Möglichkeit zusätzliche Analog-Digital-Wandler für die Identifikation der Netzimpedanz vorzusehen. Da zudem der Frequenzbereich der identifizierten Netzimpedanz bei der Schaltfrequenz des Netzpulsstromrichters liegt, also deutlich höher als die Grundschwingungsfrequenz ist, wird dieser zusätzliche Schaltungsaufwand als nicht gerechtfertigt eingeschätzt. Der Identifikationsansatz nach [61] wird daher nicht weitergehend verfolgt.

Weiterhin kommen von den in Kap. 3.1.4 vorgestellten invasiven Identifikationsmethoden aufgrund der gestellten Anforderungen die Ansätze nach [65-69] für eine mögliche Umsetzung einer netzadaptiven Regelung infrage. Diese Identifikationsmethoden nutzen die Ein-

speisung einer (oder mehrerer) selektiver Stromüberschwingungen aus, um über die resultierende Spannungsverzerrung bei der Einspeisefrequenz die entsprechende Netzimpedanz zu berechnen. Die Einspeisefrequenz wird hierbei so gewählt, dass die am untersuchten Netzanschlusspunkt vorherrschende Oberschwingungsvorbelastung möglichst gering ist. Nach [65-69] eignet sich diesbezüglich besonders die Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme. Nachteilig an den vorgestellten Identifikationsverfahren ist, dass die gewählte Einspeisehöhe der interharmonischen Stromüberschwingungen zunächst unabhängig von den zu erwarteten Netzbedingungen festgelegt wird bzw. diesbezüglich keine tiefergehenden Analysen vorgestellt werden. Hinsichtlich der durch diese Identifikationsmethoden entstehenden Netzzrückwirkungen ist dies als kritisch zu bewerten. Ferner zeigen die Analysen nach [65-69], dass eine Detektion transients Änderungen der Netzimpedanz nur möglich ist, wenn eine ständige Anregung des Netzes aufrecht erhalten wird. Allerdings zeigen die Untersuchungen auch, dass durch dieses Messprinzip eine hohe Detektionsgenauigkeit für quasi-stationäre Netzimpedanzverhältnisse erreicht wird. Daher findet die Detektion der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung interharmonischer Stromüberschwingungsströme, als ein mögliches Identifikationskonzept für die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung, tiefergehende Beachtung.

Zum Abschluss der vorgestellten Identifikationsverfahren werden die Methoden mit Ausnutzung des Betriebsverhaltens bereits an das Netz angeschlossener Stromrichter bewertet, vgl. Kap. 3.1.5. Hier erfüllt das quasi-invasive und echtzeitfähige Identifikationsverfahren nach [75;76] zunächst die gestellten Anforderungen. Genauer zeichnet sich das auf der Variation von Wirk- und Blindleistung basierende und durch die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate erweiterte Identifikationsverfahren besonders durch eine hohe Detektionsgenauigkeit und -dynamik für quasi-stationäre Netzimpedanzverhältnisse aus. Als kritisch wird sowohl die Detektionsgenauigkeit des Verfahrens für sprunghafte Änderungen der Netzimpedanz als auch die Notwendigkeit der Implementierung einer Frequenz-Regelschleife (kurz: FLL, engl. *frequency-locked loop*) beurteilt. Die zusätzliche FLL ist durch die Umsetzung des Detektionsalgorithmus in dem mit der Netzfrequenz ω_k rotierenden dq -Koordinatensystem (kurz: KOS) notwendig. Hier dient die FLL zur Bereitstellung eines von dem gemessenen Netzspannungswinkel unabhängigen, mit einer konstanten Geschwindigkeit rotierenden, KOS. Dadurch wird es theoretisch möglich, die Netzimpedanz unabhängig von den Betriebspunkten des Netzpulsstromrichters zu schätzen. Dennoch zeigen die praktischen Untersuchungen nach [76], dass die Einstellung der FLL unter realen Netzbedingungen sehr schwierig ist und dies u.U. zu einer deutlichen Reduzierung der Detektionsgenauigkeit für transiente Netzimpedanzbedingungen führt. Angesichts der Neuentwicklung eines Identifikationsverfahrens für transiente Netzimpedanzbedingungen ist die forcierte Variation von Wirk- und Blindleistung dennoch ein vielversprechender Ansatz. Unter Berücksichtigung der Bewertung des Ansatzes nach [75;76] erscheint es jedoch zielführend einen Identifikationsalgorithmus im stationären $\alpha\beta$ -KOS vorzusehen. Dieser Grundgedanke wird bei der Entwicklung eines Erweiterten Kalman-Filters für die Identifikation transienter Netzimpedanzverhältnisse im weiteren Verlauf der Untersuchungen nochmals aufgegriffen.

3.2 Messung der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstromes

In dem vorhergehenden Abschnitt werden die bereits in der Literatur beschriebenen Methoden der Identifikation der Netzimpedanz klassifiziert und hinsichtlich der Umsetzung einer netzadaptiven Regelung bewertet. Für die Detektion quasi-stationärer Netzimpedanzbedingungen wird die Messung der Netzimpedanz durch eine frequenzselektive Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme als ein vielversprechender Identifikationsansatz hervorgehoben. In diesem Kapitel wird dieses Identifikationsprinzip aufgegriffen und für die Anwendung einer netzadaptiven Regelung weiterentwickelt.

3.2.1 Bereits angewendete Messverfahren

Wie in Kap. 3.1.4 erläutert wurde, sind in der Fachliteratur bereits verschiedene grundlegende Ansätze für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung frequenzselektiver Oberschwingungsströme durch bereits an das Netz angeschlossene Stromrichter dargestellt [65-69]. Diese Ansätze werden im Folgenden als der Stand der Technik vorausgesetzt. Des Weiteren werden zusätzliche, für die Weiterentwicklung dieses Verfahrens relevante, Kernreferenzen vorgestellt und diskutiert.

In [59] und [79] wird die Wahl einer interharmonischen Einspeisefrequenz für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz als besonders vorteilhaft bewertet. Ausschlaggebend hierfür ist, dass in der Regel die Oberschwingungsvorbelastungen der Netzspannungen und -ströme bei niederfrequenten interharmonischen Frequenzanteilen sehr gering bzw. vernachlässigbar sind. Diese geringe Oberschwingungsvorbelastung der interharmonischen Netzfrequenzanteile führt dazu, dass (1) eine hohe Detektionsgenauigkeit unabhängig von den vorherrschenden Netzbedingungen erreicht wird [59] und (2) die für die Detektion der Netzimpedanz notwendige Einspeiseleistung auf ein besonders geringes Maß reduziert wird [79].

Weiterhin zeigen die Arbeiten nach [65;80;81] die Identifikation der Netzimpedanz durch die Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme in der Anwendung Photovoltaik-gespeister Netzpulsstromrichter. Hier steht die Detektion möglicher Inselnetzbildungen durch die Überwachung der Netzimpedanz im Vordergrund. Genauer wird ein interharmonischer Oberschwingungsstrom mit der 1,5-fachen Grundschwingungsfrequenz durch den Photovoltaik-Wechselrichter an den zu identifizierenden Netzanschlusspunkt eingespeist und die resultierende Oberschwingungsverzerrung der Anschlussspannung für die Berechnung der Netzimpedanz verwendet. Die Berechnung der spektralen Strom- und Spannungsanteile bei der interharmonischen Einspeisefrequenz wird durch eine diskrete Fourier-Transformation (kurz: DFT) realisiert. Ferner werden praktische Aspekte wie die Festlegung der Einspeisefrequenz, die recheneffiziente Implementierung der DFT, die Synchronisation der DFT mit der Oberschwingungseinspeisung und die Höhe der Oberschwingungsanregung diskutiert. Zusätzlich werden kritische Aspekte dieses Identifikationsverfahrens wie eine mögliche Beeinflussung von Rundsteuersignalen durch die Ein-

speisung interharmonischer Oberschwingungsströme oder die Erfordernis einer permanenten Netzanregung für eine kontinuierliche Identifikation der Netzimpedanz thematisiert. Eine Übertragung des Messprinzips nach [65;80;81] für die Anwendung mehrerer parallel operierender Photovoltaik-Wechselrichter wird in [82;83] vorgestellt.

In [84] wird die Detektion der Netzimpedanz durch die Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme durch bereits an das Netz angebundene Stromrichter nach [65;80;81] hinsichtlich der Detektionsgenauigkeit bei variierenden Netzimpedanzverhältnissen und variierenden Höhen der eingespeisten Oberschwingungsströme untersucht und bewertet. Eine Kernaussage dieses Aufsatzes ist, dass die Höhe der eingespeisten Oberschwingungsströme einen deutlichen Einfluss auf die erzielbare Detektionsgenauigkeit hat. Vor allem für stark induktive Netzverhältnisse zeigt das Verfahren nach [65;80;81] deutliche Einschränkungen in der erreichbaren Detektionsgenauigkeit.

Der vorgestellte Literaturüberblick zu der frequenzselektiven Einspeisung von Oberschwingungsströmen netzgebundener Stromrichter für die Identifikation der Netzimpedanz offenbart drei wesentliche Nachteile in der praktischen Anwendung dieses Messverfahrens. Diese sind:

1. Die erreichbare Detektionsgenauigkeit der bisher beschriebenen Messverfahren hängt von den jeweils vorherrschenden Netzimpedanzbedingungen und der Höhe der Einspeisung der Oberschwingungsströme ab. Dieses Problem des Messverfahrens wird zwar erkannt und diskutiert, vgl. [84], jedoch wird kein geschlossener Lösungsansatz vorgestellt.
2. Die durch die Einspeisung der Oberschwingungsströme entstehenden Netzzrückwirkungen werden zwar in den verschiedenen Fachbeiträgen thematisiert und auf die jeweils untersuchten Netzbedingungen angepasst, dennoch wird keine Möglichkeit vorgestellt, die Netzzrückwirkungen in einem vorgebbaren Rahmen, d.h. unabhängig von der vorherrschenden Netzimpedanz, zu halten.
3. Der Einfluss von Rauschprozessen, vor allem der Messgrößen und der Messwerterfassung, auf die Detektionsgenauigkeit des Messverfahrens bleibt in den dargestellten Beiträgen unbeachtet. Es bleibt daher unbeantwortet, inwieweit sich variierende Randbedingungen der Messsensorik auf die Detektionsgenauigkeit des Verfahrens auswirken bzw. wie dieser Einfluss ggf. reduziert werden kann.

3.2.2 Entwicklung des Messverfahrens

Die im vorhergehenden Abschnitt beschriebenen Nachteile bereits beschriebener Messverfahren dienen nachfolgend als Grundlage für die Weiterentwicklung des Messverfahrens. Um die Detektion der äquivalenten Netzimpedanz durch die frequenzselektive Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme hinsichtlich der Umsetzung einer netzadaptiven Regelung zu optimieren, werden die folgenden Maßnahmen ergriffen:

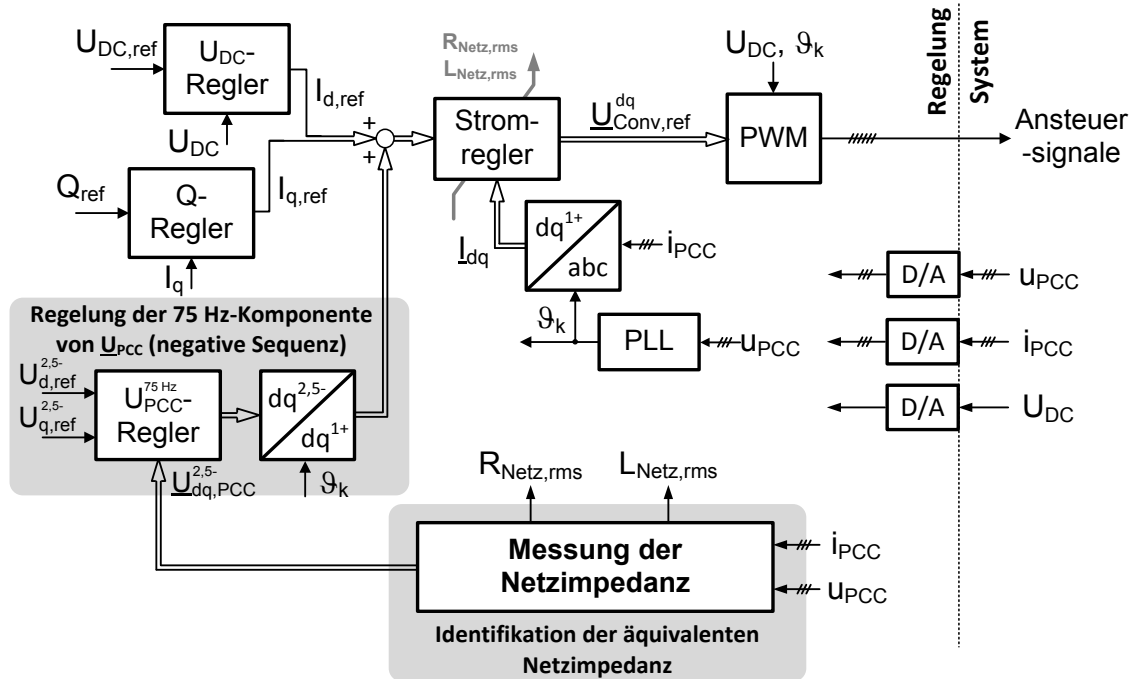
1. Um eine gleichbleibende und von den jeweils vorherrschenden Netzbedingungen unabhängige Netzzrückwirkung des Verfahrens zu gewährleisten, wird die Einspei-

- sung der Oberschwingungsströme durch eine überlagerte Regelung der interharmonischen Oberschwingungsspannung erweitert.
2. Um den Rechenaufwand der Frequenzanalyse für die Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz zu reduzieren, wird die Detektion der interharmonischen Frequenzanteile durch eine rekursive DFT (kurz: RDFT) vorgesehen.
 3. Damit die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz auch für kleine Signal-zu-Rausch-Verhältnisse (kurz: SNR, engl. *signal-to-noise ratio*) zu einer hohen Detektionsgenauigkeit führt, wird die Berechnung der Netzimpedanz durch eine rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis (engl. *recursive method of least squares with exponential forgetting*) realisiert.

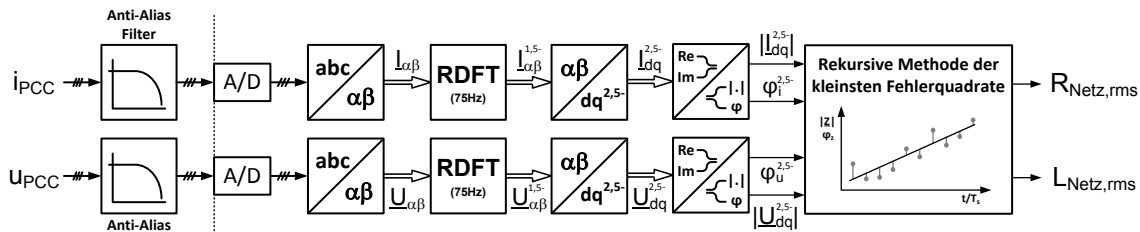
In den nachfolgenden Abschnitten werden diese Maßnahmen zur Verbesserung der Detektionsgenauigkeit näher erläutert.

Die Abb. 3.4 zeigt sowohl die Einbindung des Identifikationsalgorithmus in eine spannungsorientierte Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters, vgl. Abb. 3.4 (a), als auch die Struktur des Algorithmus der weiterentwickelten Identifikationsmethode, vgl. Abb. 3.4 (b), in Form eines Blockdiagrammes.

Zunächst wird die Einbindung des Identifikationsalgorithmus in die spannungsorientierte Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters diskutiert. Die Abb. 3.4 (a) zeigt, dass die weiterentwickelte Identifikationsmethode grundsätzlich aus zwei Komponenten besteht: (1) der eigentlichen Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz und (2) der Regelung der interharmonischen Spannungskomponente. Für die Berechnung der Netzimpedanz ist die Messung der dreiphasigen Anschlussströme i_{PCC} und der Anschlussspannungen u_{PCC} notwendig. Diese Größen bilden die Eingangsgrößen des Identifikationsverfahrens. Die Regelung der interharmonischen Spannungskomponente, hier der 75 Hz-Komponente, wird parallel zu der Zwischenkreisspannungsregelung (kurz: U_{DC} -Regelung) und der Blindleistungsregelung (kurz: Q -Regelung) vorgesehen. Dabei wird der Ist-Wert der interharmonischen Spannungskomponente für die Spannungsregelung durch den Identifikationsalgorithmus bereitgestellt. Die Regelung der interharmonischen Spannungskomponente wird in dem $dq^{2,5}$ -System (bezogen auf das mit 50 Hz rotierende dq^{1+} -Grundschwingungssystem) implementiert. Die Wahl des $dq^{2,5}$ -Systems als Bezugsrahmen für die Regelung der interharmonischen Spannungskomponenten geht auf die Festlegung der Einspeisung der 75 Hz-Stromoberschwingungen als negative Sequenz (d.h. Gegensystem) zurück. Nach [69] wird durch die Wahl der Einspeisung der 75 Hz-Komponente als negative Sequenz der spektrale Abstand zu den üblicherweise im Netz vorherrschenden Oberschwingungen maximiert. Dadurch werden mögliche Interaktionen der interharmonischen Einspeisesignale mit der Oberschwingungsvorbelastung des Netzes vermieden und die digitale Signalverarbeitung der Detektionssignale (z.B. durch Filterung, etc.) vereinfacht.



(a)



(b)

Abb. 3.4: Blockdiagramm der Netzidentifikation durch Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstroms: (a) Einordnung des Algorithmus in die Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters und (b) Struktur des Algorithmus zur Messung der äquivalenten Netzimpedanz

Die Abb. 3.4 (a) zeigt die Regelung der interharmonischen Spannungsüberschwingung in vektorieller Form. Genauer werden zwei PI-basierte Spannungsregler für die Regelung der d - bzw. q -Komponente der 75 Hz-Anschlussspannung verwendet. Hierbei wird das implizite Euler-Verfahren (engl. *Euler-backward method*) für die diskrete Formulierung der PI-Regler ausgenutzt. Daher wird die vektorielle Übertragungsfunktion der PI-basierten Spannungsregler festgelegt zu:

$$\underline{G}_{VC}(z) = \frac{\underline{I}_{dq,ref}^{2,5-}(z)}{\underline{U}_{dq,err}^{2,5-}(z)} = K_p \frac{z \left(1 + \frac{T_s}{T_i}\right) - 1}{z - 1} \quad (3.2)$$

Die Proportionalverstärkung K_p und die Nachstellzeit T_i der interharmonischen Spannungsregelung werden wie folgt gewählt:

$$K_p = \mu \frac{1}{K_G} \frac{\tau_{RDFT}}{\tau_{Netz}} \text{ mit } K_G = \frac{1}{R_{Netz}} \text{ und } \mu \in]0,1] \quad (3.3)$$

$$T_i = \tau_{RDFT} \quad (3.4)$$

Hier beschreibt τ_{Netz} die Zeitkonstante der äquivalenten Netzimpedanz, τ_{RDFT} die Zeitkonstante der für die Detektion der interharmonischen Frequenzanteile verwendeten RDFT, R_{Netz} den äquivalenten Netzwidestand und T_s die Abtastperiodendauer. Für die Feineinstellung des Regelverhaltens unter Laborbedingungen wird ein zusätzlicher reellwertiger Einstellfaktor μ eingeführt. Das hier zur Anwendung kommende Auslegungskonzept der Spannungsregelung ist identisch zu dem in Kap. 5.2.6 (vgl. S. 236 ff.) dargestellten Spannungsregelungskonzept der Aktiv-Filter Funktionalität und unterscheidet sich lediglich in der Wahl der interharmonischen Referenzspannung. Daher wird im Sinne der Übersichtlichkeit der Analysen von einer ausführlichen Betrachtung der Spannungsreglerauslegung an dieser Stelle abgesehen.

Die Referenzströme (d.h. die Stellgrößen) der Regelung der interharmonischen Anschlussspannung werden an den inneren Stromregelkreis übergeben. Dafür werden die interharmonischen Referenzströme von dem $dq^{2,5}$ -KOS in das dq^{1+} -KOS transformiert. Damit die Stromregelung die Referenzströme umsetzen kann, muss die Regelungsbandbreite deutlich größer als 125 Hz (negative Sequenz der 75 Hz -Komponente im dq^{1+} -KOS) sein. Eine weiterführende Analyse des zur Anwendung kommenden Stromregelverfahrens wird in Kap. 4.3 (S. 117 ff.) gegeben.

Die Struktur des Identifikationsalgorithmus wird in Form eines Blockdiagrammes in Abb. 3.4 (b) dargestellt. Vor der Abtastung werden die Eingangsgrößen i_{PCC} und u_{PCC} durch entsprechende Anti-Alias Filter, vgl. Anhang 8.4.6 (S. 322 f.), gefiltert. Die dreiphasigen abgetasteten Messgrößen werden in das stationäre $\alpha\beta$ -KOS transformiert, wo die Detektion der interharmonischen Frequenzanteile durch die RDFT realisiert ist. Durch die RDFT werden sowohl die interharmonischen Frequenzanteile der Anschlussspannungen bei 75 Hz erfasst als auch die interharmonischen Frequenzanteile der Anschlussströme. Die zeitdiskrete Berechnung der interharmonischen Signalanteile wird dabei durch die folgende Rekursionsgleichung der RDFT realisiert [85]:

$$V_{OS}(k)|_{t=kT_s} = V_{OS}(k-1) e^{j\frac{2\pi k_{OS}}{N_{RDFT}}} + \frac{1}{N_{RDFT}} [V(k) - V(k - N_{RDFT})] \quad (3.5)$$

$$N_{RDFT} = \frac{f_s}{f_0} \quad (3.6)$$

Hier beschreibt V_{OS} die zu detektierende Oberschwingungskomponente, V die Eingangsgröße, f_s die Abtastfrequenz, f_0 die Frequenzauflösung und k_{OS} die Ordnung der zu detek-

tierenden Oberschwingung der RDFT. Die Übertragungsfunktion der RDFT im Frequenzbereich berechnet sich zu:

$$G_{RDFT}(z) = \frac{V_{OS}(z)}{V(z)} = \frac{1}{N_{RDFT}} \frac{1 - z^{-N_{RDFT}}}{1 - e^{j\frac{2\pi k_{OS}}{N_{RDFT}}} z^{-1}} \quad (3.7)$$

Die durch die RDFT im $\alpha\beta$ -KOS detektierten 75 Hz-Frequenzanteile der Anschlussströme und -spannungen werden dann in ein mit der 2,5-fachen Netzfrequenz rotierendes $dq^{2,5}$ -Referenzsystem transformiert, welches entgegengesetzt (d.h. negative Sequenz) zu dem dq^{1+} -Grundschwingungssystem rotiert. In diesem $dq^{2,5}$ -KOS treten die für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz verwendeten 75 Hz-Komponenten als Gleichgrößen auf. Für die Berechnung der Netzimpedanz durch die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate wird die Darstellung der Strom- und Spannungskomponenten durch Real- bzw. Imaginärteil in eine äquivalente Darstellung durch Betrag und Phase überführt.

Wie bereits in der Einleitung dieses Abschnittes erwähnt wurde, kommt für die Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz aus den detektierten 75 Hz-Frequenzkomponenten die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis zur Anwendung. Hierdurch soll auch für kleine SNR der Messsignale eine hohe Detektionsgenauigkeit des Identifikationsverfahrens gewährleistet werden. Nachfolgend wird die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis kurz in allgemeiner Form wiedergegeben.

Der hier zugrunde gelegte Algorithmus der rekursiven Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis basiert auf den theoretischen Betrachtungen aus [42] (Kap. 9.6, S. 281 ff.). Ansatzpunkt für die Formulierung des Algorithmus ist die verallgemeinerte Systembeschreibung nach:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} y(k=1) \\ y(k=2) \\ \vdots \\ y(k) \end{bmatrix}}_{\underline{y}(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{\psi}^T(k=1) \\ \underline{\psi}^T(k=2) \\ \vdots \\ \underline{\psi}^T(k) \end{bmatrix}}_{\Psi(k)} \underbrace{\begin{bmatrix} \theta(k=1) \\ \theta(k=2) \\ \vdots \\ \theta(k) \end{bmatrix}}_{\underline{\theta}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} v(k=1) \\ v(k=2) \\ \vdots \\ v(k) \end{bmatrix}}_{\underline{v}(k)} \quad (3.8)$$

Hierbei beschreibt $\underline{y}(k)$ den Ausgangsvektor, $\Psi(k)$ die gemessene Datenmatrix, $\underline{\theta}(k)$ den zu identifizierenden Parametervektor und $\underline{v}(k)$ den Störvektor der Messgröße. Die Datenmatrix $\Psi(k)$ besteht ihrerseits aus einer endlichen Zahl an Datenvektoren $\psi(k)$.

Die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis wird durch drei wesentliche Berechnungsschritte beschrieben, diese sind:

1. die rekursive Berechnung eines geschätzten Parametervektors $\hat{\underline{\theta}}$,
2. die Berechnung eines Korrekturvektors $\underline{\gamma}$ basierend auf dem Schätzfehler und
3. die Anpassung einer Kovarianzmatrix P des Schätzfehlers.

Die rekursive Berechnung des Parametervektors wird realisiert durch:

$$\underbrace{\hat{\underline{\theta}}(k+1)}_{\text{neuer Schätzvektor}} = \underbrace{\hat{\underline{\theta}}(k)}_{\text{alter Schätzvektor}} + \underbrace{\underline{\gamma}(k)}_{\text{Korrekturvektor}} \underbrace{\left[y(k+1) - \underline{\psi}^T(k+1)\hat{\underline{\theta}}(k) \right]}_{\text{Schätzfehler}} \quad (3.9)$$

Die rekursive Schätzgleichung beschreibt also eine Prädiktion des zu identifizierenden Modells unter Berücksichtigung des vorhergehenden Schätzvektors und der aktuellen Messgrößen über einem Abtastschritt.

In Glg. (3.10) wird die Berechnung eines Korrekturvektors zusammengefasst. Hier beschreibt λ den sogenannten Gedächtnisfaktor, $P(k)$ die Kovarianzmatrix des Schätzfehlers und $\underline{\gamma}(k)$ den aktuellen Korrekturvektor.

$$\underline{\gamma}(k) = \frac{1}{\underline{\psi}^T(k+1)P(k)\underline{\psi}(k+1) + \lambda} P(k)\underline{\psi}(k+1) \quad (3.10)$$

Nachdem die rekursiven Berechnungen des Schätzfehlers und des Korrekturvektors wiedergegeben wurden, verbleibt die rekursive Berechnung der aktualisierten Kovarianzmatrix des Schätzfehlers. Diese berechnet sich wie folgt:

$$P(k+1) = \frac{1}{\lambda} \left[I - \underline{\gamma}(k)\underline{\psi}^T(k+1) \right] P(k) \quad (3.11)$$

Damit die Methode der kleinsten Fehlerquadrate für die Identifizierung eines Systems angewendet werden kann, müssen folgende Randbedingungen erfüllt sein [42] (Kap. 9.1.1, S. 224 f.):

- Das zu identifizierende System muss sich im quasi-stationären Zustand befinden.
- Die Ordnung des zu identifizierenden Systems und mögliche Systemtotzeiten müssen exakt bekannt sein.
- Sowohl der DC-Anteil des Systemeingangs als auch der DC-Anteil des Systemausgangs müssen bekannt sein.
- Die Störgröße muss stationär sein, wobei der Erwartungswert der Störgröße verschwindet, d.h. $E\{v(k)\} = 0$.

Diese Randbedingungen werden für die Identifizierung der äquivalenten Netzimpedanz unter quasi-stationären Verhältnissen erfüllt.

Die Übertragung des Verfahrens der rekursiven Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis auf die Berechnung der äquivalenten Netzimpedanz erfolgt im Weiteren durch die Aufteilung in zwei Teilprobleme: (1) Die Schätzung des Betrags der Netzimpedanz und (2) die Schätzung der Phase der Netzimpedanz.

Teilproblem (1): Schätzung des Betrags der äquivalenten Netzimpedanz:

Um den Betrag der äquivalenten Netzimpedanz mittels der rekursiven Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis zu schätzen, wird das System folgendermaßen beschrieben:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} U_{PCC}(k=1) \\ U_{PCC}(k=2) \\ \vdots \\ U_{PCC}(k) \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Ausgangsvektor} \\ \underline{y}(k)}} = \underbrace{\begin{bmatrix} I_{PCC}(k=1) \\ I_{PCC}(k=2) \\ \vdots \\ I_{PCC}(k) \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Datenvektor} \\ \underline{\Psi}(k)}} \underbrace{\underline{Z}_{Netz}}_{\substack{\text{Parameter-} \\ \text{vektor} \\ \underline{\theta}(k)}} + \underbrace{\begin{bmatrix} v(k=1) \\ v(k=2) \\ \vdots \\ v(k) \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Messrauschen} \\ \underline{v}(k)}} \quad (3.12)$$

Dabei beschreiben U_{PCC} und I_{PCC} die Beträge der 75 Hz-Frequenzanteile der Anschlussspannung bzw. des Anschlussstromes in den rotierenden $dq^{2,5-}$ -Koordinaten. Diese berechnen sich in jedem Abtastschritt nach:

$$U_{PCC}(k) = |\underline{U}_{dq,PCC}^{2,5-}(k)| = \sqrt{[U_{d,PCC}^{2,5-}(k)]^2 + [U_{q,PCC}^{2,5-}(k)]^2} \quad (3.13)$$

$$I_{PCC}(k) = |\underline{I}_{dq,PCC}^{2,5-}(k)| = \sqrt{[I_{d,PCC}^{2,5-}(k)]^2 + [I_{q,PCC}^{2,5-}(k)]^2}$$

Weiterhin wird angenommen, dass der Betrag der äquivalenten Netzimpedanz Z_{Netz} quasi-stationär ist, d.h. es gilt:

$$Z_{Netz}(k) = |\underline{Z}_{Netz}^{75 Hz}(k)| \approx |\underline{Z}_{Netz}^{75 Hz}(k-1)| \quad (3.14)$$

Aus dieser Annahme und der Systemgleichung (3.12) folgt unmittelbar die rekursive Berechnungsvorschrift des geschätzten Betrages der Netzimpedanz:

$$\hat{Z}_{Netz}(k) = \hat{Z}_{Netz}(k-1) + \beta(k-1)[U_{PCC}(k) - I_{PCC}(k) \hat{Z}_{Netz}(k-1)] \quad (3.15)$$

Zudem wird der Korrekturvektor, in diesem Fall ein Skalar β , bestimmt durch:

$$\beta(k-1) = \frac{I_{PCC}(k) p_{|,|}(k-1)}{I_{PCC}^2(k) p_{|,|}(k-1) + \lambda_{|,|}} \quad (3.16)$$

Die rekursive Berechnungsvorschrift der Kovarianzmatrix des Schätzfehlers, wiederum ein Skalar $p_{|,|}$, ist gegeben durch:

$$p_{|,|}(k) = \frac{1}{\lambda_{|,|}} [1 - \beta(k-1) I_{PCC}(k)] p_{|,|}(k-1) \quad (3.17)$$

Hierbei beschreibt $p_{|,|}$ die Kovarianz des Schätzfehlers und $\lambda_{|,|}$ den Gedächtnisfaktor der Schätzung des Betrags der äquivalenten Netzimpedanz.

Für die praktische Umsetzung der Schätzung des Betrags der äquivalenten Netzimpedanz müssen weiterhin die Anfangsbedingungen des rekursiven Algorithmus spezifiziert werden. Es ist zweckmäßig die Anfangsbedingung des Betrags der geschätzten Netzimpedanz $\hat{Z}_{Netz}(0)$ gleich der nominellen Netzimpedanz zu wählen. In [42] (Kap. 9.4, S. 273 f.) wird die Wahl der Initialisierungsbedingung der Kovarianz des Schätzfehlers ausführlich diskutiert. Für die hier gestellte Problematik hat sich ein Wert der Initialisierung der Kovarianz des Schätzfehlers des Betrags der Netzimpedanz $\alpha_{|\cdot|}$ zwischen 0,1 und 10 als geeignet erwiesen.

$$\begin{aligned} \hat{Z}_{Netz}(0) &= \hat{Z}_{Netz}^{75 Hz}(0) = Z_{Netz,nom}^{50 Hz} \\ p_{|\cdot|}(0) &= \alpha_{|\cdot|} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Teilproblem (2): Schätzung der Phase der äquivalenten Netzimpedanz:

Auch der Phasenwinkel der Netzimpedanz wird durch die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis geschätzt. Ausgangspunkt für die Schätzung des Phasenwinkels der Netzimpedanz ist die folgende Systembeschreibung:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_U(k=0) \\ \varphi_U(k=1) \\ \vdots \\ \varphi_U(k) \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Ausgangsvektor} \\ \underline{y}(k)}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \varphi_I(k=1) & 1 \\ \varphi_I(k=2) & 1 \\ \vdots & \vdots \\ \varphi_I(k) & 1 \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Datenmatrix} \\ \Psi(k)}} \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ \varphi_Z \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Parameter-} \\ \text{vektor} \\ \underline{\theta}(k)}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \eta(k=1) \\ \eta(k=2) \\ \vdots \\ \eta(k) \end{bmatrix}}_{\substack{\text{Messrauschen} \\ \underline{\eta}(k)}} \quad (3.19)$$

Hier beschreibt φ_U den gemessenen Phasenwinkel der 75 Hz-Komponente der Anschlussspannung, φ_I den gemessenen Phasenwinkel der 75 Hz-Komponente des Anschlussstromes, φ_Z den zu bestimmenden Phasenwinkel der äquivalenten Netzimpedanz und η das überlagerte Messrauschen.

Für die Schätzung des Phasenwinkels wird wiederum von quasi-stationären Netzimpedanzverhältnissen ausgegangen, d.h. es gilt:

$$\varphi_Z(k) = \varphi_{Z_{Netz}}^{75 Hz}(k) \approx \varphi_{Z_{Netz}}^{75 Hz}(k-1) \quad (3.20)$$

Die Phasenwinkel (jeweils die 75 Hz-Komponenten) der Anschlussspannung φ_U und des Anschlussstromes φ_I berechnen sich nach:

$$\begin{aligned} \varphi_U &= \varphi_{U_{dq,PCC}}^{2,5-}(k) = \tan^{-1} \left(\frac{U_{q,PCC}^{2,5-}(k)}{U_{d,PCC}^{2,5-}(k)} \right) \\ \varphi_I &= \varphi_{I_{dq,PCC}}^{2,5-}(k) = \tan^{-1} \left(\frac{I_{q,PCC}^{2,5-}(k)}{I_{d,PCC}^{2,5-}(k)} \right) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Aus der Systembeschreibung nach Glg. (3.19) und der Annahme quasi-stationärer Netzimpedanzverhältnisse, wird die rekursive Schätzung des Winkels der Netzimpedanz $\hat{\varphi}_Z$ berechnet zu:

$$\hat{\varphi}_Z(k) = \hat{\varphi}_Z(k-1) + \gamma_1(k-1)[\varphi_U(k) - \varphi_I(k) - \hat{\varphi}_Z(k-1)] \quad (3.22)$$

Der Korrekturvektor $\underline{\gamma} = [\gamma_0 \quad \gamma_1]^T$ ist gegeben durch:

$$\begin{aligned} \gamma_0(k-1) &= \frac{1}{\alpha(k-1)} [\varphi_I(k)p_{11}(k-1) + p_{12}(k-1)] \\ \gamma_1(k-1) &= \frac{1}{\alpha(k-1)} [\varphi_I(k)p_{21}(k-1) + p_{22}(k-1)] \end{aligned} \quad (3.23)$$

mit

$$\alpha(k-1) = \varphi_I^2(k)p_{11}(k-1) + \varphi_I(k)[p_{12}(k-1) + p_{21}(k-1)] + p_{22}(k-1) + \lambda_Z \quad (3.24)$$

Die Elemente der Kovarianzmatrix P des Schätzfehlers des Netzimpedanzwinkels werden durch die folgenden rekursiven Gleichungen berechnet:

$$\begin{aligned} p_{11}(k) &= \frac{1}{\lambda_Z} [1 - \gamma_0(k-1)\varphi_I(k)]p_{11}(k-1) \\ p_{12}(k) &= \frac{1}{\lambda_Z} [1 - \gamma_0(k-1)\varphi_I(k)]p_{12}(k-1) \\ p_{21}(k) &= \frac{1}{\lambda_Z} [1 - \gamma_1(k-1)]p_{21}(k-1) \\ p_{22}(k) &= \frac{1}{\lambda_Z} [1 - \gamma_1(k-1)]p_{22}(k-1) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Die Anfangsbedingungen des rekursiven Algorithmus werden festlegt zu:

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_Z(0) &= \hat{\varphi}_{Z_{Netz}}^{75 Hz}(0) = \varphi_{Z_{Netz,nom}}^{50 Hz} \\ p_{11}(0) &= \alpha_Z \\ p_{12}(0) &= 0 \\ p_{21}(0) &= 0 \\ p_{22}(0) &= \alpha_Z \end{aligned} \quad (3.26)$$

Hierbei beschreibt $\varphi_{Z_{\text{Netz},\text{nom}}^{50\text{ Hz}}}$ den nominellen Phasenwinkel der Netzimpedanz. Es hat sich ein Wert der Initialisierung der Kovarianz des Schätzfehlers des Phasenwinkels der Netzimpedanz α_Z zwischen 1 und 100 als geeignet erwiesen.

Zum Abschluss der Entwicklung des Messverfahrens wird die Wahl der Referenzwerte für die Regelung der interharmonischen (hier: 75 Hz-Komponente) Anschlussspannung diskutiert.

Interharmonische Oberschwingungen sind Oberschwingungen, welche ein nicht-ganzzahlig Vielfaches der Grundschiwingung bilden. Neben den typischen Problemen, welche durch ganzzahlige Spannungsüberschwingungen in Netzen hervorgerufen werden, wie z.B. Überhitzung elektrischer Bauelemente und einer damit verbundenden Verkürzung der Lebensdauern elektrischer Betriebsmittel, führen besonders interharmonische Oberschwingungsanteile zu beachtlichen Problemen [86]. Demnach können interharmonische Spannungsüberschwingungen untersynchrone Spannungssoszillationen, Spannungsschwankungen und Flicker herbeiführen. Diese Probleme treten u.U. bereits bei geringen Amplituden der interharmonischen Spannungen auf. Weiterhin können interharmonische Oberschwingungsanteile vor allem im niedrigen Frequenzbereich störend auf die Rundsteuer-signale der Netzbetreiber wirken und damit den sicheren Netzbetrieb gefährden [87].

Entsprechend der beschriebenen Probleme müssen bei der Festlegung des Einspeisepegels der geregelten interharmonischen Anschlussspannung die Normen zur Spannungsqualität und die vom Netzbetreiber abhängigen Rundsteuerfrequenzen und -pegel berücksichtigt werden. Die Norm EN 50160 [88] beschreibt die Grenzwerte und Merkmale der Spannung in öffentlichen Versorgungsnetzen. In Bezug auf die Festlegung maximaler interharmonischer Spannungspegel sind dort jedoch (vgl. Kap. 4.12, S. 14) durch mangelnde Erfahrungswerte (mit Vermerk auf den Bearbeitungsstatus) keine Grenzwerte festgelegt. Auch in der internationalen Norm IEC 61000-2-2 [89] zur Spannungsqualität in öffentlichen Versorgungsnetzen sind keine definitiven Grenzwerte der interharmonischen Spannungsüberschwingungen beschrieben (vgl. Kap. 4.4, S. 23 f.). Dennoch werden in der IEC 61000-2-2 (vgl. Anhang B.2.3, S. 51) Richtwerte der interharmonischen Spannungspegel, besonders in Hinsicht auf die Rundsteuersignale, definiert. In den „Technischen Regeln zur Beurteilung von Netzurückwirkungen“ [45] des Verbandes der Netzbetreiber (kurz: VDN) werden diese Richtwerte ebenfalls festgehalten (Kap. 8.2.2, S. 121 f.). Dieser als Verträglichkeitspegel festgelegte Richtwert darf 0,2 % des Effektivwertes der Nennspannung nicht überschreiten. Liegen die betrachteten interharmonischen Spektralanteile bei den Nebenfrequenzen von $\pm 100\text{ Hz}$ zur Rundsteuerfrequenz so liegt der Verträglichkeitspegel bei 0,3 %.

Nach der Festlegung des zulässigen Einspeisepegels der interharmonischen Oberschwingungsspannung gilt es im Weiteren sowohl die Phasenlage der Einspeisung als auch eine mögliche Oberschwingungsvorbelastung zu diskutieren. Für die Wahl der Phasenlage der geregelten interharmonischen Oberschwingungsspannung ist entscheidend, ob eine Oberschwingungsvorbelastung bei der interharmonischen Einspeisefrequenz existiert.

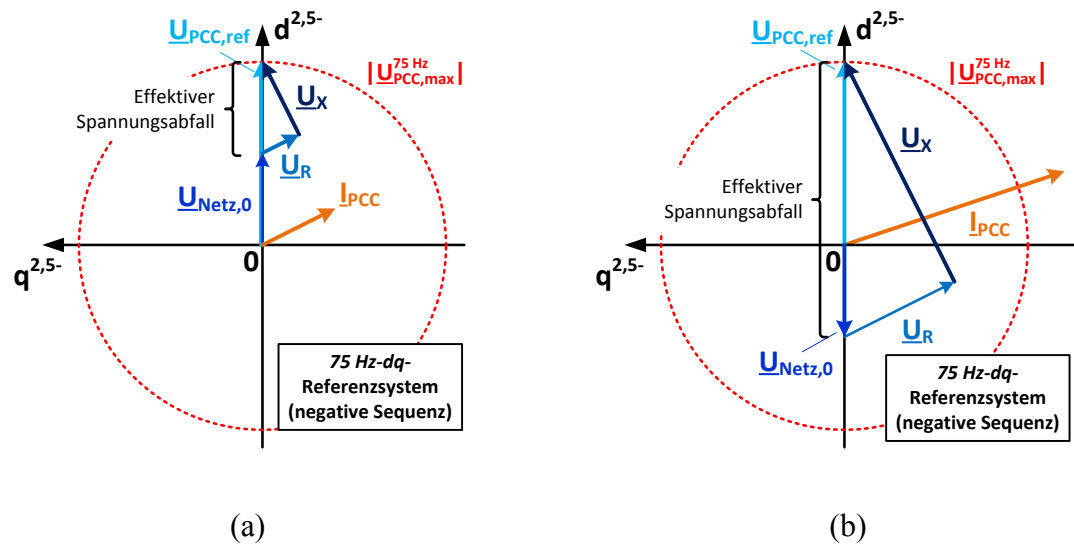


Abb. 3.5: Sollwertgenerierung der Regelung der interharmonischen Oberschwingungsspannung am Anschlusspunkt des Netzpulsstromrichters bei bestehender Oberschwingungsvorbelastung: (a) Methode ohne Berücksichtigung einer möglichen Vorbelastung und (b) Methode mit Berücksichtigung einer möglichen Vorbelastung

Liegt keine Oberschwingungsvorbelastung bei der interharmonischen Einspeisefrequenz vor, dann kann die Phasenlage der interharmonischen Oberschwingungsspannung frei gewählt werden. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit wird hier davon ausgegangen, dass in diesem Fall die d -Komponente der Referenzspannung (in $dq^{2,5-}$ -Koordinaten) auf den maximalen Verträglichkeitspegel von $0,2\%$ der Nennspannung gesetzt wird. Folglich wird die q -Komponente der Referenzspannung (in $dq^{2,5-}$ -Koordinaten) zu Null gesetzt.

Ist eine Oberschwingungsvorbelastung der Anschlussspannung bei der interharmonischen Einspeisefrequenz präsent, so kann die Phasenlage der eingespeisten Oberschwingungsspannung nicht mehr frei gewählt werden. Dies wird damit begründet, dass in diesem Fall die zusätzliche Einspeisung einer Oberschwingung bei der interharmonischen Frequenz zu einer Erhöhung des resultierenden Gesamtpegels über den maximalen Verträglichkeitspegel hinaus führen kann. Um im Weiteren die Wahl der Referenzspannung bei bestehender Oberschwingungsvorbelastung zu verdeutlichen, zeigt die Abb. 3.5 zwei exemplarische Zeigerdiagramme der interharmonischen Spannungs- bzw. Stromanteile am betrachteten Netzanschlusspunkt. Die Abb. 3.5 (a) zeigt den Fall, bei dem eine bestehende Oberschwingungsvorbelastung nicht bei der Festlegung der Phasenlage der Sollwertspannung berücksichtigt wird. Die Phasenlage der Vorbelastung ist hier (exemplarisch gewählt) identisch der Phasenlage der Referenzspannung. Zwar ist es möglich die interharmonischen Frequenzanteile auf den maximalen Verträglichkeitspegel zu regeln (da die Vorbelastung kleiner dem maximalen Pegel ist), dennoch ist der hervorgerufene effektive Spannungsabfall über der Netzimpedanz (hier beispielhaft eine ohmsch-induktive Netzimpedanz) relativ gering. In der Abb. 3.5 (b) ist die gewählte Strategie der Sollwertgenerierung bei bestehender Oberschwingungsvorbelastung illustriert. Im Gegensatz zu Abb. 3.5 (a) ist nun die angenommene Vorbelastung gegenphasig gewählt. Um den effektiven Spannungsabfall über

der Netzimpedanz zu maximieren, wird der Phasenwinkel der Referenzspannung phaseninvertiert zu der Vorbelastung gewählt. Werden die resultierenden Stromzeiger der beiden Beispiele verglichen, so führt die Erhöhung des effektiven Spannungsabfalls gleichermaßen zu einer Erhöhung des Anschlussstroms. In Bezug auf die erreichbare Messgenauigkeit des Identifikationsverfahrens führt dies zu einer Maximierung des SNRs der Strommessung. Das beschriebene Beispiel zeigt deutlich: Das SNR der Strommessung wird durch eine phaseninvertierte (zur Vorbelastung) Regelung der interharmonischen Anschlussspannung maximiert. Daher wird im Weiteren bei bestehender Oberschwingungsvorbelastung ausschließlich diese Art der Sollwertgenerierung verwendet.

3.2.3 Messergebnisse

Die vorhergehenden Abschnitte zeigen die theoretische Entwicklung des Messverfahrens der äquivalenten Netzimpedanz durch die frequenzselektive Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme. Nachfolgend werden die zur Validierung des Messverfahrens durchgeführten messtechnischen Untersuchungen vorgestellt und diskutiert. Die Tab. 3.1 gibt eine Übersicht der durchgeführten Messreihen. Die Laboruntersuchungen gliedern sich in drei Messreihen auf, von denen zwei das Identifikationsverfahren unter quasi-stationären und eines unter transienten Netzimpedanzverhältnissen (sprunghafte Änderung) analysieren.

Tab. 3.1: Übersicht der zur Validierung der Messung der äquivalenten Netzimpedanz durchgeführten messtechnischen Untersuchungen

Messreihe	Abbildungen	Untersuchung	Zielsetzung
1	Abb. 3.6 Abb. 3.7	Messung der äquivalenten Netzimpedanz bei quasi-stationären Verhältnissen ohne NVN	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Bewertung der Netzurückwirkung
2	Abb. 3.8	Messung der äquivalenten Netzimpedanz bei quasi-stationären Verhältnissen mit NVN	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Untersuchung der Messgenauigkeit
3	Abb. 3.9 Abb. 3.10 Abb. 3.11	Messung der äquivalenten Netzimpedanz bei transienten Verhältnissen (sprunghafte Änderung)	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Untersuchung der Messgenauigkeit ▪ Untersuchung der Detektionsdynamik

In der Tab. 3.2 sind die für die Messungen gewählten Systemparameter zusammengefasst. Um variierende bzw. transiente Netzimpedanzen unter Laborbedingungen zu emulieren, wird die Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz (kurz: NVN) eingesetzt. Eine Beschreibung des Teststandes ist in Kap. 2.3 (S. 17 f.) zu finden. Eine tabellarische Übersicht der wichtigsten Regelungseinstellungen wird in Tab. 3.3 gezeigt.

Zunächst werden die Laborergebnisse zu der Messung der äquivalenten Netzimpedanz bei quasi-stationären Netzimpedanzverhältnissen, d.h. die Messreihen 1 und 2, vorgestellt und diskutiert. Es werden verschiedene Netzimpedanzbedingungen durch die NVN emuliert,

wobei die NVN für die Untersuchungen der ersten Messreihe kurzgeschlossen wird. Damit ist es möglich die Untersuchungen auch für die tatsächlich im Labor vorherrschenden Netzimpedanzbedingungen durchzuführen. Für die Bewertung der erzielten Laborergebnisse wird die äquivalente Netzimpedanz am Anschlusspunkt des Teststandes zusätzlich durch einen zur Verfügung stehenden Netzimpedanzanalysator [39] vermessen.

Tab. 3.2: Zusammenfassung der gewählten Systemparameter

Variable	Beschreibung	Wert (pu)
$U_{LL,n}$	Spannung am Netzanschlusspunkt	400 V (1,0)
U_{DC}	geregelte Zwischenkreisspannung	700 V (1,75)
$U_{DC,Boost}$	Zwischenkreisspannungsreserve	95 V (0,24)
ω_{grid}	Netzkreisfrequenz	2π 50 Hz (1,0)
$f_{Träger}$	PWM-Trägerfrequenz (a-PWM)	2,55 kHz (51)
PWM	Pulsweiten-Modulationsverfahren	SVM-PWM
L_{fc}	umrichterseitige Induktivität des LCL-Filters	3,0 mH (0,18)
R_{fc}	Wicklungswiderstand der umrichterseitigen Induktivität des LCL-Filters	180 mΩ (0,03)
L_{fg}	netzseitige Induktivität des LCL-Filters	1,0 mH (0,06)
R_{fg}	Wicklungswiderstand der netzseitigen Induktivität des LCL-Filters	60 mΩ (0,01)
C_f	Filterkondensator des LCL-Filters	16,2 μF (0,03)
R_{ESR}	äquivalenter Serienwiderstand der Kapazität des LCL-Filters	50 mΩ (0,009)

Die Abb. 3.6 zeigt die gemessenen dreiphasigen Verläufe und Spektren der Anschlussströme i_{PCC} bzw. der Anschlussspannungen u_{PCC} für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz unter den tatsächlich im Labor vorherrschenden Netzbedingungen. Es werden für die Bewertung der durch das Messverfahren erzeugten Netzzrückwirkungen jeweils die Messergebnisse mit und ohne eine zusätzliche Einspeisung des interharmonischen Oberschwingungsstromes (bei 75 Hz) bei sonst gleichbleibenden Randbedingungen abgebildet.

Ein Vergleich der gemessenen Verläufe des Anschlussstromes i_{PCC} mit und ohne Messung der äquivalenten Netzimpedanz, vgl. Abb. 3.6 (a) und (b), zeigt deutlich den Einfluss des interharmonischen Oberschwingungsstromes. Die Betrachtung der zugehörigen (auf die Grundschwingungsfrequenz und -amplitude) normierten Spektren des Anschlussstromes, vgl. Abb. 3.6 (c) und (d), offenbart, dass der Anteil der 75 Hz-Frequenzkomponente des Anschlussstromes bei ca. 11 % des Grundschwingungsstromes liegt. Dies äußert sich auch in einer entsprechenden Erhöhung der relativen Oberschwingungsverzerrung (kurz: THD, engl. *total harmonic distortion*) des Anschlussstromes mit zusätzlicher Einspeisung der interharmonischen Oberschwingung gegenüber der Messung ohne Identifikation der Netz-

impedanz. In Hinblick auf die Bewertung der erzeugten Netzurückwirkungen sind jedoch die gemessenen dreiphasigen Verläufe bzw. Spektren der Anschlussspannung u_{PCC} entscheidend, vgl. Abb. 3.6 (e) bis (h). Hier ist ein Einfluss der geregelten interharmonischen Spannungsüberschwingung auf die gemessenen Zeitverläufe der Anschlussspannung kaum zu erkennen, vgl. Abb. 3.6 (e) und (f). Eine Analyse der gemessenen normierten Spektren der Anschlussspannung mit und ohne Messung der Netzimpedanz, vgl. Abb. 3.6 (g) und (h), zeigt indes deutlich den Einfluss der eingespeisten interharmonischen 75 Hz-Komponente.

Tab. 3.3: Zusammenfassung der Regelungseinstellung
(falls keine abweichenden Angaben)

Größe	Beschreibung	Wert
γ	Einstellfaktor Stromregler*	0,3
D_0	Dämpfung der Nullstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	0,01
ω_0	Eigenfrequenz der Nullstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	$1,0 \cdot \omega_{Res,LCL}$
D_∞	Dämpfung der Polstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	0,2
ω_∞	Dämpfung der Polstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	$3,5 \cdot \omega_{0g,LCL}$
λ_\angle	Gedächtnisfaktor der Schätzung des Phasenwinkels der Netzimpedanz	0,998
α_\angle	Initialisierung der Kovarianz des Schätzfehlers des Phasenwinkels	1,0
$\lambda_{ \cdot }$	Gedächtnisfaktor der Schätzung des Betrags der Netzimpedanz	0,999
$\alpha_{ \cdot }$	Initialisierung der Kovarianz des Schätzfehlers des Betrags	0,1

* vgl. Kap. 4.3.1, Tab. 4.5, S. 121

** vgl. Kap. 4.4.3, Tab. 4.13, S. 169

Es kommt hier zu einer Erhöhung der 1,5-ten Spannungsüberschwingung (75 Hz-Komponente) auf den maximal in der IEC 61000-2-2 beschriebenen Verträglichkeitspegel ($u_{max} = 0,2 \%$), vgl. Abb. 3.6 (g). Durch die Regelung der interharmonischen Spannungsüberschwingung auf diesen maximalen Verträglichkeitspegel kommt es dennoch zu keinem Zeitpunkt zu einer Verletzung der in der IEC-Norm beschriebenen Richtwerte. Weiterhin führt die Regelung der interharmonischen Spannungsüberschwingung zu einer geringfügigen Erhöhung des THDs der Anschlussspannungen gegenüber der Messung ohne Einspeisung des interharmonischen Oberschwingungsstromes, vgl. Abb. 3.6 (h).

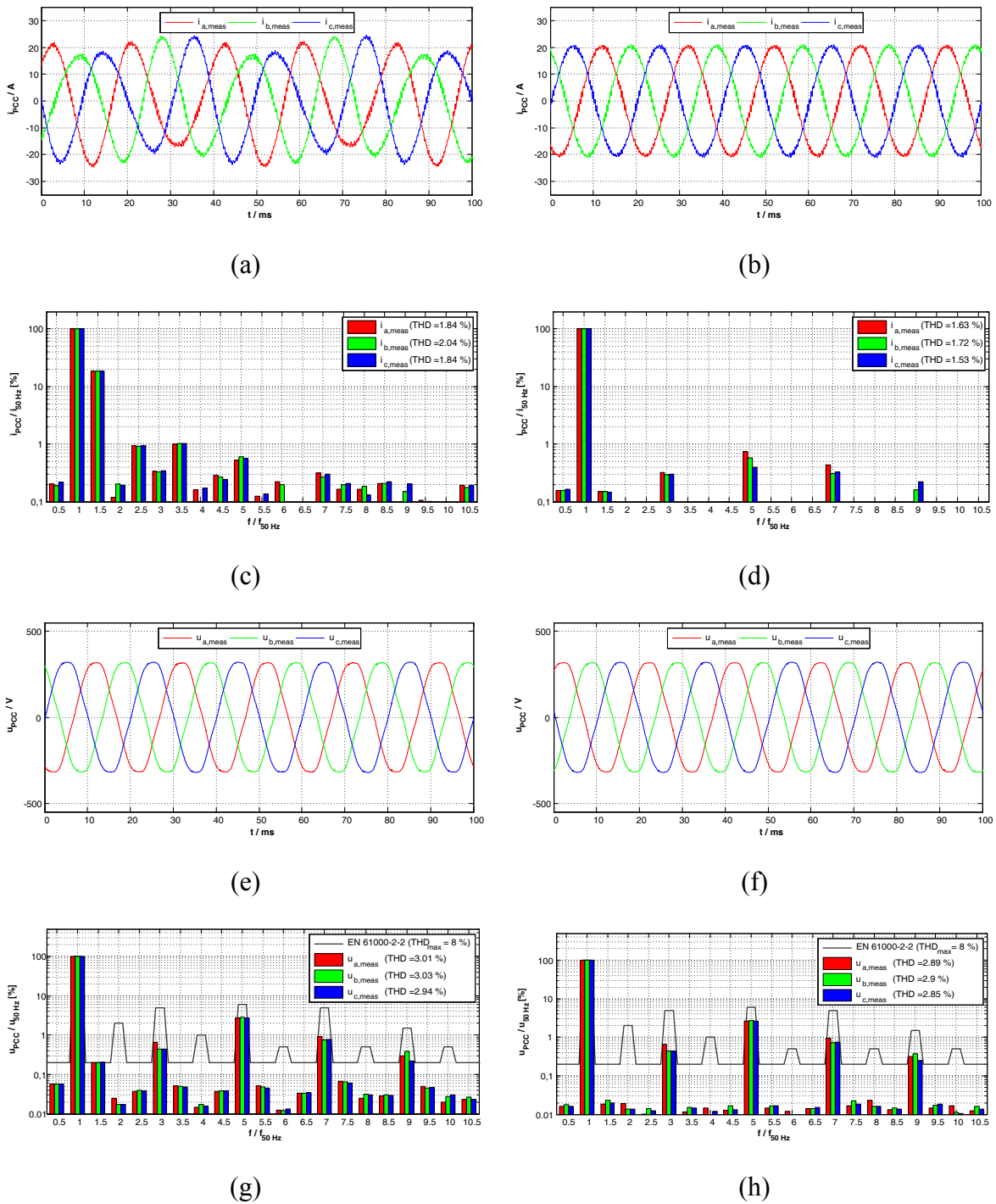


Abb. 3.6: Messung (Messreihe 1) der Netzimpedanz bei quasi-stationären Netzverhältnissen durch Einspeisung von interharmonischen (bei 75 Hz) Oberschwingungsströmen:

$$(L_{\text{Netz, meas}} = 45 \mu\text{H}, R_{\text{Netz, meas}} = 260 \text{ m}\Omega, L_{\text{vor}} = 0,0 \text{ mH}, P = -10 \text{ kW}):$$

Verlauf der netzseitigen Ströme i_{PCC} (a) mit und (b) ohne zusätzliche Einspeisung;
 Spektren der netzseitigen Ströme i_{PCC} (c) mit und (d) ohne zusätzliche Einspeisung;
 Verlauf der Anschlussspannungen u_{PCC} (e) mit und (f) ohne zusätzliche Einspeisung;
 Spektren der Anschlussspannungen u_{PCC} (g) mit und (h) ohne zusätzliche Einspeisung

Die Abb. 3.7 zeigt den Verlauf der geregelten interharmonischen Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{2,5-}$ (in $dq^{2,5-}$ -Koordinaten), vgl. Abb. 3.7 (a), der äquivalenten Netzinduktivität L_{Netz} , vgl. Abb. 3.7 (b), und des äquivalenten Netzwidestandes R_{Netz} , vgl. Abb. 3.7 (c), sowie den Verlauf der relativen Netzkurzschlussleistung $S_{Netz,sc}$, vgl. Abb. 3.7 (d), und des X/R-Verhältnisses, vgl. Abb. 3.7 (e), während des Experimentes (Messreihe 1).

Die gemessenen Verläufe der d - und q -Komponente der interharmonischen Anschlussspannung verdeutlichen die Wirkungsweise des überlagerten Spannungsregelkreises. Da die interharmonische Oberschwingungsvorbelastung der Anschlussspannung vernachlässigbar ist ($u_{75Hz} \approx 0,02\%$), vgl. Abb. 3.6 (h), wird der Spannungsreferenzwert der d -Komponente auf den maximalen Verträglichkeitspegel von $0,2\%$ der Netzspannungsamplitude (entspricht hier ca. $0,65\text{ V}$) gesetzt. Der Spannungsreferenzwert der q -Komponente wird auf 0 V festgelegt. Die gemessenen Spannungsverläufe zeigen, dass beide Referenzwerte ohne stationäre Abweichung eingeregelt werden.

Weiterhin zeigen die Abb. 3.7 (b) und (c) die durch den Netzimpedanzanalysator gemessenen Netzparameter (Index: *meas*), die aus den detektierten 75 Hz -Frequenzkomponenten berechneten Netzparameter (Index: *calc*) und die durch die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate detektierten Netzparameter (Index: *rms*). Zwar stimmen die gemessenen Verläufe der aus den 75 Hz -Frequenzkomponenten berechneten Netzparameter $L_{Netz,calc}$ und $R_{Netz,calc}$ tendenziell mit den durch den Netzimpedanzanalysator gemessenen Netzparametern $L_{Netz,meas}$ und $R_{Netz,meas}$ überein, jedoch weisen die Verläufe eine hohe Streuung der berechneten Netzparameter auf. Dahingegen zeigen die Verläufe der durch die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate bestimmten äquivalenten Netzparameter $L_{Netz,rms}$ und $R_{Netz,rms}$ eine hohe Übereinstimmung mit den im Voraus gemessenen Netzparametern. Hier wird die Streuung der detektierten Netzparameter deutlich reduziert. Es bleibt weiterhin festzuhalten, dass sowohl die Detektion der äquivalenten Netzinduktivität als auch die Detektion des äquivalenten Netzwidestandes stationär von den durch den Netzimpedanzanalysator vermessenen Netzparametern abweichen. Genauer wird eine stationäre Abweichung der Netzinduktivität um ca. $3\ \mu\text{H}$, dies entspricht einen relativen Fehler $\Delta L_{Netz, [\%]}$ von ca. 6% , und des Netzwidestandes um ca. $15\ \text{m}\Omega$, dies entspricht einen relativen Fehler $\Delta R_{Netz, [\%]}$ von ca. 5% , festgestellt. Um diese Werte in Relation zu der angeschlossenen Gesamtleistung des Netzpulsstromrichters zu setzen, sind in Abb. 3.7 (d) und (e) die entsprechenden bezogenen Größen der relativen Netzkurzschlussleistung $S_{Netz,sc}$ und des X/R-Verhältnisses abgebildet. Die bezogenen Größen offenbaren, dass eine stationäre Abweichung der detektierten relativen Netzkurzschlussleistung um ca. 7% und des detektierten X/R-Verhältnisses um ca. 10% erreicht wird. In Anbetracht dieser relativen Fehlerbetrachtung werden die stationären Abweichungen der detektierten äquivalenten Netzparameter als gering und damit die Detektionsgenauigkeit des vorgestellten Verfahrens für die betrachtete Messreihe 1 als hoch eingeschätzt.

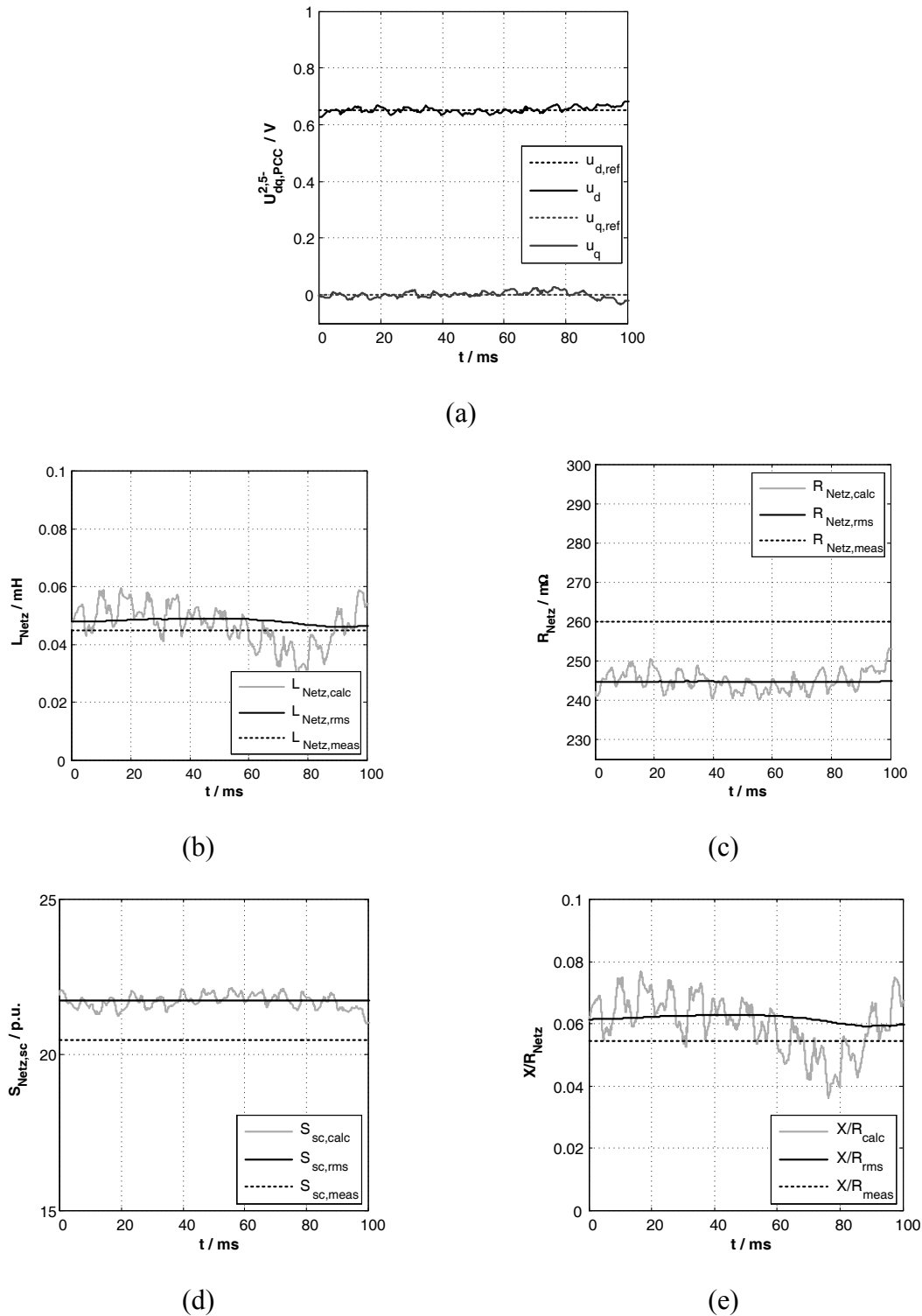


Abb. 3.7: Messung (Messreihe 1) der Netzimpedanz bei quasi-stationären Netzverhältnissen durch Einspeisung von interharmonischen (bei 75 Hz) Oberschwingungsströmen:

$$(L_{\text{Netz, meas}} = 45 \mu\text{H}, R_{\text{Netz, meas}} = 260 \text{ m}\Omega, L_{\text{vor}} = 0,0 \text{ mH}, P = -10 \text{ kW}):$$

Verlauf der (a) geregelten interharmonischen Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{2,5-}$, (b) der äquivalenten Netzinduktivität L_{Netz} , (c) des äquivalenten Netzwidestandes R_{Netz} , (d) der relativen Netzkurzschlussleistung $S_{\text{Netz,sc}}$ und (e) des X/R-Verhältnisses des Netzes X/R_{Netz}

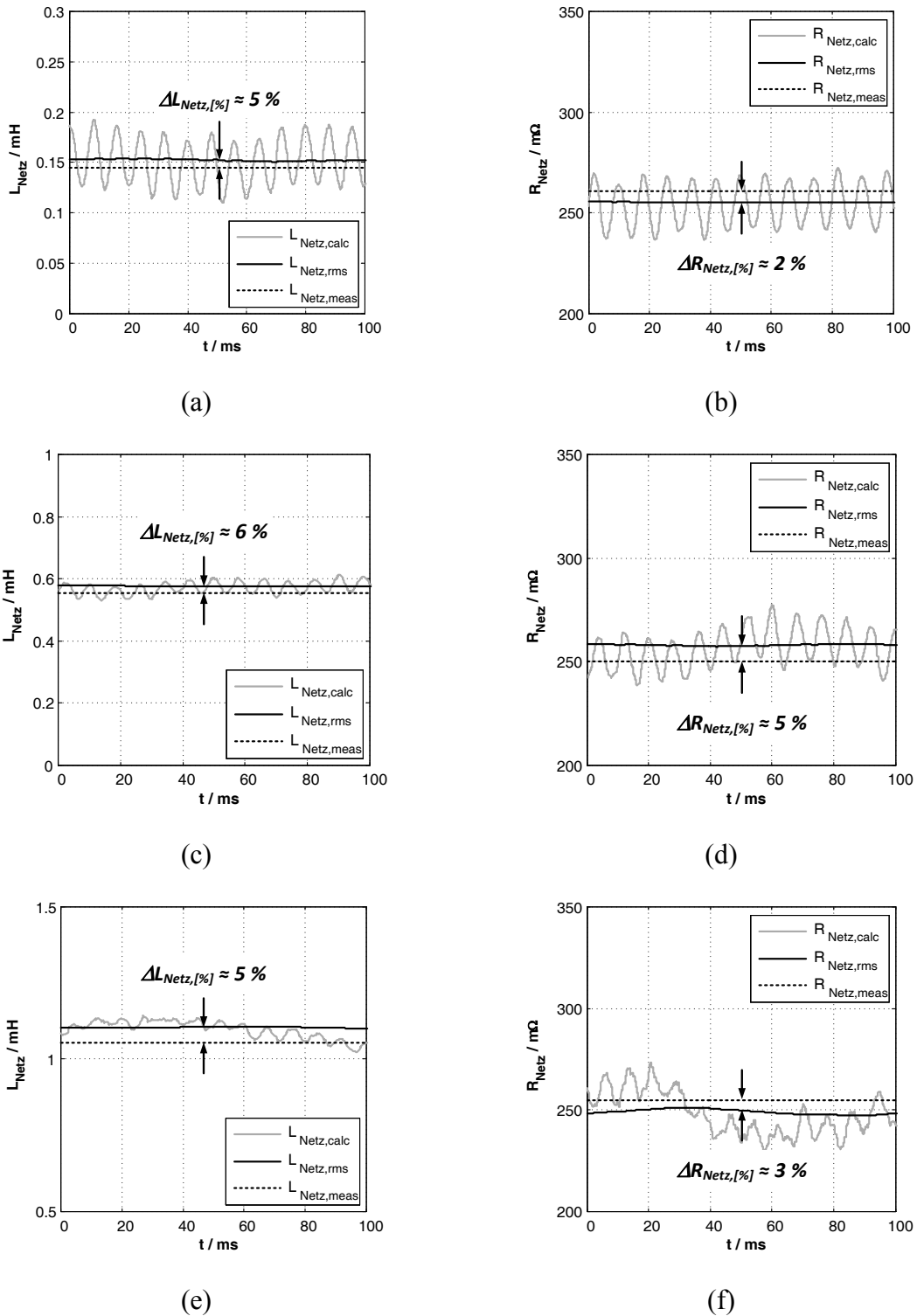


Abb. 3.8: Messung (Messreihe 2) der äquivalenten Netzimpedanz bei verschiedenen emulierten quasi-stationären Netzverhältnissen:

$(L_{\text{Netz}, \text{meas}} = 45 \mu\text{H}, R_{\text{Netz}, \text{meas}} = 260 \text{ m}\Omega, S_{\text{Sc}, \text{meas}} = 20,5, X/R_{\text{meas}} = 0,05, P = -10 \text{ kW})$:

Verlauf von (a) L_{Netz} und (b) R_{Netz} für $L_{\text{vor}} = 0,1 \text{ mH}$ ($S_{\text{Sc}, \text{ges}} = 20,1, X/R_{\text{ges}} = 0,2$);

Verlauf von (c) L_{Netz} und (d) R_{Netz} für $L_{\text{vor}} = 0,5 \text{ mH}$ ($S_{\text{Sc}, \text{ges}} = 16,9, X/R_{\text{ges}} = 0,7$);

Verlauf von (e) L_{Netz} und (f) R_{Netz} für $L_{\text{vor}} = 1,0 \text{ mH}$ ($S_{\text{Sc}, \text{ges}} = 12,6, X/R_{\text{ges}} = 1,2$)

Um die Detektionsgenauigkeit des Messverfahrens für weitere charakteristische und quasi-stationäre Netzbedingungen zu untersuchen, wird eine zusätzliche Messreihe (Messreihe 2) vorgestellt. Die variierten Netzimpedanzbedingungen werden durch die NVN erzeugt, wobei durch die NVN für jedes Experiment eine konstante Induktivität zwischen den Versuchsaufbau und das Labornetz geschaltet wird. In der Abb. 3.8 sind die wichtigsten Messergebnisse zusammengefasst. Es werden drei verschiedene Netzbedingungen betrachtet, wobei die emulierte relative Netzkurzschlussleistung $S_{sc,ges}$ von 20,1 bis 12,6 bei X/R-Verhältnissen X/R_{ges} von 0,2 bis 1,2 variiert wird. Die Messergebnisse stimmen qualitativ mit den bereits diskutierten Verläufen der Messreihe 1 überein. Die hohe Streuung der Messergebnisse für eine Berechnung der Netzimpedanz aufgrund der detektierten 75 Hz-Frequenzkomponenten wird durch die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate in allen gezeigten Fällen deutlich reduziert. Weiterhin wird erneut eine stationäre Abweichung zwischen den durch den Netzimpedanzanalysator vermessenen und den geschätzten Netzparametern festgestellt. Auch hier führt eine Abschätzung des relativen Detektionsfehlers zu der Schlussfolgerung, dass durch das vorgestellte Verfahren eine hohe Detektionsgenauigkeit, insbesondere für sehr schwache Netzbedingungen, erreicht wird.

Wie bei der Entwicklung des Messverfahrens beschrieben, wird ein rekursiver Algorithmus der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis für die Schätzung der Netzparameter verwendet. Die Eigenschaft des endlichen Gedächtnisses ermöglicht die Detektion von (transienten) Änderungen der Netzimpedanz. Es wird der Gedächtnisfaktor λ zur Einstellung der Detektionsdynamik verwendet. Nachfolgend wird eine zusätzliche Messreihe zur experimentellen Untersuchungen der Detektionsdynamik und -genauigkeit des Messverfahrens bei transienten (sprunghaften) Änderungen der Netzimpedanzverhältnisse vorgestellt und bewertet. Eine sprunghafte Änderung der äquivalenten Netzimpedanz wird durch die NVN erzeugt, wobei zur Überprüfung der Ergebnisse die äquivalente Netzimpedanz vor und nach den emulierten Netzimpedanzsprüngen durch den Netzimpedanzanalysator erfasst wird.

Es wird ein emulierter Sprung der Netzimpedanz von den tatsächlich im Labor vorherrschenden Netzbedingungen um die kleinstmöglich hinzu schaltbare Induktivität ($L_{vor,min} = 100 \mu H$, vgl. Anhang 8.3.3, Tab. 8.6, S. 314) betrachtet. Die wichtigsten Ergebnisse dieser Messreihe 3 sind in Abb. 3.9 bis Abb. 3.11 dargestellt und werden im Weiteren vorgestellt.

Die Abb. 3.9 zeigt die gemessenen Verläufe der geregelten interharmonischen Anschlussspannung (75 Hz-Komponente), vgl. Abb. 3.9 (a), der äquivalenten Netzinduktivität L_{Netz} , vgl. Abb. 3.9 (b), und des äquivalenten Netzwidestandes R_{Netz} , vgl. Abb. 3.9 (c), während des emulierten Netzimpedanzsprunges. Die Verläufe der geregelten interharmonischen Anschlussspannung zeigen, dass während des Sprunges der Netzimpedanz (erwartungsgemäß) eine Abweichung der gemessenen Ist-Werte der d - bzw. q -Spannungskomponenten zu den Referenzwerten auftreten. Durch die Regelung der interharmonischen Spannungskomponenten wird diese Abweichung jedoch nach ca. 80 ms (dies entspricht vier Netzperioden) vollständig ausgeregelt und damit eine Einhaltung der normativen Richtwerte der interharmonischen Spannungskomponenten gewährleistet. Ein Vergleich der durch den

Netzimpedanzanalysator gemessenen äquivalenten Netzparameter $L_{Netz,meas}$ bzw. $R_{Netz,meas}$ mit der durch die rekursive Methode der kleinsten Fehlerquadrate geschätzten äquivalenten Netzparameter $L_{Netz,rms}$ bzw. $R_{Netz,rms}$ zeigt, dass das vorgestellte Messverfahren auch für transiente Netzimpedanzbedingungen eine hohe Detektionsgenauigkeit erreicht. Während der Sprung der äquivalenten Netzinduktivität um $100 \mu H$ deutlich erkennbar ist, ändert sich der ohmsche Anteil der Netzimpedanz für den emulierten Netzimpedanzsprung lediglich um $1 m\Omega$. Das vorgestellte Messverfahren ist in der Lage die Änderung der äquivalenten Netzparameter innerhalb von ca. 4 Netzschwingungsperioden zu detektieren.

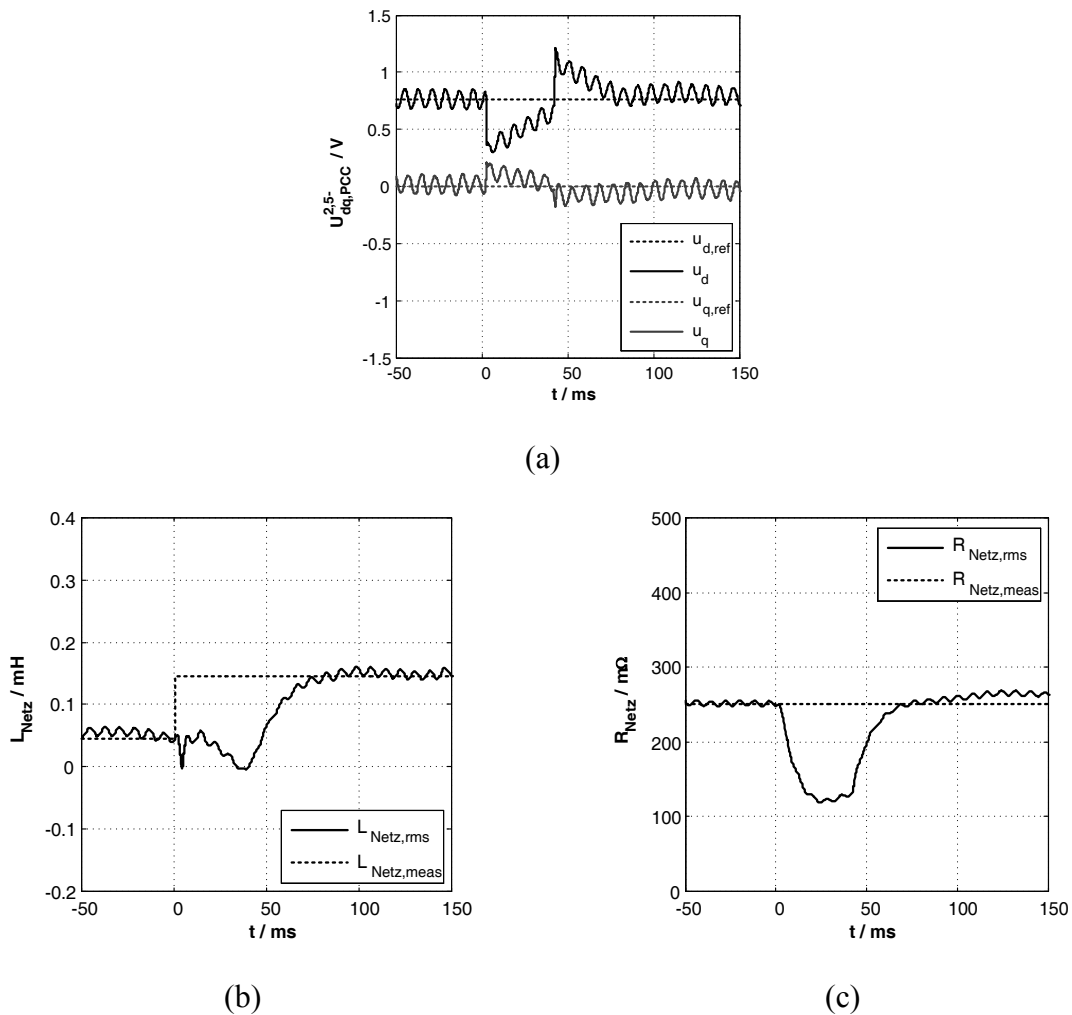


Abb. 3.9: Messung (Messreihe 3) einer sprunghaften Änderung der Netzimpedanz durch Einspeisung von interharmonischen (bei 75 Hz) Oberschwingungsströmen: ($L_{Netz,meas} = 50 \mu H$, $R_{Netz,meas} = 250 m\Omega$, $L_{vor,start} = 0,0 mH$, $L_{vor,end} = 0,1 mH$, $P = -10 kW$, $S_{sc,start} = 21,3$, $X/R_{start} = 0,06$, $S_{sc,end} = 20,9$, $X/R_{end} = 0,2$):
Verlauf der (a) geregelten interharmonischen Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{2,5-}$, (b) der äquivalenten Netzinduktivität L_{Netz} , (c) des äquivalenten Netzwidestandes R_{Netz}

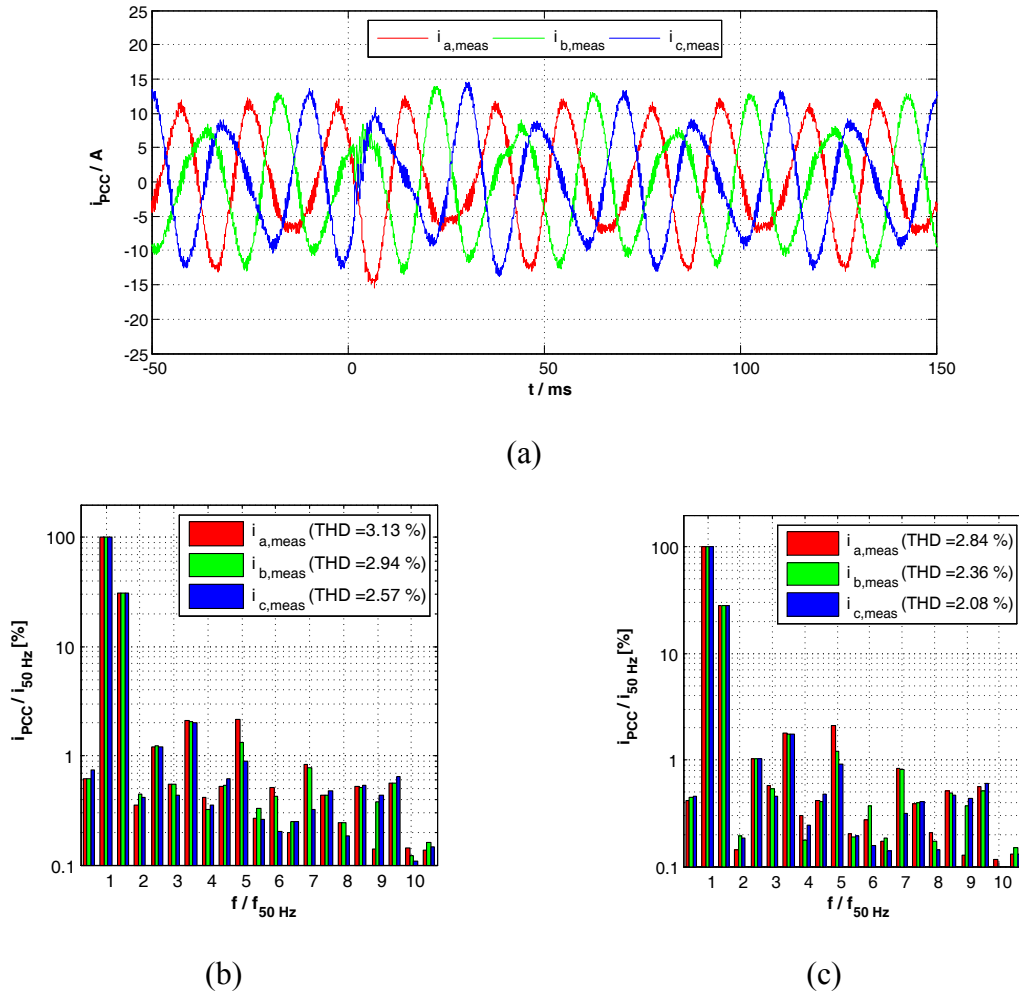


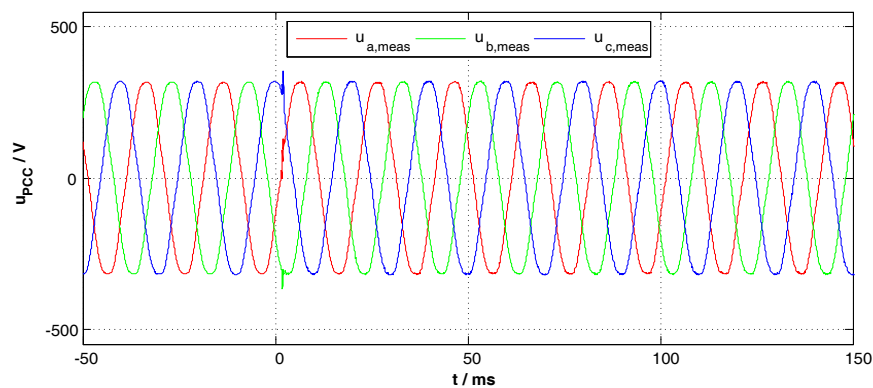
Abb. 3.10: Messung (Messreihe 3) einer sprunghaften Änderung der Netzimpedanz durch Einspeisung von interharmonischen (bei 75 Hz) Oberschwingungsströmen:

($L_{Netz,meas} = 50 \mu H$, $R_{Netz,meas} = 250 m\Omega$, $L_{vor,start} = 0,0 mH$, $L_{vor,end} = 0,1 mH$, $P = -10 kW$,
 $S_{sc,start} = 21,3$, $X/R_{start} = 0,06$, $S_{sc,end} = 20,9$, $X/R_{end} = 0,2$):

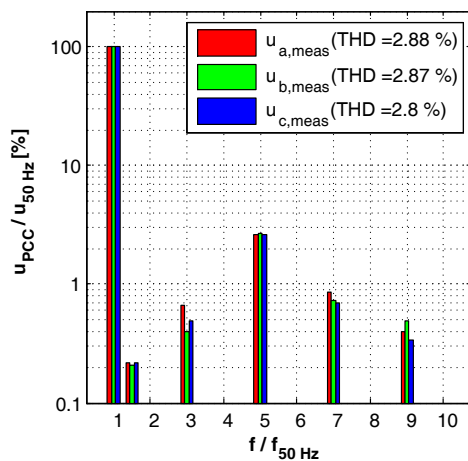
(a) Verlauf der Anschlussströme i_{PCC} und Spektren der Anschlussströme (b) vor und (c) nach dem emulierten Netzimpedanzsprung (Sprung bei $t = 0 s$)

Der Zeitverlauf und die relativen Spektren des Anschlussstromes i_{PCC} vor und nach dem emulierten Sprung der Netzimpedanz (Messreihe 3) werden in Abb. 3.10 (a)-(c) abgebildet. Der gemessene Zeitverlauf des Stromes, vgl. Abb. 3.10 (a), zeigt neben der Überlagerung der Grundschwingung mit der interharmonischen Stromüberschwingung auch die filternde Wirkung der erhöhten Netzinduktivität. Die höhere Filterwirkung der äquivalenten Netzinduktivität ist an einer Abnahme des hochfrequenten Stromüberschwingungsanteils nach dem Sprung der Netzimpedanz zu erkennen. Diese Feststellung wird durch die Analyse der relativen (auf die Grundschwingung bzw. -frequenz bezogenen) Spektren des Anschlussstromes vor, vgl. Abb. 3.10 (b), und nach, vgl. Abb. 3.10 (c), dem Sprung der Netzimpedanz bestätigt. Da zudem die interharmonische Anschlussspannung (1,5-fache Oberschwingung) auf einen konstanten Wert geregelt wird, nimmt der interharmonische Anschlussstrom für die größer werdende Netzimpedanz ab.

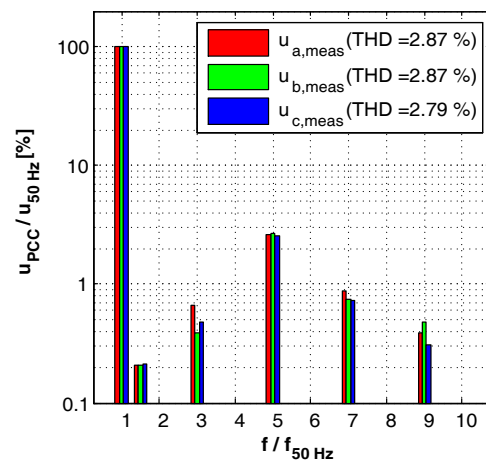
Zur Vervollständigung der Analysen zu der dritten Messreihe zeigen die Abb. 3.11 (a)-(c) den Zeitverlauf und die relativen Spektren der Anschlussspannung u_{PCC} vor und nach dem durch die NVN emulierten Sprung der Netzimpedanz (Sprung bei $t = 0$ s). Der Zeitverlauf der gemessenen Anschlussspannung zeigt eine leichte Erhöhung des schalthandlungsbedingten hochfrequenten Oberschwingungsanteils nach dem Sprung der Impedanz. Dies wird auf eine Erhöhung der Netzurückwirkungen des Netzpulsstromrichters für eine größer werdende Netzimpedanz zurückgeführt. Weiterhin zeigen die gemessenen relativen Spektren der Anschlussspannung vor, vgl. Abb. 3.11 (b), und nach, vgl. Abb. 3.11 (c), dem Sprung der Netzimpedanz, dass die interharmonische Anschlussspannung (hier die 1,5-fache Oberschwingung) auf den normativ festgelegten Verträglichkeitspegel von 0,2 % geregelt wird. Dies erfolgt unabhängig von den vorherrschenden Netzbedingungen.



(a)



(b)



(c)

Abb. 3.11: Messung (Messreihe 3) einer sprunghaften Änderung der Netzimpedanz durch Einspeisung von interharmonischen (bei 75 Hz) Oberschwingungsströmen:

$$(L_{\text{Netz,meas}} = 50 \mu\text{H}, R_{\text{Netz,meas}} = 250 \text{ m}\Omega, L_{\text{vor,start}} = 0,0 \text{ mH}, L_{\text{vor,end}} = 0,1 \text{ mH}, P = -10 \text{ kW}, S_{\text{sc,start}} = 21,3, X/R_{\text{start}} = 0,06, S_{\text{sc,end}} = 20,9, X/R_{\text{end}} = 0,2):$$

(a) Verlauf der Anschlussspannungen u_{PCC} und Spektren der Anschlussspannungen (b) vor und (c) nach dem emulierten Netzimpedanzsprung (Sprung bei $t = 0$ s)

3.2.4 Zusammenfassung und Bewertung des Messverfahrens

In diesem Abschnitt wird die Messung der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstroms beschrieben. Das entwickelte Messverfahren wird in Bezug zu den bisher in der Fachliteratur beschriebenen Messverfahren gesetzt. Hierbei werden insbesondere die Grenzen der bisher beschriebenen Verfahren hervorgehoben, um die Ziele einer entsprechenden Weiterentwicklung des Messverfahrens zu formulieren. Das hier gewählte Verfahren wird schrittweise entwickelt und durch praktische Untersuchungen unter Laborbedingungen validiert.

Angesichts der bisher beschriebenen Identifikationsverfahren der Netzimpedanz, welche eine frequenzselektive Einspeisung eines Oberschwingungsstromes für die Detektion ausnutzen, werden durch das hier beschriebene Messverfahren die folgenden Verbesserungen erreicht:

1. Durch die überlagerte Regelung der interharmonischen Spannungsüberschwingung (hier die 75 Hz -Komponente) wird die Einhaltung normativ festgelegter Verträglichkeitspegel unabhängig von den vorherrschenden Netzbedingungen gewährleistet.
2. Durch die Anwendung der rekursiven Methode der kleinsten Fehlerquadrate zur Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz aufgrund der detektierten interharmonischen Frequenzkomponenten wird eine hohe Detektionsgenauigkeit des Messverfahrens, allen voran für stationäre Netzimpedanzverhältnisse, erreicht. Der durch die experimentellen Untersuchungen ermittelte relative Messfehler der äquivalenten Netzinduktivität liegt zwischen 5 und 6% und der des äquivalenten Netzwidestandes liegt zwischen 2 bis 5% . Dabei sind die relativen Messfehler nahezu unabhängig von den emulierten Netzbedingungen. Dies führt insbesondere bei geringen SNR Verhältnissen zu ausgezeichneten Detektionsergebnissen.
3. Durch die Erweiterung des rekursiven Algorithmus der kleinsten Fehlerquadrate um ein endliches Gedächtnis, also der Einführung eines Gedächtnisfaktors, ist es darüber hinaus möglich transiente Veränderungen der Netzimpedanz zu detektieren.
4. Durch die rekursive Implementierung sowohl der Frequenzdetektion durch die diskrete Fourier-Transformation als auch der Methode der kleinsten Fehlerquadrate wird der benötigte Rechenaufwand des Verfahrens reduziert.

Diese Auflistung zeigt, dass durch die gezielte Analyse der bisher in der Fachliteratur beschriebenen Messverfahren und den damit verbundenen Defiziten eine Weiterentwicklung und Verbesserung des Messverfahrens erreicht wird.

In Hinblick auf die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters zeigen die theoretischen und praktischen Analysen gleichwohl auch Unzulänglichkeiten des gewählten Messprinzips auf. Diese sind:

1. Eine Detektion der äquivalenten Netzimpedanz, und eine Veränderung dieser, ist nur möglich, wenn ein interharmonischer Oberschwingungsstrom eingespeist wird. Demzufolge wird für eine kontinuierliche Überwachung der Netzimpedanz eine ständige Oberschwingungseinspeisung benötigt. In Bezug auf die durch das Messverfahren erzeugten Netzurückwirkungen wird dies als kritisch bewertet, auch wenn die Netzurückwirkungen im Rahmen der normativ festgelegten Richtwerte liegen.
2. Die geringe Detektionsdynamik, besonders bei schwachen und stark induktiven Netzverhältnissen, von sprunghaften Änderungen der Netzimpedanz wird in Hinblick auf die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung als unzureichend eingestuft. Hier kann es für Netzpulsstromrichter mit (aktiv gedämpften) LCL-Netzfiltern zu Stabilitätsproblemen bei transienten Netzimpedanzverhältnissen kommen.

Diese Unzulänglichkeiten des grundlegenden Messprinzips der Detektion der Netzimpedanz aufgrund der frequenzselektiven Einspeisung von interharmonischen Oberschwingungsströmen dienen nachfolgend als Motivation einen Erweiterten Kalman-Filter zur Schätzung der äquivalenten Netzparameter zu entwickeln.

3.3 Schätzung der Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter

In dem vorhergehenden Abschnitt wurde das Messverfahren der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung von interharmonischen Oberschwingungsströmen dargestellt. Im Weiteren soll die Schätzung der Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter (kurz: EKF, engl. *Extended Kalman-Filter*) vorgestellt, entwickelt und messtechnisch untersucht werden. Die Neuentwicklung dieses Schätzverfahrens wird zum einen dadurch motiviert, die zur Detektion der Netzparameter notwendige Systemanregung auf ein besonders geringes Maß zu reduzieren (minimal-invasiv). Zum anderen soll es durch die Anwendung des Schätzverfahrens möglich sein, transiente (insbesondere sprunghafte) Änderungen der äquivalenten Netzimpedanz mit einer hohen, für die Anforderungen einer netzadaptiven Regelung ausreichenden, Detektionsdynamik zu erfassen.

3.3.1 Bereits angewendete Schätzverfahren

Die Anwendung von Schätzverfahren zur online-fähigen Detektion der äquivalenten Netzparameter in Echtzeit ist in der Fachliteratur nur vereinzelt dargestellt. Wie die Klassifizierung bereits beschriebener Identifikationsverfahren zeigt, wird lediglich in [75;76] (vgl. Kap. 3.1.5) ein solches Verfahren dokumentiert. In [75;76] wird eine gezielte Variation der Wirk- und Blindleistungseinspeisung am Anschlusspunkt eines Netzpulsstromrichters dazu verwendet, die äquivalente Netzimpedanz mittels eines komplexwertigen und rekursiven Algorithmus der kleinsten Fehlerquadrate zu schätzen. Das Identifikationsverfahren nach [75;76] wird für die Entkopplung der eingespeisten Wirk- und Blindleistungsanteile in einem mit der Netzkreisfrequenz ω_k rotierendem dq -Koordinatensystem (kurz: dq^{l+} -KOS) vorgesehen. Um einen Transformationswinkel für diese Koordinatentransformation zu

erhalten, wird in [76] die Verwendung einer Phasenregelschleife (kurz: PLL, engl. *phase-locked loop*) diskutiert. Eine wichtige Erkenntnis dieser Diskussion ist, dass die PLL, hier speziell die Einstellung des Schleifen-Filters, einen hohen Einfluss auf die erreichbare Detektionsgenauigkeit des Identifikationsverfahrens hat. In Abhängigkeit der zu detektierenden Systemparameter und der Einstellung der PLL kann es zu einer stark fehlerbehafteten Detektion oder gar einer Divergenz des Detektionsalgorithmus kommen. Um diesem Effekt entgegenzuwirken, werden in [76] verschiedene Möglichkeiten der Netzfrequenzdetektion durch eine Frequenzregelschleife (kurz: FLL, engl. *frequency-locked loop*) erläutert und experimentell untersucht. Trotz akzeptabler Messergebnisse unter Laborbedingungen wird die Implementierung des Identifikationsalgorithmus im rotierenden dq^{l+} -System in Verbindung mit einer PLL bzw. FLL weiterhin als äußerst kritisch bewertet.

Da die Anzahl der in der Literatur dargestellten Schätzverfahren für die Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz so begrenzt ist, werden die Betrachtungen der bisher beschriebenen Schätzverfahren um die Parameteridentifikation von Drehfeldmaschinen erweitert. Eine detaillierte Übersicht zu modernen Verfahren der Parameteridentifikation von Asynchronmaschinen wird [90] dargelegt. Hierbei ist ein besonders vielversprechender Ansatz die Anwendung eines EKF für die Identifikation der mechanischen und elektrischen Antriebsparameter [91].

In [92-95] werden diverse Parameterschätzer für drehzahlvariable Antriebssysteme, welche auf dem Ansatz des EKF basieren, vorgestellt, entwickelt und untersucht. Dabei werden neben der Schätzung der elektrischen Antriebsparameter, wie z.B. des Statorwiderstandes, den Streu- und Hauptinduktivitäten, auch die mechanischen Antriebsparameter, wie z.B. die Massenträgheit der Antriebsmaschine oder der Last, durch unterschiedliche EKFs geschätzt. Die genannten Veröffentlichungen zeigen, dass die Schätzungen der Antriebsparameter durch EKFs zielführend sind und zudem exzellente Detektionsergebnisse erreicht werden. Insbesondere die Arbeiten nach [96;97] dokumentieren, dass der EKF für die Parameteridentifikation komplexer Antriebskonfigurationen (hier schwingungsfähige Antriebssysteme) erfolgreich eingesetzt wird.

In Anbetracht der vielfältigen Verwendung und der guten Detektionseigenschaften des EKF für die Parameterschätzung von Drehfeldmaschinen wird diese Identifikationsmethode in den folgenden Abschnitten eingehend für die Detektion der äquivalenten Netzparameter untersucht.

3.3.2 Entwicklung eines Erweiterten Kalman-Filters zur Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz

Das Prinzip eines EKF für die Zustands- und Parameteridentifikation dynamischer Systeme ist vielfältig in Lehrbüchern, z.B. in [41] (Kap. 4, S. 65) oder in [42] (Kap. 21, S. 540 ff.), dokumentiert. Dennoch werden nachfolgend einige grundsätzliche Betrachtungen zur Theorie des EKF wiedergegeben. Die Ausführungen basieren im Wesentlichen auf den Erläuterungen aus [42] und [98] und dienen dazu ein grundlegendes Verständnis der ma-

thematischen Formulierung des Schätzproblems sicherzustellen und die verwendete Nomenklatur einzuführen.

$$\begin{aligned}\underline{x}(k+1)\Big|_{t=k \cdot T_s} &= A_d \underline{x}(k+1) + B_d \underline{u}(k) + E_d \underline{\varepsilon}(k) \\ \underline{y}(k) &= C_d \underline{x}(k) + \underline{v}(k)\end{aligned}\tag{3.27}$$

Die Glg. (3.27) zeigt die allgemeine Zustandsraumdarstellung eines linearen und nicht-sprungfähigen abgetasteten Systems. Das betrachtete System wird sowohl durch ein Prozessrauschen $\underline{\varepsilon}$ (d.h. der Rauschprozess wirkt auf die Systemeingänge) als auch durch ein Messrauschen \underline{v} (d.h. der Rauschprozess wirkt auf die Systemausgänge) überlagert. Unter Annahme konstanter Systemparameter folgt, dass die Systemmatrix A_d , die Eingangsmatrix B_d und die Ausgangsmatrix C_d zeitinvariant sind. E_d ist die dem Prozessrauschen zugehörige Matrix und in diesem Falle ebenfalls zeitinvariant. Ferner beschreibt \underline{x} den Zustandsvektor, \underline{u} den Eingangsvektor und \underline{y} den Ausgangsvektor des Systems.

Für den Entwurf eines EKF als Parameterschätzer müssen eine Reihe von grundlegenden Voraussetzungen erfüllt werden. Zunächst muss das Paar $[A_d, E_d]$ steuerbar sein, d.h. das Prozessrauschen regt alle (relevanten) Dynamiken des zu schätzenden Systems an (vgl. [99], Kap. 35.3, S. 589 f.). Weiterhin muss das Paar $[A_d, C_d]$ beobachtbar sein, d.h. der rauschfreie Systemausgang beinhaltet alle Informationen zur Rekonstruktion der Zustandsvariablen $\underline{x}(k)$ (vgl. wiederum [99], Kap. 35.3, S. 589 f.). Nach [100] (Kap. 8.6, S. 350 f.) müssen auch die Rauschprozesse des betrachteten Systems bestimmte Voraussetzungen erfüllen. Die Anforderungen an die Rauschprozesse sind zwar für das grundsätzliche Verständnis des Schätzproblems nicht entscheidend, dennoch werden diese der Vollständigkeit halber nachfolgend aufgelistet.

Sowohl das (nicht abgetastete) Prozessrauschen $\underline{\varepsilon}$ als auch das (nicht abgetastete) Messrauschen \underline{v} müssen weiße gaußsche Rauschprozesse sein. Demnach sind die Rauschsignale mittelwertfrei, d.h.:

$$\begin{aligned}E\{\underline{\varepsilon}(t)\} &= 0 \\ E\{\underline{v}(t)\} &= 0\end{aligned}\tag{3.28}$$

Die Varianzen der Rauschsignale müssen unendlich groß sein:

$$\begin{aligned}var\{\underline{\varepsilon}(t)\} &= \infty \\ var\{\underline{v}(t)\} &= \infty\end{aligned}\tag{3.29}$$

Aufeinanderfolgende Werte der Rauschsignale sind nicht korreliert, d.h.:

$$\begin{aligned} \text{cov}\{\underline{\varepsilon}(t), \underline{\varepsilon}(\tau)\} &= E\{\underline{\varepsilon}(t)\underline{\varepsilon}(\tau)'\} = Q \delta(t - \tau) \\ \text{cov}\{\underline{v}(t), \underline{v}(\tau)\} &= E\{\underline{v}(t)\underline{v}(\tau)'\} = R \delta(t - \tau) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Hierbei bezeichnet Q die Kovarianzmatrix des Prozessrauschens, R die Kovarianzmatrix des Messrauschens und $\delta(t)$ den Dirac-Impuls.

Weiterhin müssen beide Rauschprozesse statistisch unabhängig sein, d.h.:

$$\text{cov}\{\underline{\varepsilon}(t), \underline{v}(\tau)\} = 0 \quad (3.31)$$

Im ersten Schritt der Entwicklung des Parameterschätzers müssen die zu detektierenden Systemparameter bestimmt werden. Je nach Anwendung bzw. Problemstellung können dies die unterschiedlichsten Systemparameter sein. Die zu detektierenden zeitvarianten Parameter werden dann zu einem Parametervektor $\underline{\theta}$ zusammengefasst. Es wird zudem angenommen, dass die zu detektierenden zeitvarianten Systemparameter durch ein entsprechendes Prozessrauschen $\underline{\varepsilon}_\theta$ überlagert werden. Demnach ist:

$$\underline{\theta}(k+1) = \underline{\theta}(k) + \underline{\varepsilon}_\theta(k) \quad (3.32)$$

Im zweiten und wichtigsten Schritt der Formulierung des Schätzproblems wird die Zustandsraumdarstellung nach Glg. (3.27) umformuliert. Dazu wird der Zustandsvektor durch den neu eingeführten Parametervektor erweitert. Die resultierende nichtlineare und zeitvariante Beschreibung des zu identifizierenden Systems ist in Glg. (3.33) dargestellt. Hier beschreibt die Vektorfunktion f das nichtlineare Schätzproblem in Abhängigkeit des erweiterten Zustandsvektors $[\underline{x}, \underline{\theta}]$ und des Eingangsvektors \underline{u} . Das physikalische Modell der Messung der Systemzustände bleibt durch diese Umformulierung jedoch unverändert bestehen.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \underline{x}(k+1) \\ \underline{\theta}(k+1) \end{bmatrix} &= \underline{f}(\underline{x}(k), \underline{u}(k), \underline{\theta}(k)) + \begin{bmatrix} \underline{\varepsilon}_x(k) \\ \underline{\varepsilon}_\theta(k) \end{bmatrix} \\ \underline{y}(k) &= \begin{bmatrix} C_d & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{x}(k) \\ \underline{\theta}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{v}(k) \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.33)$$

Der letzte Schritt der Entwicklung des Parameterschätzers ist die Anwendung des EKF Algorithmus zur Lösung des nichtlinearen Schätzproblems. Hier ist es das Ziel, den erweiterten Zustandsvektor $[\underline{x}, \underline{\theta}]$ in einer endlichen Zeit zu schätzen. Der geschätzte Zustandsvektor $[\hat{\underline{x}}, \hat{\underline{\theta}}]$ stellt dann gleichzeitig die Lösung des nichtlinearen Schätzproblems dar.

Das Prinzip-Diagramm des EKF Algorithmus für die Parameterschätzung wird in Abb. 3.12 illustriert. Die Abbildung und der Algorithmus basieren auf den Ausführungen nach [98] und dienen der Erläuterung der wichtigsten Berechnungsschritte des EKF Algorithmus.

Grundsätzlich gliedert sich der EKF Algorithmus in den Prädiktionsschritt und den Korrekturschritt auf. Im Prädiktionsschritt werden die *a priori* Schätzwerte und im Korrekturschritt die *a posteriori* Schätzwerte berechnet. In dem ersten Abtastschritt werden sowohl der erweiterte Zustandsvektor $\underline{x}_{0|k-1}$ als auch die Fehlerkovarianzmatrix $P_{0|k-1}$ der Systemzustände mit den zu erwartenden (nominellen) Systemgrößen initialisiert. Nach der Initialisierung des EKF wird die *a priori* Fehlerkovarianzmatrix $P_{k|a\ priori}$ geschätzt. Dabei ist Q_k die bereits in Glg. (3.30) eingeführte Kovarianzmatrix des Prozessrauschens und F_k die Jakobimatrix der nichtlinearen vektoriiellen Systemfunktion f . Des Weiteren werden die *a priori* Systemzustände mithilfe der Systemfunktion prädiziert. Liegen die *a priori* Schätzwerte der Systemzustände und der Fehlerkovarianz vor, wird der Aktualisierungsschritt des EKF durch die Messung der Systemzustände eingeleitet. Aufgrund der prädizierten *a priori* Fehlerkovarianzmatrix $P_{k|a\ priori}$ wird die zeitvariante optimale Kalman-Verstärkung K_k berechnet. Dabei stellt R_k die bereits in Glg. (3.30) eingeführte Kovarianzmatrix des Messrauschens und C die Ausgangsmatrix des betrachteten Systems dar. Diese optimale Kalman-Verstärkung dient als Gewichtungsfaktor des Schätzfehlers bei der Aktualisierung des *a posteriori* geschätzten Zustandsvektors. Ist der EKF konvergiert, dann ist der *a posteriori* Zustandsvektor gleichzeitig die Lösung des Schätzproblems. Ferner wird für die Prädiktion des nächsten Abtastschrittes die *a posteriori* Fehlerkovarianzmatrix berechnet. Diese rekursive Eigenschaft des EKF ermöglicht es, eine hohe Detektionsqualität bei einem gleichzeitig geringen Berechnungsaufwand zu erreichen.

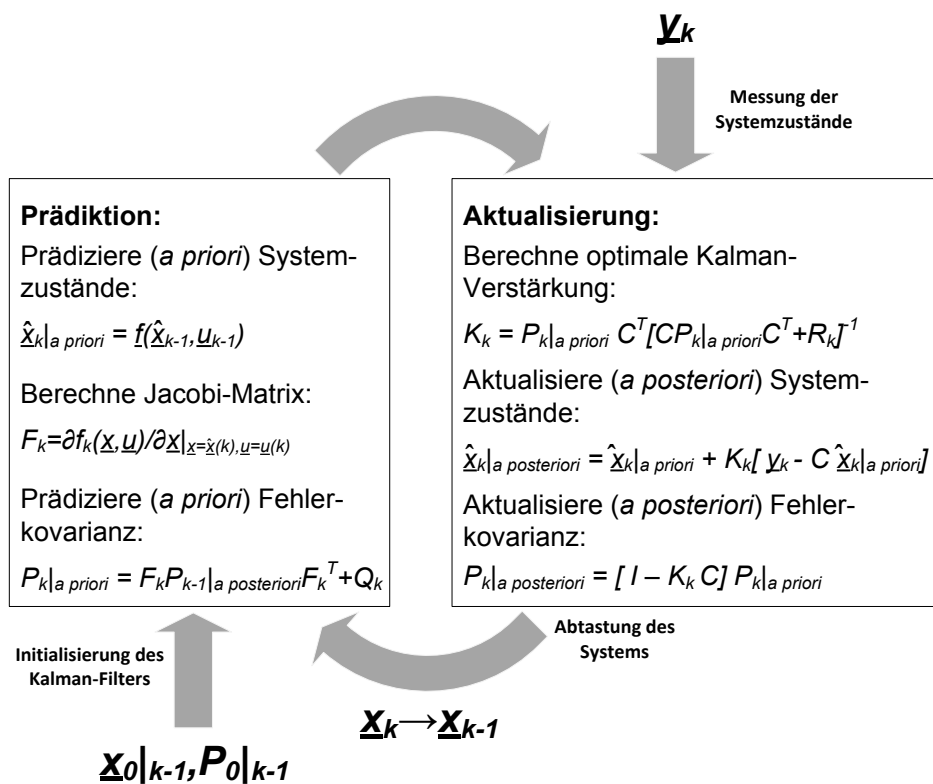


Abb. 3.12: Prinzip-Diagramm des Erweiterten Kalman-Filter Algorithmus für die Parameterschätzung (in Anlehnung an [98], Kap. 4.2.1, Fig. 4.3, S. 29)

Entsprechend den Ausführungen zu der rekursiven Methode der kleinsten Fehlerquadrate nach Kap. 3.2.2 (S. 32 ff.) wird für die Berücksichtigung sich zeitlich langsam ändernder Streckenparameter ein zusätzlicher Gedächtnisfaktor α für den EKF eingeführt. Der Gedächtnisfaktor α wird bei der Prädiktion der *a priori* Fehlerkovarianzmatrix $P_{k|a\ priori}$ nach Glg. (3.34) berücksichtigt. Für $\alpha > 1$ werden aktuellere Messwerte mit einer exponentiellen Gewichtung höher priorisiert. Durch die Einführung des Gedächtnisfaktors α werden sowohl die Konvergenzeigenschaften des EKFs verbessert als auch die Stabilitätsgrenzen des Filters erhöht [101].

$$P_{k|a\ priori} = \alpha^2 [F_k P_{k|a\ posteriori} F_k^T] + Q_k \quad (3.34)$$

Der in den vorhergehenden Abschnitten vorgestellte grundlegende Algorithmus des EKFs wird nun auf die Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz übertragen. Dabei wird sowohl die Einbindung des Parameterschätzers in die Regelung eines Netzpulsstromrichters als auch die schrittweise Entwicklung des zugrunde gelegten Schätzmodells vorgestellt.

Die Abb. 3.13 zeigt die spannungsorientierte Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters, vgl. auch Kap. 4.2.7 (S. 116 f), mit der Einordnung des Erweiterten Kalman-Filters für die Schätzung der Netzimpedanz. Als Eingangsgrößen des Kalman-Filters werden die gemessenen dreiphasigen Anschlussströme i_{PCC} und Anschlussspannungen u_{PCC} verwendet. Die Ausgangsgrößen des EKFs sind die geschätzte äquivalente Netzinduktivität $L_{Netz,est}$ und der geschätzte äquivalente Netzwidestand $R_{Netz,est}$.

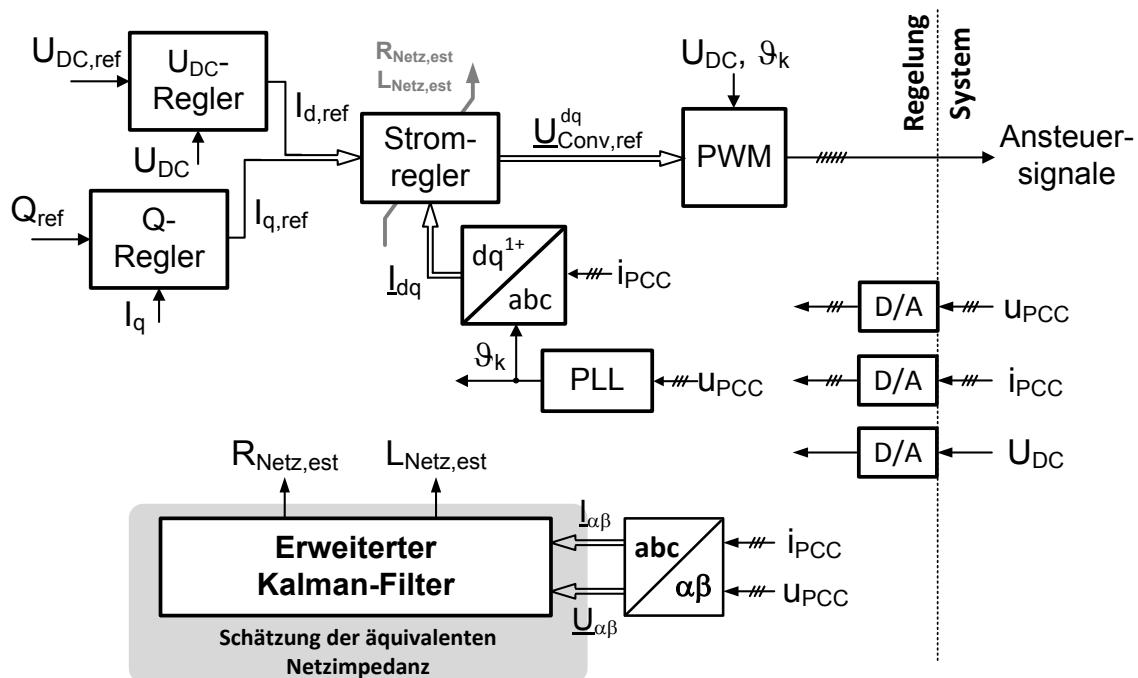


Abb. 3.13: Blockdiagramm der Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters mit Einordnung des Erweiterten Kalman-Filters zur Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz

In dem Kap. 3.3.1 wird die Wahl des rotierenden dq -KOS für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter als besonders kritisch bewertet. Grund hierfür ist die Abhängigkeit der Detektionsgenauigkeit von der Einstellung der PLL [76]. Die PLL stellt den Transformationswinkel ϑ_k zwischen dem stationären $\alpha\beta$ -KOS und dem rotierendem dq -KOS bereit. In Anbetracht dieser Problematik wird die Schätzung der äquivalenten Netzparameter durch den EKF in dem stationären $\alpha\beta$ -KOS vorgesehen.

Das äquivalente Netzmodell sowie die Orientierung der Messgrößen werden in Kap. 2.2 (vgl. Abb. 2.6, S. 17) eingeführt und diskutiert. Demnach wird das zugrunde gelegte äquivalente (Grundswingungs-) Netzmodell durch einen äquivalenten Netzwidestand R_{Netz} , eine äquivalente Netzinduktivität L_{Netz} und eine äquivalente Netzspannung \underline{U}_{Netz} (auch als Thévenin-Äquivalent bekannt) beschrieben. Dieses ohmsch-induktive Netzmodell dient nun als Grundlage für die schrittweise Entwicklung des Prädiktionsmodells des EKF Algorithmus.

Der Schätzalgorithmus wird in dem stationären $\alpha\beta$ -KOS entwickelt. Daher besteht der erste Schritt der Herleitung eines angemessenen Prädiktionsmodells darin, eine Zustandsraumdarstellung des äquivalenten Netzmodells in $\alpha\beta$ -Koordinaten zu formulieren. Aus dem Maschenumlauf des äquivalenten Netzmodells folgt die Differentialgleichung:

$$\frac{d}{dt} I_{PCC}^{\alpha\beta}(t) = -\frac{R_{Netz}}{L_{Netz}} I_{PCC}^{\alpha\beta}(t) - \frac{1}{L_{Netz}} U_{PCC}^{\alpha\beta}(t) + \frac{1}{L_{Netz}} \underline{U}_{Netz}^{\alpha\beta}(t) \quad (3.35)$$

Wird die Differentialgleichung in α - bzw. β -Komponenten (d.h. Real- bzw. Imaginärteil) aufgedgliedert, dann wird das zeitkontinuierliche Zustandsraummodell bestimmt zu:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \end{bmatrix}}_{:=\underline{x}(t)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{R_{Netz}}{L_{Netz}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Netz}}{L_{Netz}} \end{bmatrix}}_{:=A} \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{Netz}} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_{Netz}} \end{bmatrix}}_{:=B} \underbrace{\begin{bmatrix} U_{PCC,\alpha}(t) \\ U_{PCC,\beta}(t) \end{bmatrix}}_{:=\underline{u}(t)} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{Netz}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{Netz}} \end{bmatrix}}_{:=E} \underbrace{\begin{bmatrix} U_{Netz,\alpha}(t) \\ U_{Netz,\beta}(t) \end{bmatrix}}_{:=\underline{e}(t)} \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \end{bmatrix}}_{:=\underline{y}(t)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}}_{:=C} \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \end{bmatrix}$$

Der Zustandsvektor \underline{x} wird durch die α - und β -Komponenten des Anschlussstromes i_{PCC} beschrieben. Ferner werden die α - und β -Komponenten der Anschlussspannung u_{PCC} als Eingangsgröße \underline{u} gewählt sowie die α - und β -Komponenten der äquivalenten Netzspannung u_{Netz} als Störgröße \underline{e} festgelegt. Weiterhin werden die α - und β -Komponenten des Anschlussstromes als messbare Systemausgänge \underline{y} verwendet. Es bleibt festzuhalten, dass das System nach Glg. (3.36) für endliche äquivalente Netzinduktivitäten (d.h. $L_{Netz} < \infty$) und nicht-verschwindende äquivalente Netzwidestände (d.h. $R_{Netz} > 0$) sowie bei bekannter äquivalenter Netzspannung beobachtbar ist.

Da die äquivalente Netzspannung u_{Netz} jedoch unbekannt ist, wird im nächsten Schritt der Formulierung des Prädiktionsmodells der Zustandsvektor \underline{x} um die Störgröße \underline{e} erweitert. Demnach wird die äquivalente Netzspannung zusätzlich durch den EKF als Teil des Parameterschätzproblems bestimmt. Das resultierende zeitkontinuierliche Zustandsraummodell mit Berücksichtigung der Störgröße im Zustandsvektor wird in Glg. (3.37) beschrieben. Wiederholt bleibt festzustellen, dass das System für endliche äquivalente Netzinduktivitäten (d.h. $L_{Netz} < \infty$) und nicht-verschwindende äquivalente Netzwidestände (d.h. $R_{Netz} > 0$) beobachtbar ist.

$$\begin{aligned}
& \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \\ U_{Netz,\alpha}(t) \\ U_{Netz,\beta}(t) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} -R_{Netz}/L_{Netz} & 0 & 1/L_{Netz} & 0 \\ 0 & -R_{Netz}/L_{Netz} & 0 & 1/L_{Netz} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \\ U_{Netz,\alpha}(t) \\ U_{Netz,\beta}(t) \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} -1/L_{Netz} & 0 \\ 0 & -1/L_{Netz} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{PCC,\alpha}(t) \\ U_{PCC,\beta}(t) \end{bmatrix} \tag{3.37} \\
& \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(t) \\ I_{PCC,\beta}(t) \\ U_{Netz,\alpha}(t) \\ U_{Netz,\beta}(t) \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

Die grundlegenden Vorbetrachtungen zur Theorie des EKFs deuten bereits an, dass der Schätzalgorithmus in einem abgetasteten Regelsystem verwendet wird. Daher wird im folgenden Schritt der Formulierung eines angemessenen Prädiktionsmodells eine zeitdiskrete Zustandsraumbeschreibung des erweiterten Störgrößenmodells hergeleitet. Das zeitdiskrete Äquivalent zu der zeitkontinuierlichen Zustandsraumbeschreibung nach Glg. (3.37) berechnet sich zu:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k+1) \\ I_{PCC,\beta}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}(k+1) \end{bmatrix}_{t=k \cdot T_s} = \\
& \underbrace{\begin{bmatrix} \gamma & 0 & 1/R_{Netz}\{1-\gamma\} & 0 \\ 0 & \gamma & 0 & 1/R_{Netz}\{1-\gamma\} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{:=A_d} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k) \\ I_{PCC,\beta}(k) \\ U_{Netz,\alpha}(k) \\ U_{Netz,\beta}(k) \end{bmatrix}}_{:=\underline{x}(k)} + \\
& \underbrace{\begin{bmatrix} -1/R_{Netz}\{1-\gamma\} & 0 \\ 0 & -1/R_{Netz}\{1-\gamma\} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B_d} \underbrace{\begin{bmatrix} U_{PCC,\alpha}(k) \\ U_{PCC,\beta}(k) \end{bmatrix}}_{:=\underline{u}(k)} \quad (3.38)
\end{aligned}$$

mit $\gamma = \exp\left(-\frac{R_{Netz}}{L_{Netz}} T_s\right)$

$$\underbrace{\begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k) \\ I_{PCC,\beta}(k) \end{bmatrix}}_{:=\underline{y}(k)} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{:=C_d} \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k) \\ I_{PCC,\beta}(k) \\ U_{Netz,\alpha}(k) \\ U_{Netz,\beta}(k) \end{bmatrix}$$

Für die Berechnung des zeitdiskreten Äquivalents wird die Diskretisierungsmethode mit Berücksichtigung des Verhaltens eines Haltegliedes 0-ter Ordnung angewendet (engl. *zero-order hold discretization method*). Eine ausführliche Begründung der Wahl dieser Diskretisierungsmethode in Verbindung mit der zeitdiskreten Regelung von Netzpulsstromrichtern wird in Kap 4.2.4 (S. 98 ff.) gegeben. Das abgetastete System nach Glg. (3.38) ist unter Berücksichtigung der bereits beschriebenen Randbedingungen beobachtbar.

Die zeitdiskrete Zustandsraumbeschreibung nach Glg. (3.38) offenbart eine Unzulänglichkeit des bisher verwendeten Störgrößenmodells. Genau genommen wird hier die Störgröße der Netzspannung u_{Netz} als eine Gleichgröße modelliert, da die entsprechenden Koeffizienten der Systemmatrix A_d gleich Eins sind. Dieses Störgrößenmodell ist offensichtlich unzureichend für die Beschreibung der hauptsächlich sinusförmigen Netzspannungsverläufe des öffentlichen Verbundnetzes. Demnach bedarf das Störgrößenmodell der äquivalenten Netzspannung nachfolgend einer weitergehenden Betrachtung.

Zur Verfeinerung des Störgrößenmodells wird die äquivalente Netzspannung durch eine Überlagerung verschiedener sinusförmiger Spannungsverläufe dargestellt. Hierbei werden das Mitsystem der Grundschwingungsspannung $\underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1+}$ (positive Sequenz), das Gegen-system der Grundschwingungsspannung $\underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1-}$ (negative Sequenz), die fünfte Oberschwingungsspannung $\underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{5-}$ (negative Sequenz) und die siebente Oberschwingungsspannung $\underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{7+}$ (positive Sequenz) berücksichtigt:

$$\underline{U}_{\alpha\beta,Netz}(k) = \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1+}(k) + \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1-}(k) + \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{5-}(k) + \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{7+}(k) \quad (3.39)$$

Nach [102] (vgl. Kap. 5.3, S. 61 f.) werden durch diesen Modellierungsansatz die maßgebenden sinusförmigen Frequenzanteile der Netzspannung nachgebildet. Die Festlegung der Spannungssequenzen der Oberschwingungen basiert auf den natürlich im Verteilungsnetz auftretenden Spannungssequenzen [103] (vgl. Kap. 2.2, S. 16 ff.).

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1+}(k+1) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1-}(k+1) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{5-}(k+1) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{7+}(k+1) \end{bmatrix}_{t=k T_S} = \begin{bmatrix} \exp(j\Delta\vartheta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(-j\Delta\vartheta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \exp(-j5\Delta\vartheta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \exp(j7\Delta\vartheta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1+}(k) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{1-}(k) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{5-}(k) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{7+}(k) \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

$$\Delta\vartheta = 2\pi f_{Netz} T_S \quad (3.41)$$

Aus dem verfeinerten Störgrößenmodell folgt unmittelbar die Prädiktionsvorschrift der sinusförmigen Netzspannungsverläufe im stationären $\alpha\beta$ -KOS nach Glg. (3.40). Hierzu wird der entsprechende $\alpha\beta$ -Vektor einer jeden berücksichtigten Spannungskomponente um die Winkelauflösung $\Delta\vartheta$, vgl. Glg. (3.41), einer abgetasteten Grundschwingungsperiode in mathematisch positive Richtung gedreht.

Für den Fall, dass die Oberschwingungsspannungen nicht nur durch die natürlichen Sequenzkomponenten charakterisiert werden können, sondern durch etwaige Unsymmetrien überlagert werden, ist es möglich das dargestellte Störgrößenmodell zu erweitern. Eine allgemeine n -te Oberschwingungskomponente wird dann durch eine Überlagerung von einer positiven und negativen Sequenzkomponente beschrieben. Die Prädiktionsvorschrift lautet dann:

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{n+}(k+1) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{n-}(k+1) \end{bmatrix}_{t=k T_S} = \begin{bmatrix} \exp(jn\Delta\vartheta) & 0 \\ 0 & \exp(-jn\Delta\vartheta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{n+}(k) \\ \underline{U}_{\alpha\beta,Netz}^{n-}(k) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Die bisherigen Betrachtungen beziehen sich ausschließlich auf die elektrischen Zustandsgrößen des äquivalenten ohmsch-induktiven Netzmodells. Um eine geeignete Zustandsraumbeschreibung für die Formulierung des Schätzproblems zu erhalten, wird die zeitdiskrete Zustandsraumdarstellung nach Glg. (3.38) zunächst vereinfacht. Dazu werden die exponentiellen Abhängigkeiten der Koeffizienten der Systemmatrix A_d und der Eingangsmatrix B_d von den äquivalenten Netzparametern durch eine Taylorreihenentwicklung, welche nach der ersten Potenz abgebrochen wird, approximiert. Demnach ist:

$$\gamma = \exp\left(-\frac{R_{Netz}}{L_{Netz}} T_S\right) = \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{i!} \left(-\frac{R_{Netz}}{L_{Netz}} T_S\right)^i \approx 1 - \frac{R_{Netz}}{L_{Netz}} T_S \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k+1) \\ I_{PCC,\beta}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{1+}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{1+}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{1-}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{1-}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{5-}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{5-}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{7+}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{7+}(k+1) \end{bmatrix} \stackrel{:=\underline{x}(k+1)}{=} \\
 & = \begin{bmatrix} 1 - R_{Netz}/L_{Netz} T_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 - R_{Netz}/L_{Netz} T_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_s/L_{Netz} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\sin \Delta\theta & T_s/L_{Netz} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos \Delta\theta & -\sin \Delta\theta & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cos \Delta\theta & \sin \Delta\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\sin \Delta\theta & \cos \Delta\theta & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos 5\Delta\theta & \sin 5\Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\sin 5\Delta\theta & \cos 5\Delta\theta & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \cos 7\Delta\theta & -\sin 7\Delta\theta \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \sin 7\Delta\theta & \cos 7\Delta\theta \end{bmatrix} \stackrel{:=A}{=} \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k) \\ I_{PCC,\beta}(k) \\ U_{Netz,\alpha}^{1+}(k) \\ U_{Netz,\beta}^{1+}(k) \\ U_{Netz,\alpha}^{1-}(k) \\ U_{Netz,\beta}^{1-}(k) \\ U_{Netz,\alpha}^{5-}(k) \\ U_{Netz,\beta}^{5-}(k) \\ U_{Netz,\alpha}^{7+}(k) \\ U_{Netz,\beta}^{7+}(k) \end{bmatrix} \stackrel{:=\underline{x}(k)}{=} \\
 & + \begin{bmatrix} -T_s/L_{Netz} & 0 \\ 0 & -T_s/L_{Netz} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \stackrel{:=B}{=} \begin{bmatrix} U_{PCC,\alpha}(k) \\ U_{PCC,\beta}(k) \end{bmatrix} \stackrel{:=\underline{u}(k)}{=} \\
 & \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k) \\ I_{PCC,\beta}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \stackrel{:=C}{=} \underline{x}(k)
 \end{aligned}
 \tag{3.44}$$

Die Glg. (3.44) zeigt die aus der Vereinfachung der Matrixkoeffizienten und der Verfeinerung des Störgrößenmodells der äquivalenten Netzspannung resultierende Zustandsraumdarstellung. Diese Systembeschreibung dient nachfolgend als Grundlage der Beschreibung des finalen Parameterschätzproblems.

In Hinblick auf eine recheneffiziente Formulierung des Prädiktionsmodells und der Verringerung des Einflusses von Nichtlinearitäten auf die Parameterschätzung wird in [97] (vgl. Kap. 4.2.1, S. 87) die Einführung invertierter (bzw. reziproker) Größen für besonders kritische Streckenparameter vorgeschlagen. Hier steht vor allem die Reduzierung des Berechnungsaufwandes der Jacobi-Matrix F_k während des Prädiktionsschrittes des Erweiterten Kalman-Filters (vgl. Abb. 3.12) im Vordergrund. Für die Schätzung der Netzparameter ist die äquivalente Netzinduktivität L_{Netz} dieser kritische Streckenparameter. Daher wird die reziproke (äquivalente) Netzinduktivität l_{Netz} , statt der eigentlichen (äquivalenten) Netzinduktivität L_{Netz} , vgl. Glg. (3.45), für die finale Formulierung des Schätzproblems verwendet.

$$l_{Netz} := \frac{1}{L_{Netz}} \quad (3.45)$$

Das resultierende Prädiktionsmodell des Schätzproblems der äquivalenten Netzparameter wird in Glg. (3.46) dargestellt. Der erweiterte Zustandsvektor beinhaltet neben den elektrischen Systemzuständen auch die zeitvarianten Streckenparameter. Diese nichtlineare Beschreibung des Schätzproblems bildet die Grundlage für den bereits beschriebenen EKF Algorithmus zur Parameterdetektion. Folglich werden neben den Streckenparametern R_{Netz} und l_{Netz} auch die elektrischen Zustandsgrößen der äquivalenten Netzspannung u_{Netz} (aufgeteilt in die maßgebenden sinusförmigen Spannungskomponenten) und der Anschlussstrom i_{PCC} durch den EKF geschätzt. Die in diesem Prädiktionsmodell enthaltene vektorielle Funktion f wird für die Berechnung der Jacobi-Matrix F_k verwendet, vgl. Glg. (3.47). Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden die einzelnen Koeffizienten der Jacobi-Matrix im Anhang 8.6.1 (S. 327 ff.) zusammengefasst.

Sowohl das beschriebene Prädiktionsmodell, vgl. Glg. (3.46), als auch die berechnete Jacobi-Matrix, vgl. Glg. (3.47), werden im Prädiktionsschritt des EKFs verwendet. Die weiteren Berechnungsschritte des Algorithmus werden entsprechend der Abb. 3.12 durchgeführt. Dafür werden im Aktualisierungsschritt die Anschlussströme i_{PCC} (als Teil des erweiterten Zustandsvektors) und die Anschlussspannungen u_{PCC} (als Eingangsgröße) gemessen. Da die reziproke äquivalente Netzinduktivität l_{Netz} geschätzt wird, ist es notwendig das Detektionsergebnis für eine weitergehende Verwendung zu invertieren. Die Initialisierung der Filterzustände (d.h. $P_{k=0|a \text{ priori}}$ und $\underline{x}_{k=0|a \text{ priori}}$) und die Wahl der Kovarianzmatrizen (d.h. Q_k und R_k) wird als Teil der Bestimmung der Rauschparameter des EKFs in dem nächsten Abschnitt diskutiert.

$$\begin{aligned}
 & \begin{bmatrix} I_{PCC,\alpha}(k+1) \\ I_{PCC,\beta}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{1+}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{1+}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{1-}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{1-}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{5-}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{5-}(k+1) \\ U_{Netz,\alpha}^{7+}(k+1) \\ U_{Netz,\beta}^{7+}(k+1) \\ R_{Netz}(k+1) \\ l_{Netz}(k+1) \end{bmatrix} \stackrel{:=\underline{x}(k+1)}{=} \\
 & \begin{bmatrix} \{1 - R_{Netz}(k)l_{Netz}(k)\} I_{PCC,\alpha}(k) + \{U_{Netz,\alpha}^{1+}(k) + U_{Netz,\alpha}^{5-}(k) + U_{Netz,\alpha}^{7+}(k) + U_{PCC,\alpha}(k)l_{Netz}(k)T_s\} l_{Netz}(k)T_s \\ \{1 - R_{Netz}(k)l_{Netz}(k)\} I_{PCC,\beta}(k) + \{U_{Netz,\beta}^{1+}(k) + U_{Netz,\beta}^{5-}(k) + U_{Netz,\beta}^{7+}(k) + U_{PCC,\beta}(k)l_{Netz}(k)T_s\} l_{Netz}(k)T_s \\ \cos \Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{1+}(k) - \sin \Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{1+}(k) \\ \sin \Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{1+}(k) + \cos \Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{1+}(k) \\ \cos \Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{1-}(k) + \sin \Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{1-}(k) \\ -\sin \Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{1-}(k) + \cos \Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{1-}(k) \\ \cos 5\Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{5-}(k) + \sin 5\Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{5-}(k) \\ -\sin 5\Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{5-}(k) + \cos 5\Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{5-}(k) \\ \cos 7\Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{7+}(k) - \sin 7\Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{7+}(k) \\ \sin 7\Delta\vartheta U_{Netz,\alpha}^{7+}(k) + \cos 7\Delta\vartheta U_{Netz,\beta}^{7+}(k) \\ R_{Netz}(k) \\ l_{Netz}(k) \end{bmatrix} \\
 & \stackrel{:=\underline{f}\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{=}
 \end{aligned} \tag{3.46}$$

$$\begin{aligned}
 & F(k) = \frac{\partial \underline{f}\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial \underline{x}} = \\
 & \begin{bmatrix} F_{1,1}(k) & 0 & F_{1,3}(k) & 0 & F_{1,5}(k) & 0 & F_{1,7}(k) & 0 & F_{1,9}(k) & 0 & F_{1,11}(k) & F_{1,12}(k) \\ 0 & F_{2,2}(k) & 0 & F_{2,4}(k) & 0 & F_{2,6}(k) & 0 & F_{2,8}(k) & 0 & F_{2,10}(k) & F_{2,11}(k) & F_{2,12}(k) \\ 0 & 0 & F_{3,3}(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & F_{4,3}(k) & F_{4,4}(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{5,5}(k) & F_{5,6}(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & F_{6,5}(k) & F_{6,6}(k) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{7,7}(k) & F_{7,8}(k) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{8,7}(k) & F_{8,8}(k) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{9,9}(k) & F_{9,10}(k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & F_{10,9}(k) & F_{10,10}(k) & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
 & \tag{3.47}
 \end{aligned}$$

3.3.3 Initialisierung, Bestimmung der Rauschparameter und Systemanregung

Der vorhergehende Abschnitt stellt das Prädiktionsmodell und den grundlegenden Algorithmus des EKF für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter vor. Nachfolgend werden weitere für die praktische Umsetzung des Parameterschätzers relevante Punkte diskutiert. Genauer wird die Initialisierung der *a priori* Filterzustände, die Bestimmung der Rauschparameter und die Anregung des Systems erörtert.

Initialisierung:

Für den Initialisierungsschritt des EKF gilt es sowohl den *a priori* Zustandsvektor $\underline{x}_{k=0|a\text{ priori}}$ als auch die *a priori* Fehlerkovarianzmatrix $P_{k=0|a\text{ priori}}$ festzulegen. Die Initialisierung des *a priori* Zustandsvektors erfolgt durch einfache physikalische Vorüberlegungen. In der Glg. (3.48) sind die Initialisierungswerte der einzelnen Einträge des festzulegenden *a priori* Zustandsvektors im Initialisierungsschritt aufgeschlüsselt. Die Werte basieren auf einer Analyse der am Laborsystem vorherrschenden Netzbedingungen. Bei abweichenden Anschlussbedingungen sollten die angegebenen Werte kritisch beurteilt und ggf. angepasst werden.

$$\begin{aligned}
 I_{PCC,\alpha}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= I_{d,ref}(k=0) \\
 I_{PCC,\beta}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0 \\
 U_{Netz,\alpha}^{1+}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= \hat{U}_{Netz,nom} \\
 U_{Netz,\beta}^{1+}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0 \\
 U_{Netz,\alpha}^{1-}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0,01 \cdot \hat{U}_{Netz,nom} \\
 U_{Netz,\beta}^{1-}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0 \\
 U_{Netz,\alpha}^{5-}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0,05 \cdot \hat{U}_{Netz,nom} \\
 U_{Netz,\beta}^{5-}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0 \\
 U_{Netz,\alpha}^{7+}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0,02 \cdot \hat{U}_{Netz,nom} \\
 U_{Netz,\beta}^{7+}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= 0 \\
 R_{Netz}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= R_{Netz,nom} \\
 l_{Netz}(k=0)|_{a\text{ priori}} &= \frac{1}{L_{Netz,nom}}
 \end{aligned} \tag{3.48}$$

Nach [97] (vgl. Kap. 4.2.2, S.91) wird für die Initialisierung der *a priori* Fehlerkovarianzmatrix $P_{k=0}|_{a\ priori}$ eine Betrachtung der Standardabweichungen der zu erwartenden Zustandsschätzfehler vorgeschlagen. Dazu wird die *a priori* Fehlerkovarianzmatrix zunächst in Diagonalform gewählt. Demnach ist:

$$P(k=0)|_{a\ priori} = \text{diag}\{p_{1,1}, \dots, p_{12,12}\} \quad (3.49)$$

Durch die Diagonaleinträge der Fehlerkovarianzmatrix wird die geschätzte Standardabweichung $\hat{\sigma}_i$ der berechneten Elemente der Korrekturmatrix K_k des EKF's beschrieben. Es gilt (nach [97], Kap. 4.2.2, S.91):

$$\hat{\sigma}_i = \sqrt{p_{i,i}} \quad (3.50)$$

Die Initialisierung der einzelnen Diagonalelemente der *a priori* Fehlerkovarianzmatrix kann also als ein Maß angesehen werden, inwieweit der Initialisierung des *a priori* Zustandsvektors vertraut wird. Für die hier betrachteten Netzbedingungen haben sich Initialisierungswerte der Diagonalelemente $p_{i,i}$ zwischen 0,1 und 10 als zielführend erwiesen.

Bestimmung der Rauschparameter:

Obwohl es in der Fachliteratur eine Vielzahl von bereits erprobten Strategien für die Bestimmung der Rauschparameter des EKF's gibt, vgl. z.B. [41] (Kap. 4.5, S. 84 ff.), [104], [105] oder [106], bleibt deren Festlegung ein komplexes Problem. Neben physikalischen Randbedingungen fließen für die Bestimmung der Rauschparameter auch Überlegungen zu Struktur- bzw. Parameterunsicherheiten ein.

Um die Bestimmung der Rauschparameter für das hier gestellte Schätzproblem zu vereinfachen wird angenommen, dass sowohl die Kovarianzmatrix des Messrauschens R_k als auch die Kovarianzmatrix des Prozessrauschens Q_k Diagonalform besitzen und zeitinvariant sind. Demnach bestimmen sich die Kovarianzmatrizen zu:

$$R_k = R = \text{diag}\{r_{1,1}, r_{2,2}\} \quad (3.51)$$

$$Q_k = Q = \text{diag}\{q_{1,1}, \dots, q_{12,12}\} \quad (3.52)$$

Mit der Einschränkung, dass ausschließlich symmetrische und dreiphasige Dreileitersysteme betrachtet werden, vereinfacht sich die Bestimmung der Rauschparameter weiterhin. In diesem Fall ist zu erwarten, dass die Kovarianzen der α - und β -Komponenten der einzelnen elektrischen Zustandsvariablen identisch sind. Folglich werden die Diagonalelemente der Kovarianzmatrix des Messrauschens R festgelegt zu:

$$r_{1,1} = r_{2,2} = r_{ipcc} \quad (3.53)$$

Die Diagonalelemente der Kovarianzmatrix des Prozessrauschens Q werden bestimmt durch:

$$\begin{aligned}
 q_{1,1} &= q_{2,2} = q_{ipcc} \\
 q_{3,3} &= q_{4,4} = q_{U_{netz,1+}} \\
 q_{5,5} &= q_{6,6} = q_{U_{netz,1-}} \\
 q_{7,7} &= q_{8,8} = q_{U_{netz,5-}} \\
 q_{9,9} &= q_{10,10} = q_{U_{netz,7+}} \\
 q_{11,11} &= q_{R_{netz}} \\
 q_{12,12} &= q_{R_{netz}}
 \end{aligned} \tag{3.54}$$

Durch die getroffenen Annahmen vereinfacht sich die Bestimmung der Rauschparameter hinsichtlich der Festlegung von:

- der Kovarianz des Messrauschens des Anschlussstromes r_{ipcc} ,
- der Kovarianz des Prozessrauschens des Anschlussstromes q_{ipcc} ,
- der Kovarianz des Prozessrauschens der äquivalenten Netzspannung $q_{unetz,1+}$ (Grundschiwingung, positive Sequenz),
- der Kovarianz des Prozessrauschens der äquivalenten Netzspannung $q_{unetz,1-}$ (Grundschiwingung, negative Sequenz),
- der Kovarianz des Prozessrauschens der äquivalenten Netzspannung $q_{unetz,5-}$ (fünfte Oberschiwingung, negative bzw. natürliche Sequenz),
- der Kovarianz des Prozessrauschens der äquivalenten Netzspannung $q_{unetz,7+}$ (siebente Oberschiwingung, positive bzw. natürliche Sequenz) sowie
- der Festlegung der Kovarianzen des Prozessrauschens des äquivalenten Netzwidestandes $q_{R_{netz}}$ und der äquivalenten reziproken Netzinduktivität $q_{l_{netz}}$.

Die Bestimmung der Rauschparameter für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter durch den EKF erfolgt nun in drei Schritten:

1. Es wird die kleinste untere Schranke (*Infimum*) der Kovarianz des Messrauschens des Anschlussstromes r_{ipcc} durch eine theoretische Abschätzung des maximalen Quantisierungsfehlers bestimmt.
2. Die Approximation des Infimums von r_{ipcc} wird durch eine messtechnische Analyse verfeinert.
3. Der genaue Wert von r_{ipcc} sowie die verbleibenden Rauschparameter werden durch die heuristische Methode nach Versuch und Irrtum (engl. *trial-and-error method*) am Laborsystem bestimmt. Dabei werden die wichtigsten Erkenntnisse der durchgeführten Experimente für die Formulierung einer schrittweisen Anleitung zur Bestimmung der Rauschparameter verwendet.

Um eine erste Näherung der kleinsten unteren Schranke der Kovarianz des Messrauschens des Anschlussstromes r_{ipcc} zu erhalten, wird eine Abschätzung des maximalen Quantisierungsfehlers der analog-zu-digital Wandlung (kurz: AD-Wandlung) der Strommessung durchgeführt. Entscheidend für die Bestimmung des maximalen Quantisierungsfehlers sind die Quantisierungsmethode und die Bit-Auflösung der verwendeten AD-Wandler. Die im Laborsystem verwendeten AD-Wandler (vgl. Anhang 8.4.2, Tab. 8.12, S. 319) nutzen die Puls-Code-Modulationsmethode zur Quantisierung der Eingangssignale und haben eine *16 Bit* Auflösung. Folglich wird bei Vollaussteuerung des AD-Wandlers (Spitze-zu-Spitze Wert) das Eingangssignal auf N Bit äquidistant verteilt. Der maximale Quantisierungsfehler $\Delta\varepsilon_{ipcc}$ der AD-Wandlung der Strommessung berechnet sich dann zu:

$$\Delta\varepsilon_{ipcc} = \frac{2 \cdot S}{2^N} \quad (3.55)$$

Dabei beschreibt S die maximal darstellbare Stromamplitude des verwendeten AD-Wandlers. Wird zusätzlich angenommen, dass der Quantisierungsfehler innerhalb der Grenzen $-\Delta\varepsilon_{ipcc}/2 \dots \Delta\varepsilon_{ipcc}/2$ gleichverteilt ist, dann wird die Kovarianz des Quantisierungsrauschens approximiert nach (vgl. [106]):

$$r_{ipcc} \approx \left(\frac{\Delta\varepsilon_{ipcc}}{2} \right)^2 \underset{\substack{N=16 \\ S=62,5 A}}{=} 0,9 \text{ (mA)}^2 \quad (3.56)$$

Da hierbei weitere potentielle Rauschquellen, z.B. hervorgerufen durch eine zusätzliche Messwertfilterung, der Signalübertragung oder Störeinkopplungen, unbeachtet bleiben, wird diese Abschätzung durch eine zusätzliche messtechnische Analyse verfeinert.

In [107] (vgl. Kap. 9.1.4, S. 390) wird hierfür ein geeignetes Messverfahren vorgestellt. Das Verfahren basiert auf einer Analyse des Messrauschens der Stromsensoren im Leerlauf. Zunächst werden N Abtastwerte des zu vermessenden Signalpfades zu einem Messvektor \underline{y} zusammengefasst und daraus der gleitende Mittelwert \underline{y}_{mean} bestimmt:

$$\underline{y}_{mean}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \underline{y}(k-i) \quad (3.57)$$

Der gleitende Mittelwert wird als deterministisches Signal interpretiert. Der Schätzwert der Kovarianz \underline{r} des Messvektors bestimmt sich dann zu:

$$\underline{r}(k) \approx \frac{1}{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \left[\underline{y}(k-i) - \underline{y}_{mean}(k) \right] \left[\underline{y}(k-i) - \underline{y}_{mean}(k) \right]^T \quad (3.58)$$

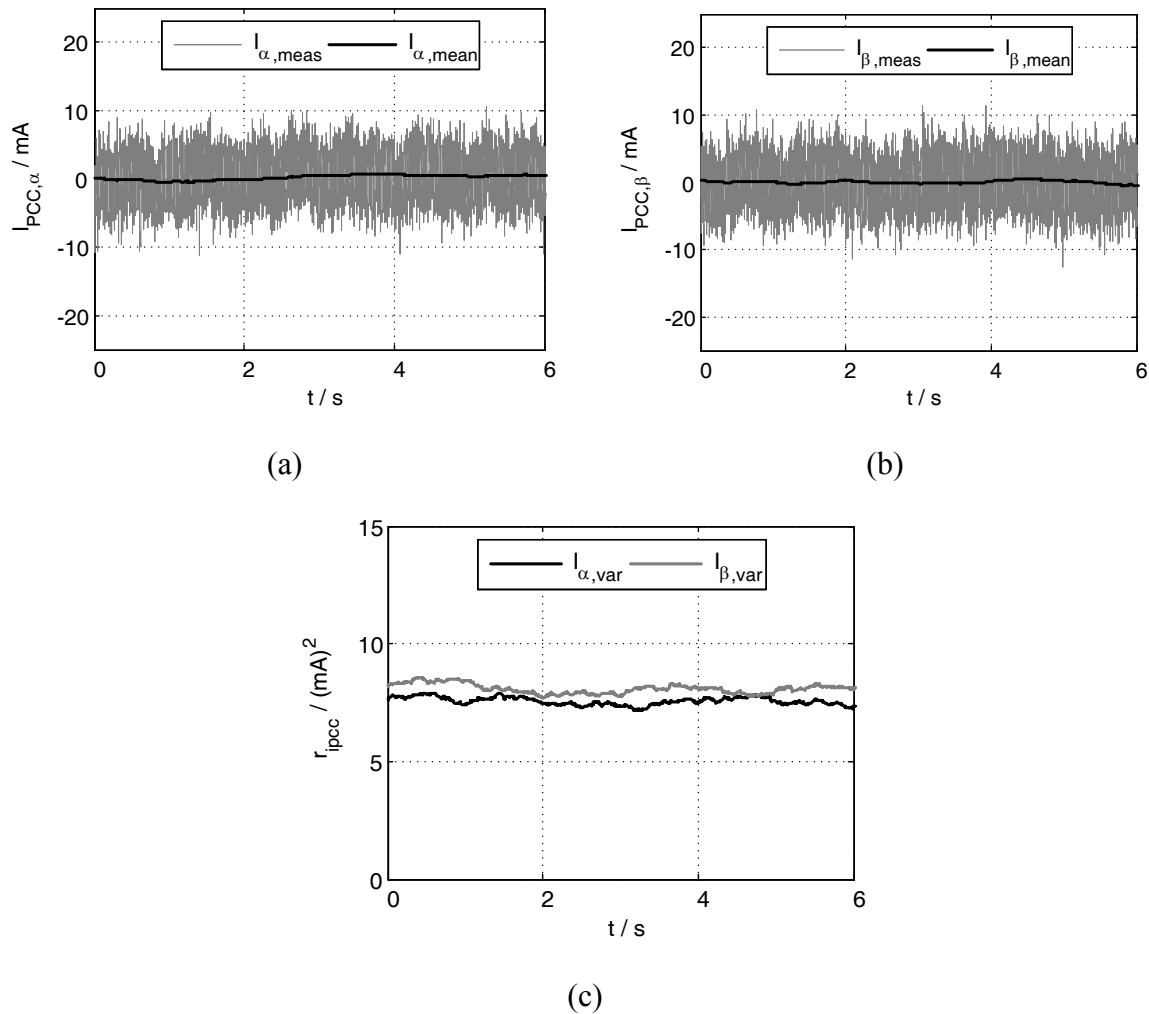


Abb. 3.14: Abschätzung der Kovarianz des Messrauschens r_{ipcc} des Anschlussstromes i_{PCC} (Messverfahren nach [107], Kap. 9.1.4, S. 390, $N = 8000$, $f_s = 5,1$ kHz):
 Gemessene Verläufe der (a) α -Komponente von i_{PCC} , (b) β -Komponente von i_{PCC} und
 (c) berechneter Verlauf der Kovarianz des Messrauschens r_{ipcc}

Die Abb. 3.14 zeigt die Näherung der Kovarianz des Messrauschens des Anschlussstromes r_{ipcc} am verwendeten Laborsystem nach dem vorgestellten Messverfahren. In Abb. 3.14 (a) sind die Verläufe der gemessenen α -Komponente (Index: *meas*) und dem daraus berechneten gleitenden Mittelwert (Index: *mean*) dargestellt. Die Abb. 3.14 (b) zeigt die entsprechenden Verläufe der β -Komponente. Die aus den dargestellten Messwerten berechneten Kovarianzen des Strommessrauschens r_{ipcc} sind in Abb. 3.14 (c) abgebildet. Der Messverlauf zeigt, dass die Kovarianzen der α - bzw. β -Komponente im abgebildeten Zeitintervall nahezu identisch und in guter Näherung zeitinvariant sind.

Aufgrund der durchgeführten Messungen wird die Abschätzung der Kovarianz des Strommessrauschens verfeinert zu:

$$r_{ipcc} \stackrel{\text{hier}}{\approx} 7,5 (mA)^2 \quad (3.59)$$

Der letzte Schritt der Bestimmung der Rauschparameter besteht in einer messtechnischen Analyse des EKF zur Schätzung der äquivalenten Netzparameter unter Laborbedingungen. Hierbei werden die finalen Rauschparameter der Kovarianz des Messrauschens R und der Kovarianz des Prozessrauschens Q durch die Methode nach Versuch und Irrtum iterativ bestimmt. Bei der experimentellen Bestimmung der Rauschparameter werden zwei grundsätzliche Vorüberlegungen berücksichtigt: (1) Die Rauschparameter des Messrauschens können unter Beachtung der beschriebenen Vorabanalysen dazu genutzt werden etwaige Modellungenauigkeiten auszugleichen [108]. (2) Über die Rauschparameter des Prozessrauschens der zu detektierenden Streckenparameter, hier also $q_{R_{Netz}}$ und $q_{I_{Netz}}$, kann die Detektionsdynamik des EKF eingestellt werden. Hierbei führt eine Erhöhung dieser Prozessrauschparameter zu einer Erhöhung der Detektionsdynamik bei gleichzeitig zusätzlicher Verstärkung des Messrauschens. Demzufolge erscheint das Detektionsergebnis im stationären Zustand für zunehmende Prozessrauschparameter „verrauschter“, vgl. [97] (Kap. 4.2.3, S. 98 f.).

Die experimentelle Einstellung der finalen Rauschparameter des EKF erfolgt über die nachfolgend schrittweise beschriebene Herangehensweise:

- (Schritt 1) Beginne die Experimente mit der verfeinerten Abschätzung der Kovarianz des Strommessrauschens r_{ipcc} . Verändere die Einstellung von r_{ipcc} ggf. so, dass der geschätzte Verlauf des Anschlussstromes dem tatsächlichen (abgetasteten) Verlauf folgt ohne dabei das Messrauschen signifikant zu verstärken.
- (Schritt 2) Bestimme die Prozessrauschparameter der geschätzten äquivalenten Netzspannung, d.h. $q_{U_{Netz,1+}}$, $q_{U_{Netz,1-}}$, $q_{U_{Netz,5-}}$ und $q_{U_{Netz,7+}}$ (in dieser Reihenfolge). Starte hier mit der Festlegung der Rauschparameter der Grundschwingungsspannung $q_{U_{Netz,1+}}$ bzw. $q_{U_{Netz,1-}}$. Vergleiche jeweils die gemessenen Verläufe der Anschlussspannung u_{PCC} mit den geschätzten Verläufen der äquivalenten Netzspannung im Leerlauf des Umrichters. Vergleiche weiterhin die entsprechenden Verläufe der fünften und siebenten Oberschwingungsspannungen für die Einstellung von $q_{U_{Netz,5-}}$ bzw. $q_{U_{Netz,7+}}$. Stelle die Prozessrauschparameter so ein, dass die geschätzten Verläufe der äquivalenten Netzspannung den gemessenen Verläufen der Anschlussspannung folgen. Die Verläufe sollten plausibel sein, also in Frequenz, Form und Höhe den erwarteten Anschlussbedingungen entsprechen.
- (Schritt 3) Lege die Rauschparameter des äquivalenten Netzwidestandes $q_{R_{Netz}}$ und der äquivalenten reziproken Netzinduktivität $q_{I_{Netz}}$ fest. Vergleiche dazu die geschätzten Impedanzverläufe mit den erwarteten Anschlussbedingungen. Falls es möglich ist, führe eine Referenzmessung durch. Schalte dazu eine bekannte ohmsch-induktive Impedanz zwischen Netzpulsstromrichter und dem zu detektierenden Netzanchlusspunkt. Das Detektionsergebnis sollte hierbei um die bekannte Referenzimpedanz abweichen.
- (Schritt 4) Falls das Detektionsergebnis unbefriedigend ist oder keine Konvergenz des EKF erreicht wird, starte die Bestimmung der Rauschparameter erneut (beginnend mit dem ersten Schritt). Verwende dazu einen leicht veränderten Wert von r_{ipcc} .

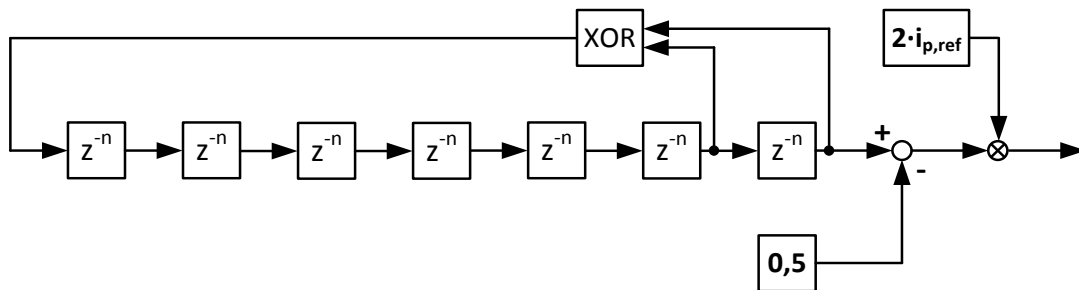


Abb. 3.15: Sollwert-Generator des Referenzstromes der q -Komponente des netzseitigen Stromes i_{PCC} durch ein 7 Bit pseudo-stochastisches Binärsignal (PRBS) [109]

Eine iterative Anwendung dieses Auslegungsschemas ermöglicht eine zielführende und zeiteffiziente Festlegung aller Rauschparameter des beschriebenen EFKs für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter. Im Anhang 8.6.3 (vgl. Tab. 8.20, S. 330) sind die verschiedenen Einstellungen des EFKs für die betrachteten Systemkonfigurationen zusammengefasst.

Systemanregung:

Die Verwendung des EFKs soll eine Identifikation der äquivalenten Netzparameter bei einer möglichst geringen Systemanregung (minimal-invasiv) ermöglichen. Dabei ist im Idealfall eine Parameteridentifikation durch die im Netz vorhandenen Störgrößen anzustreben. Bereits im öffentlichen Verbundnetz vorhandene Störgrößen können z.B. Netzzrückwirkungen angeschlossener Netzpulsstromrichter, Schalthandlungen großer elektrischer Lasten oder natürliche (u.a. thermische) Rauschprozesse sein. Die praktischen Analysen des EFKs (unter Laborbedingungen) haben weiterhin gezeigt, dass Betriebspunktwechsel des Netzpulsstromrichters, hervorgerufen beispielsweise durch veränderte Lastbedingungen oder eine Variation der Blindleistungseinspeisung, die Konvergenzeigenschaften der Parameterschätzung positiv beeinflussen. Diese Erkenntnis liegt im Einklang mit den bisher in der Literatur beschriebenen EKF-basierten Schätzverfahren, vgl. z.B. [97] (Kap. 4.2.2, S. 91 ff.). In Hinblick auf eine möglichst allgemeingültige und systemunabhängige Bewertung des EFKs für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter wird daher ein gezielter Betriebspunktwechsel der Blindleistungseinspeisung des Netzpulsstromrichters vorgesehen. Eine Variation der Blindleistungseinspeisung wird dabei durch eine Veränderung des q -Stromsollwertes der Stromregelung herbeigeführt. Der Referenzwert der q -Stromkomponente wird hier durch einen mittelwertfreien pseudo-stochastischen Binärsignal-Sollwertgenerator (kurz: PRBS-Sollwertgenerator) mit variabler Amplitudenhöhe erzeugt [109].

Die Abb. 3.15 zeigt den mittelwertfreien 7 Bit PRBS-Sollwertgenerator mit variabler Amplitudenhöhe (hier beschrieben durch $i_{q,ref}$) für die Erzeugung des q -Stromreferenzwertes. Der Sollwertgenerator besteht aus sieben Schieberegistern und einem XOR-Gatter (exklusives Oder, engl. *exclusive or*). Jedes der sieben Schieberegister besteht aus n Einzelregistern. Die kürzeste (minimale) Impulsdauer $T_{imp,min}$ des PRBS-Signals berechnet sich nach:

$$T_{imp,min} = n \cdot T_s \quad (3.60)$$

Die Gesamtlänge der gewählten PRBS-Bitsequenz n_{PRBS} ist dann:

$$n_{PRBS} = 2^{n_{Register}} - 1 \quad (3.61)$$

Dabei beschreibt $n_{Register}$ die Anzahl der Schieberegister des PRBS-Generators (im Beispiel ist $n_{Register} = 7$). Aus der Gesamtlänge der PRBS-Bitsequenz folgt unmittelbar die Periodendauer des generierten PRBS-Signals zu:

$$T_{PRBS} = n_{PRBS} \cdot T_{imp,min} \quad (3.62)$$

Die Höhe der Amplitude des PRBS-Signals ist variierbar. In der nachfolgenden experimentellen Untersuchung des EKF's wird die eingespeiste Blindleistung zwischen 15-25 % der Nennscheinleistung variiert. Diese PRBS bedingten Betriebspunktveränderungen des Netzpulsstromrichters werden als gering eingestuft, da diese mit einer Periodendauer T_{PRBS} von 2,54 s sowie einer minimalen Impulsdauer $T_{imp,min}$ von 20 ms durchgeführt werden und lediglich aktive Lastbedingungen nachbilden sollen.

Tab. 3.4: Zusammenfassung der gewählten Randbedingungen der Untersuchungen (falls keine abweichenden Angaben)

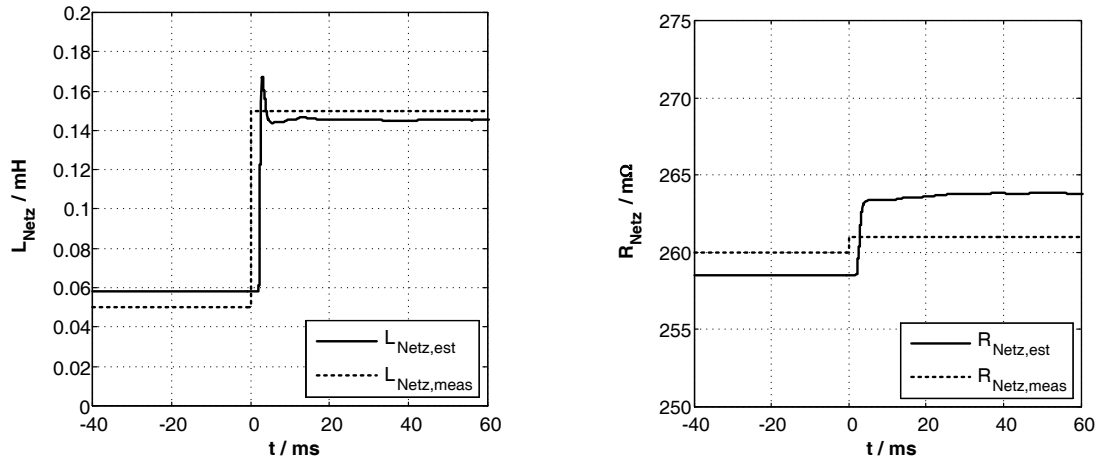
Variable	Beschreibung	Wert (pu)
$U_{LL,n}$	Spannung am Netzanschlusspunkt	400 V (1,0)
U_{DC}	geregelte Zwischenkreisspannung	700 V (1,75)
$U_{DC,Boost}$	Zwischenkreisspannungsreserve	95 V (0,24)
ω_{grid}	Netzkreisfrequenz	2π 50 Hz (1,0)
$f_{Träger}$	PWM-Trägerfrequenz (a-PWM)	2,55 kHz (51)
PWM	Pulsweiten-Modulationsverfahren	SVM-PWM
T_{PRBS}	Periodendauer des PRBS-Sollwertgenerators	2,54 s (-)
$T_{imp,min}$	minimale Impulsdauer des PRBS-Sollwertgenerators	20 ms (-)
L_{fc}	umrichterseitige Induktivität des LCL-Filters	3,0 mH (0,18)
R_{fc}	Wicklungswiderstand der umrichterseitigen Induktivität des LCL-Filters	180 mΩ (0,03)
L_{fg}	netzseitige Induktivität des LCL-Filters	1,0 mH (0,06)
R_{fg}	Wicklungswiderstand der netzseitigen Induktivität des LCL-Filters	60 mΩ (0,01)
C_f	Filterkondensator des LCL-Filters	16,2 μF (0,03)
R_{ESR}	äquivalenter Serienwiderstand der Kapazität des LCL-Filters	50 mΩ (0,009)

3.3.4 Messergebnisse

In der Tab. 3.4 sind die gewählten Randbedingungen der Experimente zusammengefasst. Die Regelungsparameter sind identisch zu den bereits in Kap. 3.2.3 (vgl. Tab. 3.3, S. 45) beschriebenen Einstellungen. Es wird der bestehende Laborteststand genutzt, wobei das drehzahlvariable Antriebssystem für die Nachbildung aktiver Lastbedingungen genutzt wird. Ferner wird die Nachbildung veränderlicher Netzbedingungen (kurz: NVN) für die Emulation transienter (sprunghafter) Änderungen der Netzimpedanz verwendet. Die Vorbelastung des Labornetzes wird durch den zur Verfügung stehenden Netzimpedanzanalysator bestimmt.

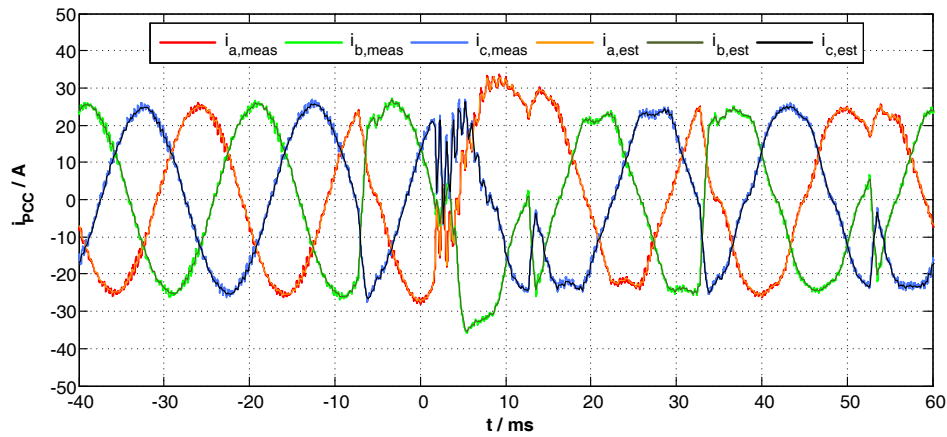
Im Sinne der Übersichtlichkeit der Ergebnisse werden nachfolgend lediglich sprunghafte Veränderungen der Netzimpedanz diskutiert. Die Detektion quasi-stationärer Netzimpedanzverhältnisse stellt dabei einen Sonderfall dar und wird durch den eingeschwungenen Zustand des EKF vor und nach dem emulierten Sprung der Impedanz berücksichtigt. Die messtechnischen Untersuchungen werden in zwei Stufen durchgeführt. Zunächst wird die Detektion eines Sprunges der Netzimpedanz von den tatsächlich im Labor vorherrschenden Netzbedingungen um die kleinste durch die NVN zuschaltbare Induktivität betrachtet. Hierbei werden alle relevanten Verläufe der Zustandsgrößen des EKF vorgestellt und diskutiert. Die Präsentation dieser Messergebnisse ermöglicht es die grundlegende Funktionsweise des Parameterschätzers unter Laborbedingungen zu studieren. In der zweiten Stufe der Untersuchungen werden weitere Messergebnisse für charakteristische Sprünge der äquivalenten Netzimpedanz vorgestellt. Der Fokus dieser Experimente liegt auf der Gegenüberstellung der Detektionsdynamiken der äquivalenten Netzparameter R_{Netz} und L_{Netz} des EKF für verschiedene Anfangsbedingungen und Sprunghöhen der äquivalenten Netzimpedanz.

Zunächst werden die Messergebnisse des Sprunges der Netzimpedanz von den tatsächlich im Labor vorherrschenden Netzbedingungen (d.h. $L_{vor,start} = 0 \text{ mH}$) um die kleinste durch die NVN zuschaltbare Induktivität (d.h. $L_{vor,end} = 0,1 \text{ mH}$) vorgestellt. Die Abb. 3.16 (a) zeigt die Verläufe der durch den Netzimpedanzanalysator vermessenen (Index: *meas*) bzw. durch den Kalman-Filter geschätzten (Index: *est*) äquivalenten Netzinduktivität L_{Netz} während des emulierten Netzimpedanzsprunges. Die Abb. 3.16 (b) zeigt die entsprechenden Verläufe des äquivalenten Netzwidestandes R_{Netz} . Die geschätzte äquivalente Netzinduktivität und der geschätzte äquivalente Netzwidestand folgen im Wesentlichen den im Vorfeld des Experimentes vermessenen äquivalenten Netzparametern. Es wird eine Detektionszeit (Anregelzeit) t_{detect} von ca. 2 ms erreicht. Nach ca. 10 ms (Ausregelzeit) des Netzimpedanzsprunges stellen sich quasi-stationäre Verhältnisse ein. Sowohl die geschätzte Netzinduktivität als auch der geschätzte Netzwidestand zeigen eine stationäre Abweichung zwischen den gemessenen und den geschätzten Verläufen ($\Delta L \approx 8 \mu\text{H}$, $\Delta R \approx 2 \dots 4 \text{ m}\Omega$). Der relative, auf den absoluten Schätzwert bezogene, Detektionsfehler wird dabei jedoch als klein eingeschätzt ($\Delta L_{Netz,[\%]} \approx 5 \dots 15 \%$, $\Delta R_{Netz,[\%]} \approx 1 \dots 2 \%$).

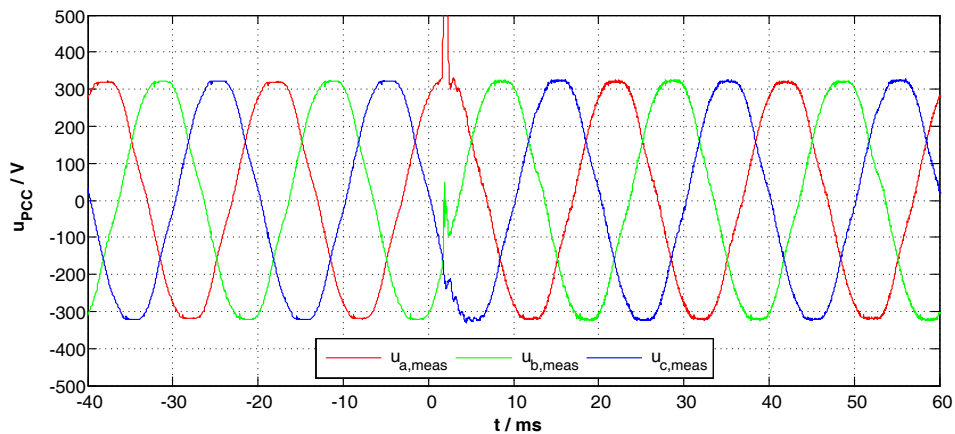


(a)

(b)



(c)



(d)

Abb. 3.16: Schätzung einer sprunghaften Änderung der äquivalenten Netzimpedanz durch den EKF ($P = -10 \text{ kW}$, $Q = \pm 7,5 \text{ kVAr}$, $T_{PRBS} = 2,54 \text{ s}$, Netzverhältnisse:

$L_{\text{Netz,meas}} = 50 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz,meas}} = 260 \text{ m}\Omega$, $L_{\text{vor,start}} = 0,0 \text{ mH}$, $L_{\text{vor,end}} = 0,1 \text{ mH}$):

- (a) äquivalente Netzinduktivität L_{Netz} , (b) äquivalenter Netzwidestand R_{Netz} , (c) netzseitiger Stromverlauf i_{PCC} sowie (d) Verlauf der Anschlussspannung u_{PCC}

In den Abb. 3.16 (c) und (d) sind die gemessenen dreiphasigen Verläufe des Anschlussstromes i_{PCC} und der Anschlussspannung u_{PCC} während des emulierten Netzimpedanzsprunges dargestellt. In der Abb. 3.16 (c) wird zudem eine Gegenüberstellung der gemessenen und der geschätzten Stromverläufe berücksichtigt. Grundsätzlich folgen die geschätzten Stromverläufe den tatsächlich gemessenen Verläufen mit einer hohen Dynamik. Die inhärente Filterwirkung des EKF's ist an einer deutlichen Abnahme des schalthandlungsbedingten Oberschwingungsanteils des gemessenen gegenüber den geschätzten Stromverläufen zu erkennen. Direkt nach dem Sprung der Netzimpedanz (Sprung bei $t = 0$ s) sind hohe Oszillationen der gemessenen Anschlussströme zu erkennen. Diese Oszillationen werden durch den im Experiment verwendeten (aktiv gedämpften) netzseitigen LCL-Filter hervorgerufen und sind Gegenstand weiterführender Untersuchungen im Kap. 4.4. Nachdem (d.h. für $t \geq 10$ ms) die resonanten Stromüberschwingungen gedämpft wurden (durch eine netzadaptive aktive Dämpfung, vgl. Kap. 4.4.5, S. 178 ff.), sind weitere niederfrequente Oberschwingungsanteile zu erkennen. Genauer wird in diesem Zeitraum der netzseitige Strom durch eine fünfte und siebente Oberschwingung überlagert. Diese Oberschwingungsbelastung resultiert aus der in der Stromregelung implementierten Beobachter-basierten Störgrößenkompensation [110] des Einflusses der Gegenspannung des Netzes, welche sich in diesem Zeitraum noch im transienten Zustand befindet. Die gemessenen Verläufe der Anschlussspannung u_{PCC} , vgl. Abb. 3.16 (d), zeigen eine transiente Spannungsspitze direkt nach dem Sprung der Netzimpedanz. Dieser wird durch die Schaltvorgänge der verwendeten NVN hervorgerufen. Des Weiteren ist eine Zunahme des schalthandlungsbedingten Oberschwingungsanteils nach dem Netzimpedanzsprung festzuhalten, welche auf die zunehmenden Netzrückwirkungen des Stromrichters für die schwächer werdenden Netzbedingungen zurückgeführt wird.

Um die in Abb. 3.16 (a) bzw. (b) festgestellte stationäre Abweichung der geschätzten äquivalenten Netzparameter von den gemessenen Werten genauer zu analysieren, zeigt die Abb. 3.17 (a) und (b) die relative Netzkurzschlussleistung $S_{sc,Netz}$ und das X/R-Verhältnis des Netzes X/R_{Netz} . Es werden abermals die im Vorfeld des Experimentes vermessenen und die geschätzten Netzparameter gegenübergestellt. Auch in dieser Darstellungsweise ist eine stationäre Abweichung der detektierten von den gemessenen Verläufen festzuhalten, jedoch wird der relative Detektionsfehler (ca. 2 % für $S_{sc,Netz}$ und 10 % bei X/R_{Netz}) als sehr gering und tolerierbar bewertet. Zur Verdeutlichung des für das Experiment gewählten Betriebspunktes zeigen die Abb. 3.17 (c) und (d) die gemessenen Verläufe des Anschlussstromes i_{PCC} in dem rotierenden dq^{l+} -KOS. Genauer zeigt die Abb. 3.17 (c) die gemessenen Ist- bzw. Sollverläufe der d -Stromkomponente und die Abb. 3.17 (d) die entsprechenden Verläufe der q -Stromkomponente. Die bereits bei der Diskussion der dreiphasigen i_{PCC} -Verläufe hervorgehobenen Oszillationen, bedingt durch die kurzzeitige Anregung der LCL-Filterresonanz sowie den störenden Einfluss der fünften und siebenten Netzspannungsüberschwingungen, sind auch in diesen dq -Stromverläufen wiederzufinden. Die Betriebspunktwechsel der Blindleistungseinspeisung sind an den gemessenen Verläufen der q -Stromkomponenten zu erkennen, vgl. Abb. 3.17 (d). Die Sollwertgenerierung wird durch den im vorherigen Abschnitt diskutierten PRBS-Sollwertgenerator realisiert.

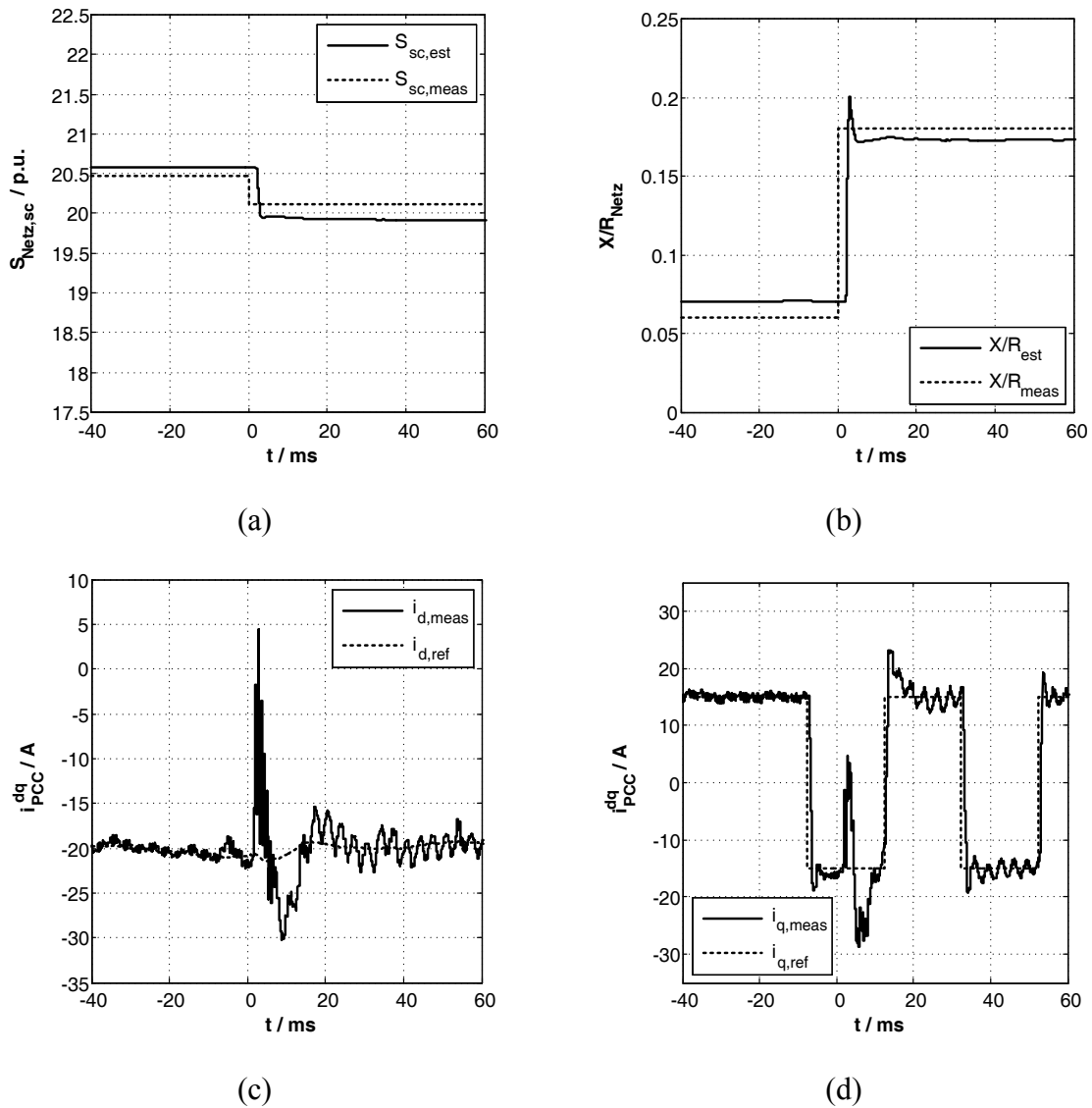


Abb. 3.17: Schätzung einer sprunghaften Änderung der äquivalenten Netzimpedanz durch den EKF ($P = -10 \text{ kW}$, $Q = \pm 7,5 \text{ kVAr}$, Netzverhältnisse:

$$L_{\text{Netz, meas}} = 50 \mu\text{H}, R_{\text{Netz, meas}} = 260 \text{ m}\Omega, L_{\text{Vor, start}} = 0,0 \text{ mH}, L_{\text{Vor, end}} = 0,1 \text{ mH):}$$

- (a) relative Netzkurzschlussleistung $S_{\text{Netz, sc}}$ (b) X/R-Verhältnis des Netzes X/R_{Netz} , (c) d -Komponenten i_d und (d) q -Komponenten i_q des netzseitigen Stromverlaufes i_{PCC}

Die Abb. 3.18 stellt die gemessenen dreiphasigen Verläufe der geschätzten äquivalenten Netzspannung u_{Netz} dar. Die Abb. 3.18 (a) zeigt den gesamten Spannungsverlauf und die Abb. 3.18 (b)-(e) zeigen die Verläufe der einzelnen geschätzten Spannungskomponenten (d.h. $U_{\text{Netz, 1+}}$, $U_{\text{Netz, 1-}}$, $U_{\text{Netz, 5-}}$ und $U_{\text{Netz, 7+}}$). Die geschätzten Verläufe zeigen, dass die positive Sequenz der Grundschwingungsspannung $U_{\text{Netz, 1+}}$ erwartungsgemäß die dominierende Komponente ist, vgl. Abb. 3.18 (b), jedoch auch eine geringe Unsymmetrie der Grundschwingungsspannung $U_{\text{Netz, 1-}}$ in dem untersuchten Labornetzwerk existiert. Weiterhin sind sowohl die fünfte Oberschwingung als auch die siebente Oberschwingung der äquivalenten Netzspannung stark ausgeprägt und tragen damit einen hohen Anteil zu dem für das untersuchte Labor typischen Spannungsbild bei.

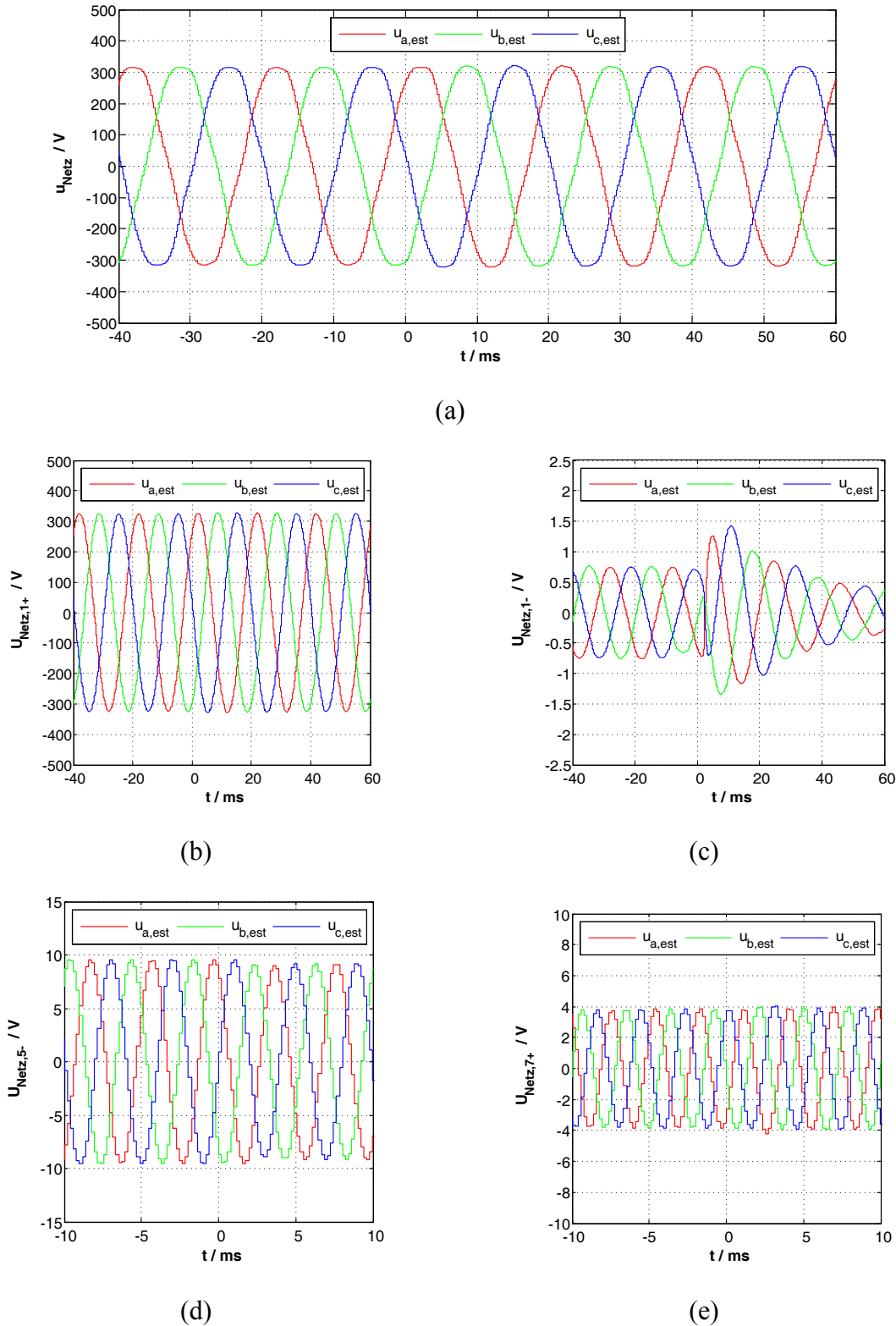
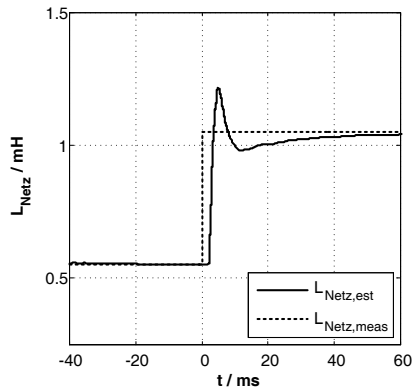


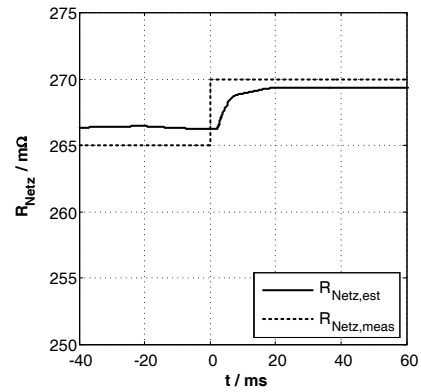
Abb. 3.18: Schätzung einer sprunghaften Änderung der äquivalenten Netzimpedanz durch den EKF ($P = -10 \text{ kW}$, $Q = \pm 7,5 \text{ kVAr}$, Netzverhältnisse:

$$L_{\text{Netz, meas}} = 50 \mu\text{H}, R_{\text{Netz, meas}} = 260 \text{ m}\Omega, L_{\text{vor, start}} = 0,0 \text{ mH}, L_{\text{vor, end}} = 0,1 \text{ mH):}$$

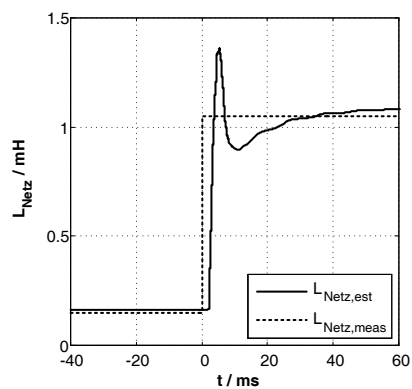
- (a) geschätzte äquivalente Netzspannung u_{Netz} , (b) positive Sequenz der Grundschwingung $u_{\text{Netz}, 1+}$, (c) negative Sequenz der Grundschwingung $u_{\text{Netz}, 1-}$, (d) fünfte Oberschwingung $u_{\text{Netz}, 5-}$, (negative Sequenz) und (e) siebente Oberschwingung $u_{\text{Netz}, 7+}$, (positive Sequenz)



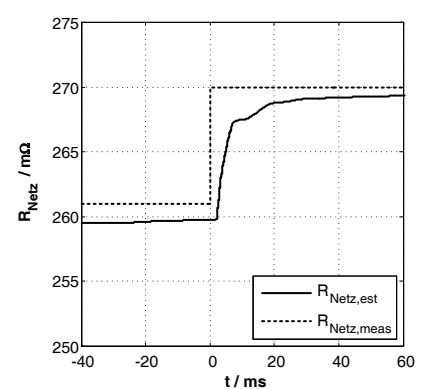
(a)



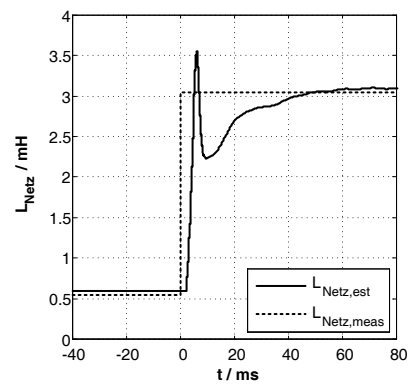
(b)



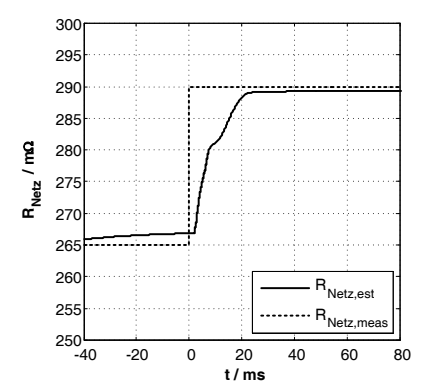
(c)



(d)



(e)



(f)

Abb. 3.19: Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz bei verschiedenen sprunghaften Veränderungen der Netzverhältnisse ($P = -10 \text{ kW}$, $Q = \pm 5 \text{ kVAr}$, Netzvorbelastung:

$L_{\text{Netz, meas}} = 50 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz, meas}} = 260 \text{ m}\Omega$, $S_{\text{sc, meas}} = 20,5 \text{ pu}$, $X/R_{\text{meas}} = 0,06$):

(a) L_{Netz} bzw. (b) R_{Netz} für $L_{\text{vor, start}} = 0,5 \text{ mH}$ ($S_{\text{sc, start}} = 16,9$, $X/R_{\text{start}} = 0,7$)

und $L_{\text{vor, end}} = 1,0 \text{ mH}$ ($S_{\text{sc, end}} = 12,5$, $X/R_{\text{end}} = 1,2$)

(c) L_{Netz} bzw. (d) R_{Netz} für $L_{\text{vor, start}} = 0,1 \text{ mH}$ ($S_{\text{sc, start}} = 20,1$, $X/R_{\text{start}} = 0,2$)

und $L_{\text{vor, end}} = 1,0 \text{ mH}$ ($S_{\text{sc, end}} = 12,5$, $X/R_{\text{end}} = 1,2$)

(e) L_{Netz} bzw. (f) R_{Netz} für $L_{\text{vor, start}} = 0,5 \text{ mH}$ ($S_{\text{sc, start}} = 16,9$, $X/R_{\text{start}} = 0,7$)

und $L_{\text{vor, end}} = 3,0 \text{ mH}$ ($S_{\text{sc, end}} = 5,3$, $X/R_{\text{end}} = 3,3$)

Zum Abschluss der experimentellen Untersuchungen des EKFs für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter werden weitere Messergebnisse für charakteristische Sprünge der äquivalenten Netzimpedanz vorgestellt. Wie bereits erwähnt, liegt der Fokus dieser Experimente auf der Gegenüberstellung der Detektionsdynamiken der äquivalenten Netzparameter R_{Netz} und L_{Netz} des EKFs für verschiedene Anfangsbedingungen und Sprunghöhen der äquivalenten Netzimpedanz.

Die Abb. 3.19 fasst die Messergebnisse der Schätzung der äquivalenten Netzparameter L_{Netz} und R_{Netz} für verschiedene sprunghafte Veränderungen der emulierten Netzimpedanz zusammen. Für eine Bewertung der geschätzten Netzparameter werden die im Vorfeld der Experimente durch den Netzimpedanzanalysator gemessenen äquivalenten Netzparameter zusätzlich dargestellt. Die gezeigten Verläufe offenbaren, dass der EKF in der Lage ist unter den verschiedenen betrachteten Netzbedingungen die Änderung der Netzimpedanz mit einer hohen Detektionsdynamik und einem geringen Detektionsfehler zu schätzen. Dabei ist die Detektionsgüte nahezu unabhängig von den vorherrschenden Netzbedingungen ($\Delta L_{Netz, [\%]} \approx 5 \dots 8 \%$, $\Delta R_{Netz, [\%]} \approx 2 \dots 5 \%$).

3.3.5 Zusammenfassung und Bewertung des Schätzverfahrens

Die vorhergehenden Abschnitte fassen die Identifikation der äquivalenten Netzparameter mittels eines Erweiterten Kalman-Filters (kurz: EKF) zusammen. Es wird dazu die Theorie der Parameteridentifikation mit Verwendung eines EKFs vorgestellt und das Schätzproblem in Hinblick auf die Detektion ohmsch-induktiver äquivalenter Netzparameter schrittweise formuliert. Praktische Aspekte wie eine stark verzerrte Anschlussspannung, die Initialisierung des EKFs oder die Festlegung der Rauschparameter finden dabei ebenso Beachtung wie die notwendige Systemanregung durch den Netzpulsstromrichter.

Die theoretischen Analysen werden durch eine ausführliche experimentelle Untersuchung des EKFs für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter unter Laborbedingungen validiert. Für die praktischen Analysen werden ausschließlich sprunghafte Änderungen der Netzparameter berücksichtigt. Im Sinne der Verallgemeinerung der Messergebnisse auf nicht-sprunghafte Änderungen der Netzbedingungen stellt diese Untersuchungsmethode den dynamisch anspruchsvollsten Fall einer möglichen Veränderung der Netzparameter dar. Die Ergebnisse der Untersuchungen sind auch auf nicht-sprungförmige Veränderungen übertragbar.

In Abgrenzung zu den wenigen bisher in der Fachliteratur dokumentierten Identifikationsverfahren, welche bereits im Netz existente Störungen oder gezielte Veränderungen des Betriebsverhaltens angeschlossener Netzpulsstromrichter für eine minimal-invasive Detektion der äquivalenten Netzparameter verwenden, werden durch das neu entwickelte Schätzverfahren die folgenden Verbesserungen erreicht:

- Durch die Entwicklung und Implementierung des Schätzalgorithmus in dem stationären $\alpha\beta$ -KOS ist die Identifikation der äquivalenten Netzparameter unabhängig von der Einstellung der Phasenregelschleife (kurz: PLL) des Netzpulsstromrichters.

Dies führt zu einer deutlichen Erhöhung der Detektionsgenauigkeit gegenüber den bereits beschriebenen Verfahren.

- Durch den schrittweise formulierten Leitfaden für die Bestimmung der Rauschparameter des EKF's ist eine gezielte Anpassung des Parameterschätzers für unterschiedliche Systemkonfigurationen möglich.
- Die Analysen zeigen zwar, dass gezielte Betriebspunktveränderungen des Netzpulsstromrichters für eine Erhöhung der Detektionsdynamik des EKF's hilfreich sind, jedoch sind diese nicht zwingend notwendig. Der abgeleitete Schätzalgorithmus ermöglicht daher eine minimal-invasive Detektion der Netzparameter ohne dabei elektrisch nahe Verbraucher bzw. Erzeuger in ihrem Betriebsverhalten negativ zu beeinflussen.
- Durch die Berücksichtigung von Unsymmetrien und Oberschwingungen der äquivalenten Netzspannung in der Formulierung des Schätzproblems wird der Einsatz des EKF's auch unter stark verzerrten Netzspannungsbedingungen ermöglicht.
- Die vorgestellten Laboruntersuchungen zeigen, dass eine hohe Detektionsgenauigkeit und -dynamik durch das Schätzverfahren erreicht wird. Die Detektionsdynamiken (Anregelzeit) liegen in dem Bereich einer viertel Grundschwingungsperiode. Die relative Detektionsgenauigkeit des Verfahrens liegt bei den durchgeführten Untersuchungen für die äquivalente Netzinduktivität zwischen 5 und 15 % und für den äquivalenten Netzwidestand zwischen 1 und 5 %.

Die aufgelisteten Vorteile des EKF's gegenüber den bereits dokumentierten Detektionsverfahren der äquivalenten Netzparameter verdeutlichen, dass eine hohe Detektionsgüte durch das neu entwickelte Schätzverfahren erreicht wird. Dennoch gilt es, den beschriebenen Ansatz kritisch zu bewerten, um zukünftige Weiterentwicklungen dieses Schätzverfahrens zu motivieren. Als kritisch zu bewerten ist:

- Dem Schätzproblem wird ein ohmsch-induktives Netzmodell zugrunde gelegt. Treten zusätzliche kapazitive oder nichtlineare Netzimpedanzanteile auf, ist die Anwendbarkeit dieses vereinfachten Netzmodells kritisch zu bewerten. Es ist möglich das Prädiktionsmodell des Schätzproblems für solche Netzverhältnisse umzuformulieren.
- Für die Einstellung der Rauschparameter wird eine Kombination aus physikalischen Vorüberlegungen und experimentellen Untersuchungen vorgeschlagen. In [41] (vgl. Kap. 4.5, S. 84 f.) werden verschiedene Methoden zur rausch-adaptiven sowie automatischen Anpassung der Rauschparameter des EKF's vorgestellt. Hier scheint die Fuzzy-Logik basierte Methode zur Bestimmung der Rauschparameter (vgl. [41], Kap. 4.5.3, S. 88) besonders vielversprechend zu sein.
- Die Analysen des EKF's für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter werden für einen einzelnen, an einem Anschlusspunkt angebindenen, Netzpulsstromrichter durchgeführt. Sobald jedoch mehrere Stromrichter gleichzeitig an einem Anschlusspunkt operieren, beeinflussen diese in Abhängigkeit ihres Betriebsverhaltens und der jeweiligen Netzkurzschlussleistung zusätzlich die Anschlussspannung. Die resultierende Variation der Anschlussspannung kann das Detektionsverhalten eines

einzelnen Netzpulsstromrichters mit EKF zur Schätzung der Netzparameter negativ beeinflussen. Genauer könnte in diesem Fall die Variation der Anschlussspannung fälschlicherweise durch den Parameterschätzer auf eine Änderung der äquivalenten Netzimpedanz zurückgeführt werden. Eine vielversprechende Möglichkeit zur Vermeidung dieses Problems wäre es eine Betriebspunktüberwachung (z.B. wie in [76] beschrieben) in Verbindung mit der Parameterdetektion vorzusehen. Ziel der zusätzlichen Betriebspunktüberwachung ist dann eine Schätzung der äquivalenten Netzparameter nur bei vorab fest definierten Betriebspunkten zuzulassen.

In Hinblick auf die Umsetzung einer netzadaptiven Regelung zeichnet sich das vorgestellte Parameterschätzverfahren besonders durch eine hohe Detektionsdynamik und -genauigkeit aus. Vor allem bei der Realisierung einer netzadaptiven aktiven Dämpfung einer LCL-Filterresonanz sind solch geringe Detektionszeiten vorteilhaft. Als nachteilig bleiben sowohl die Initialisierung des EKFs für unbekannte bzw. stark variierende Anschlussbedingungen als auch eine mögliche Divergenz des EKFs im laufenden netzadaptiven Regelungsbetrieb zu bewerten. Das Eintreten einer Divergenz des EKFs, ob bei der Initialisierung des EKFs oder während der Parameterschätzung, kann das Regelungsergebnis deutlich verschlechtern und den sicheren Betrieb des Netzpulsstromrichters gefährden. Um dieser Unzulänglichkeit des beschriebenen EKFs für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter zu entgegnen wird in dem folgenden Abschnitt die Entwicklung eines kombinierten Identifikationskonzeptes vorgeschlagen.

3.4 Ableitung des kombinierten Identifikationskonzeptes

In den vorigen Abschnitten werden zwei Verfahren für die Identifikation der äquivalenten Netzparameter vorgestellt. Diese sind: (1) Die Messung der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung eines interharmonischen (hier der 75 Hz-Komponente) Oberschwingungsstromes (vgl. Kap. 3.2, S. 31 ff.) und (2) die Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter (vgl. Kap. 3.3, S. 55 ff.). Während die Messung der äquivalenten Netzparameter durch die Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme als ein invasives und online-fähiges Detektionsverfahren mit abschnittsweiser Datenverarbeitung kategorisiert wird, beschreibt die Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz durch den EKF ein minimal-invasives und online-fähiges Detektionsverfahren mit (quasi-) echtzeitfähiger Datenverarbeitung. Die jeweiligen Verfahren werden aufgrund theoretischer sowie messtechnischer Analysen bezüglich der erreichbaren Detektionsgenauigkeit und -dynamik bewertet. Des Weiteren werden grundlegende Aspekte wie die Stabilität, die Parameterauslegung und die notwendige Anregung des Netzes für die jeweiligen Verfahren berücksichtigt und diskutiert. Die Tab. 3.5 zeigt nun eine qualitative Gegenüberstellung der beschriebenen Identifikationsverfahren. Die inhaltliche Aufstellung der Tabelle basiert auf den Ausführungen der vorhergehenden Abschnitte und wird an dieser Stelle nicht (nochmals) tiefergehend erläutert.

Tab. 3.5: Qualitative Gegenüberstellung der beschriebenen Identifikationsverfahren der äquivalenten Netzparameter

Identifikationsverfahren	Messung durch 75 Hz-Stromeinspeisung	Schätzung durch Erweiterten Kalman-Filter	Kombiniertes Identifikationsverfahren
Genauigkeit	↑*	→*	↑
Dynamik	↓*	↑*	↑
Stabilität	↑	→	↑
Netzanregung	↓	↑	↑
↑ positiv (im Vergleich)	* $\Delta L_{Netz,[\%]} \approx 5 \dots 6 \%$	* $\Delta L_{Netz,[\%]} \approx 5 \dots 15 \%$	
→ neutral (im Vergleich)	* $\Delta R_{Netz,[\%]} \approx 2 \dots 5 \%$	* $\Delta R_{Netz,[\%]} \approx 1 \dots 5 \%$	
↓ negativ (im Vergleich)	* $t_{detect} \approx 100 \text{ ms}$	* $t_{detect} \approx 2 \text{ ms}$	

Die Gegenüberstellung nach Tab. 3.5 zeigt deutlich, dass sich durch eine gezielte Kombination beider Detektionsverfahren die positiven Eigenschaften der Einzelverfahren ergänzen lassen. Ein ähnlicher Ansatz wird bereits in [111] verfolgt. Hier wird die Anregung einer LCL-Filterresonanz, ursprünglich beschrieben in [60], mit einer Wirk- bzw. Blindleistungsvariation eines an das Netz angeschlossenen Stromrichters, z.B. beschrieben in [71], zu einem kombinierten Identifikationsverfahren der Netzimpedanz zusammengefasst. Die nachfolgenden Absätze stellen das neu entwickelte und aus der Messung (durch die Einspeisung des interharmonischen Oberschwingungsstromes) sowie aus der Schätzung (durch den EKF) kombinierte Identifikationsverfahren der Netzimpedanz vor. Dabei geht es vordergründig um die Erarbeitung eines Ablaufschemas, welches die Interaktion bzw. die Schnittstellen beider Einzelverfahren beschreibt. Das kombinierte Identifikationskonzept wird daher in Form einer Zustandsgraph-Darstellung beschrieben.

Die Abb. 3.20 zeigt den Zustandsgraph des entwickelten kombinierten Identifikationskonzeptes. Grundsätzlich wird für die Beschreibung des Ablaufschemas zwischen vier Zuständen unterschieden, diese sind:

- (Zustand 1) Die Regelung des Netzpulsstromrichters bzw. der kombinierte Identifikationsalgorithmus befindet sich in der Initialisierungsphase. Dieser Zustand tritt entweder bei einer Erst- oder Neuanbindung des Stromrichters an den Netzanschlusspunkt oder bei einer etwaigen Neuinitialisierung der Regelung (z.B. nach einem Fehlerzustand) ein.
- (Zustand 2) Die äquivalenten Netzparameter werden durch die Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstromes gemessen.
- (Zustand 3) Die äquivalenten Netzparameter werden durch den beschriebenen EKF geschätzt.
- (Zustand 4) Der Netzpulsstromrichter befindet sich im (regulären) netzadaptiven Regelungsbetrieb, d.h. die detektierten Netzparameter werden für eine Nachführung der Parameter der Regelung des Netzpulsstromrichters verwendet.

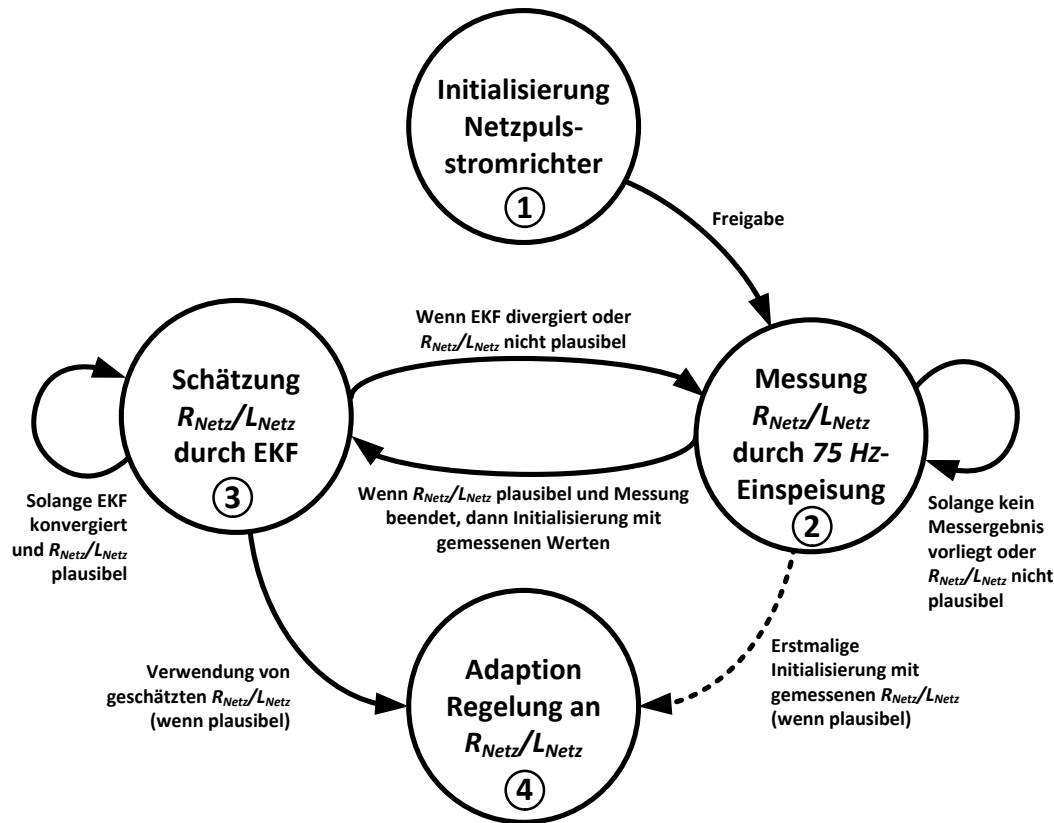


Abb. 3.20: Zustandsgraph des kombinierten Identifikationskonzeptes

Befindet sich das kombinierte Identifikationsverfahren in der Initialisierungsphase (Zustand ①) wird weder eine Messung der Netzimpedanz noch eine Schätzung der Netzimpedanz oder gar eine Adaption der Regelung an die äquivalenten Netzparameter zugelassen. Nach einer erfolgreichen Erstinitialisierung der beteiligten Identifikationsalgorithmen erfolgt eine Freigabe für die Messung der äquivalenten Netzparameter durch die interharmonische Oberschwingungsstromspeisung (Zustand ②). Da sich die Messung der Netzparameter durch eine hohe Detektionsgenauigkeit und -stabilität auszeichnet, wird dieses Detektionsverfahren für die erstmalige Bestimmung der vorherrschenden Netzanschlussbedingungen verwendet. Die vermeidlichen Nachteile des Messverfahrens sind eine geringe Detektionsdynamik und eine ununterbrochene interharmonische Oberschwingungseinspeisung (um eine kontinuierliche Netzüberwachung zu gewährleisten). Um diese Defizite abzuschwächen und eine kontinuierliche Netzüberwachung mit möglichst minimaler Systemanregung zu realisieren, wird das erhaltene und für plausibel befundene Messergebnis für die Initialisierung des Parameterschätzers verwendet. Die Schätzung der äquivalenten Netzparameter durch den EKF (Zustand ③) zeichnet sich durch eine besonders hohe Detektionsdynamik bei einer gleichzeitig minimalen Anregung des Netzes aus. Wird daher der EKF für die Parameterschätzung während des (regulären) netzadaptiven Regelungsbetriebs verwendet (Zustand ④), sind die entstehenden Netzurückwirkungen durch die Parameteridentifikation minimal und es wird eine hohe Detektionsdynamik möglicher Änderungen der Netzimpedanz sichergestellt. Um die einwandfreie Funktion des gesamten Identifikationsverfahrens zu garantieren ist es außerdem zweckmäßig, bei einer möglichen

Divergenz des EKFs bzw. bei nicht plausiblen Schätzergebnissen auf die Messung der Netzparameter durch die interharmonische Stromeinspeisung zurückzugreifen. In diesem Fall werden die gemessenen Netzparameter für eine Neuinitialisierung des EKFs verwendet.

Durch das vorgestellte Identifikationsschema ist es möglich, die positiven Eigenschaften der Einzelverfahren zu kombinieren und gleichzeitig den Einfluss negativer Eigenschaften zu begrenzen. Das aus Messung und Schätzung der äquivalenten Netzparameter kombinierte Identifikationsverfahren führt demnach zu einer kontinuierlichen und stabilen Detektion des Netzzustandes mit einer hohen Detektionsdynamik und -genauigkeit. Dabei wird die für die Parameterdetektion notwendige Systemanregung auf ein sehr geringes Maß reduziert.

3.5 Zusammenfassung und Bewertung der vorgestellten Identifikationsverfahren

In diesem Kapitel wird die Identifikation der äquivalenten Netzparameter für die Parameternachführung einer netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters behandelt. Neben einer Klassifizierung bereits bestehender Identifikationsverfahren werden die Messung der äquivalenten Netzimpedanz durch die Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstromes und die Schätzung der Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter (kurz: EKF) vorgestellt. Die gewählten Identifikationsverfahren werden theoretisch und praktisch untersucht sowie hinsichtlich einer Verwendung für eine netzadaptive Regelung bewertet. Die Untersuchungen und Bewertungen führen auf die Ableitung eines kombinierten Identifikationskonzeptes mit dem Ziel, die positiven Eigenschaften der Einzelverfahren zu ergänzen.

Die Messung der äquivalenten Netzimpedanz basiert auf der Einspeisung des interharmonischen Oberschwingungsstromes. Es wird die *75 Hz*-Komponente als Einspeisefrequenz gewählt. In Abgrenzung zu den bisher in der Fachliteratur dokumentierten und auf ähnlichen Funktionsprinzipien basierenden Messverfahren zeichnet sich das hier entwickelte Verfahren durch (1) die Reduzierung der Netzurückwirkungen durch die Regelung der interharmonischen Frequenzkomponente der Anschlussspannung, (2) die Reduzierung des Rechenaufwandes der Frequenzanalysen durch die Verwendung einer RDFT und (3) eine Erhöhung der Detektionsgenauigkeit durch die Anwendung der rekursiven Methode der kleinsten Fehlerquadrate mit endlichem Gedächtnis für die Berechnung der Netzparameter aus. In der Verbesserung der bisher dargestellten Messverfahren durch diese drei Maßnahmen liegt ein wesentlicher Anteil der wissenschaftlichen Beiträge dieses Kapitels.

Des Weiteren wird in diesem Kapitel die Schätzung der äquivalenten Netzparameter durch einen EKF neu entwickelt und sowohl theoretisch als auch praktisch untersucht. Dabei wird die Beschreibung des Prädiktionsmodells für das Problem der Identifikation der Netzimpedanz schrittweise vorgestellt und erläutert. Zudem werden weitere für die praktische

Umsetzung des Parameterschätzers relevante Punkte in den Analysen berücksichtigt. Diese sind: (1) Die Initialisierung des EKF, (2) die Bestimmung der Rauschparameter des EKF und (3) die notwendige Systemanregung für die Schätzung der Netzimpedanz. In der Anwendung des EKF für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter in Verbindung mit der praktischen Umsetzung der Algorithmen liegt der Hauptanteil der wissenschaftlichen Beiträge dieses Kapitels.

Die Ableitung des kombinierten Identifikationskonzeptes basiert auf einer kritischen Analyse der Vor- und Nachteile der beschriebenen Einzelverfahren. Das kombinierte Identifikationsverfahren zielt darauf ab, die Vorteile der Einzelverfahren gezielt zu ergänzen. In der Beschreibung des kombinierten Identifikationsschemas liegt der dritte wissenschaftliche Beitrag dieses Kapitels.

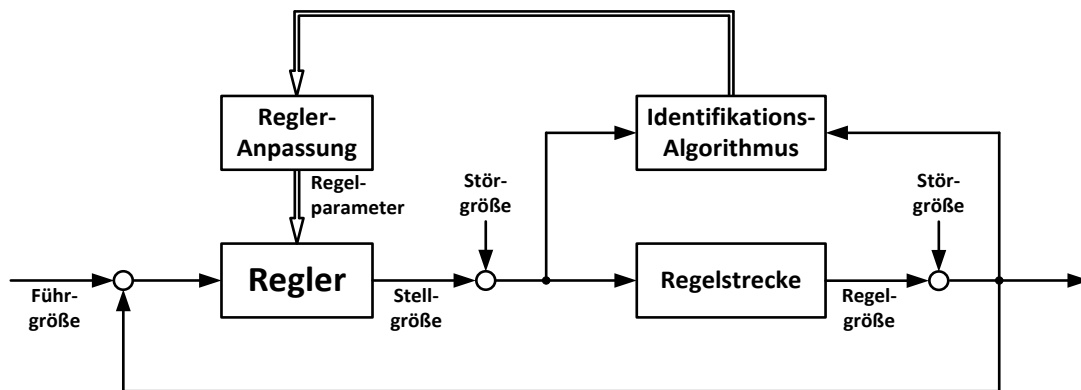
4 Netzadaptive Regelung eines Netzpulsstromrichters

In diesem Kapitel wird die Regelung eines Netzpulsstromrichters mit einer zusätzlichen Adaption an variable Netzimpedanzen (im Folgenden kurz: netzadaptive Regelung) entwickelt und untersucht. Das Ziel der netzadaptiven Regelung ist es eine kontinuierliche, stabile und dynamische Energieversorgung dezentraler bzw. regenerativer Erzeugungsanlagen über einen möglichst weiten Bereich variierender Netzbedingungen sicherzustellen. In dem vorhergehenden Kapitel wurde die Detektion einer zeitvarianten ohmsch-induktiven äquivalenten Netzimpedanz auf Basis einer Messung (frequenzselektive Einspeisung von interharmonischen Oberschwingungsströmen) und Schätzung (Anwendung eines Erweiterten Kalman-Filters) kombinierten Identifikationsverfahrens entwickelt. Dieses kombinierte Identifikationsverfahren bildet die Grundlage für die netzadaptive Regelung.

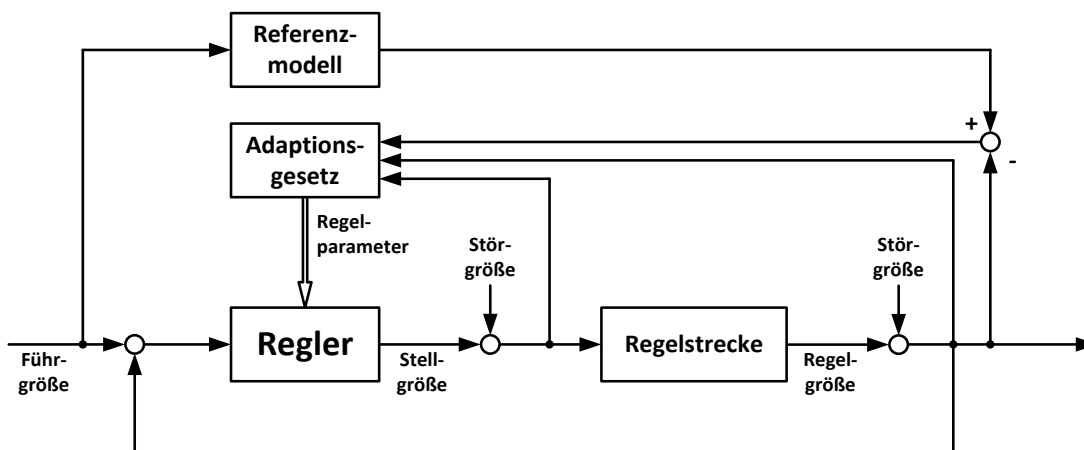
Die nachfolgenden Abschnitte erläutern schrittweise die Entwicklung eines netzadaptiven Regelungskonzeptes von Netzpulsstromrichtern in dezentralen regenerativen Energieerzeugungsanlagen (kurz: EZAs). Zunächst wird eine Übersicht gängiger adaptiver Regelungsstrategien gegeben. Diese Übersicht führt auf die Auswahl einer adaptiven Regelung mit Verwendung eines Identifikationsmodells. Weiterhin wird als Grundlage für die zu entwickelnde netzadaptive Regelung die Modellierung der Regelstrecke diskutiert. Die dabei berücksichtigten Regelstreckenmodelle sind: (1) Die Stromdynamik eines L-Filters sowie (2) die Stromdynamik eines LCL-Filters; jeweils mit Verwendung eines digital implementierten Pulsweiten-Modulators (engl. *regular-sampled PWM*). Das Hauptaugenmerk der Modellierung der Regelstrecke richtet sich auf die im rotierenden (dq) Koordinatensystem (kurz: dq -KOS) auftretenden Verkopplungseffekte. Diese Betrachtungen werden dann die Entwicklung eines rein zeitdiskreten und komplexwertigen Stromregelungskonzeptes motivieren, welches die auftretenden Verkopplungseffekte (idealerweise) vollständig kompensiert. Zunächst wird die Wirksamkeit dieses Stromregelungskonzeptes für Netzpulsstromrichter mit L-Filter gezeigt, woraufhin im weiteren Verlauf des Kapitels die Analysen auf die Verwendung von LCL-Filtern erweitert werden. Nach einem Überblick zu den bisher in der Fachliteratur dokumentierten netzadaptiven Regelungsverfahren wird der Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die erreichbare Regelgüte und die aktive Dämpfung der hier zur Anwendung kommenden Regelungsstrategie analysiert. Es wird ein frequenzselektiver Sollspannungsfiler für die aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz verwendet. Das Kapitel wird mit einer ausführlichen messtechnischen Analyse der vorgestellten Regelungsansätze sowie einer kritischen Bewertung des dargelegten netzadaptiven Regelungskonzeptes abgeschlossen.

4.1 Übersicht zu adaptiven Regelungskonzepten

Nach [112;113] werden adaptive Regelsysteme mit Rückführung in adaptive Regler mit Identifikationsmodell (engl. *model identification adaptive systems*, kurz: MIAS), vgl. Abb. 4.1 (a), und in adaptive Regler mit Referenzmodell (engl. *model reference adaptive systems*, kurz: MRAS), vgl. Abb. 4.1 (b), unterteilt. Adaptive Regler mit Identifikationsmodell ermitteln ein Modell (bzw. dessen Parameter) der Regelstrecke durch ein Identifikationsverfahren, woraufhin die Regelparameter während des Regelbetriebes (online) auf veränderte Streckenbedingungen angepasst werden. Hierbei ist weder das Identifikations- und Regelverfahren noch die Strategie der Anpassung der Regelparameter festgelegt. Adaptive Regler mit Referenzmodell passen das Verhalten des Regelkreises durch die Veränderung des Reglers einem festgelegten Referenzmodell an. Neben dem Referenzmodell ist das verwendete Adaptionsgesetz ein wichtiger Bestandteil dieses adaptiven Reglertyps.



(a)



(b)

Abb. 4.1: Klassifizierung adaptiver Regelsysteme mit Rückführung der Systemzustände (in Anlehnung an [112], S. 147): (a) Adaptive Regelung mit Identifikationsmodell und (b) Adaptive Regelung mit Referenzmodell

Nachfolgend kommt ein adaptiver Regler mit Verwendung eines Identifikationsmodells zur Anwendung. Durch die Wahl dieser adaptiven Regelungsstrategie kann das im vorigen Kapitel beschriebene, aus Messung und Schätzung der Netzparameter kombinierte, Identifikationskonzept für die Umsetzung der netzadaptiven Regelung verwendet werden. Zudem bietet dieser Regelungsansatz den Vorteil, dass bereits für die Regelung von Netzpulsstromrichtern bekannte und weit verbreitete Regelungsstrukturen als Grundlage für die Entwicklung der netzadaptiven Regelung genutzt werden können. Ferner ist es durch diesen Ansatz möglich, gebräuchliche Auslegungsstrategien anzuwenden bzw. auf die adaptive Anpassung der Regelungsparameter zu übertragen.

4.2 Modellierung der Regelstrecke

Dieser Abschnitt dient der Festlegung des zu untersuchenden Systems sowie der Analyse der für die Entwicklung und Auslegung der netzadaptiven Regelung notwendigen Regelstreckenmodelle. Die Betrachtungen zielen auf eine zeitdiskrete Modellierung der Übertragungsdynamiken für L- bzw. LCL-Filter sowie eines digital implementierten Pulsweiten-Modulators in einem mit der Kreisfrequenz der Netzspannung rotierenden dq -KOS ab.

4.2.1 Systembeschreibung

Es wird ein selbstgeführter zweistufiger Umrichter mit Spannungszwischenkreis (im Folgenden: Netzpulsstromrichter) betrachtet, welcher an ein dreiphasiges Dreileitersystem angebunden ist und einen bidirektionalen Leistungsfluss zwischen dem Verbundnetz und dem regenerativen Energieerzeuger ermöglicht. Nach dem heutigen Stand der Technik [114-117] werden selbstgeführte Umrichter mit Spannungszwischenkreis am häufigsten für die Netzanbindung regenerativer Energieerzeuger verwendet. Die Analysen sind daher auf regenerative Energiesysteme wie z.B. Photovoltaik-Anlagen, Windenergie-Anlagen aber auch auf rückspeisefähige drehzahlvariable Antriebssysteme sowie aktive Gleichrichtersysteme übertragbar, bei denen Netzpulsstromrichter für die Netzanbindung zum Einsatz kommen. Als mögliche Schaltungstopologien netzgebundener Stromrichter kommen zwei- und mehrstufige Konzepte sowie mögliche Schaltungsanordnungen in kaskadierter und/oder in modularer Bauweise zur Anwendung [118]. Die folgenden Betrachtungen werden ausschließlich für eine zweistufige Umrichtertopologie durchgeführt. Die Anwendung eines zweistufigen Schaltungskonzeptes stellt hierbei jedoch keine Beschränkung der Untersuchungen dar. Da die vorgestellten Regelungskonzepte auf einer indirekten Stromregelung basieren, also die Verwendung eines Modulators zur Übersetzung der Referenzspannungen (Stellgröße der Stromregelung) in die entsprechenden Schaltsignale der Leistungshalbleiter vorausgesetzt wird, kann in der Regel eine Anpassung des vorgeschlagenen Regelungskonzeptes auf andere (komplexere) Schaltungstopologien durch eine Anpassung des verwendeten Modulators erfolgen [119;120].

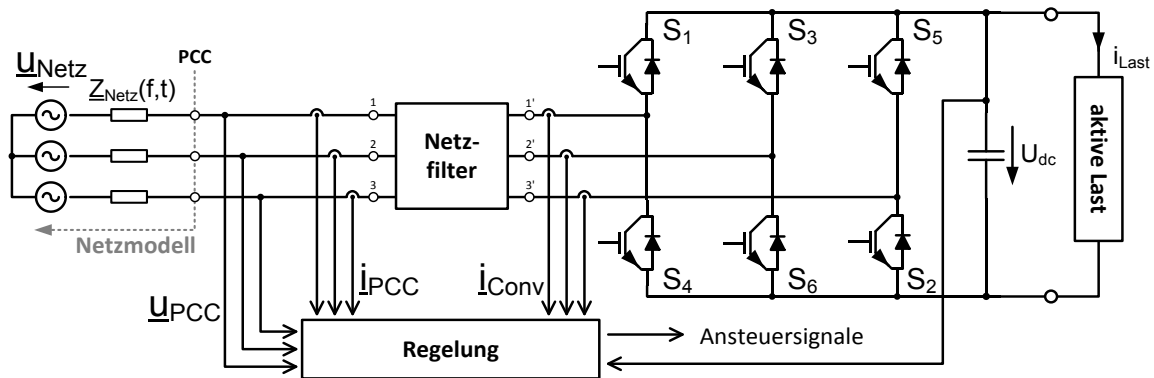


Abb. 4.2: Prinzipschaltbild eines geregelten zweistufigen Netzpulsstromrichters mit Spannungszwischenkreis und Netzfilter

In Abb. 4.2 ist das Prinzipschaltbild eines zweistufigen Netzpulsstromrichters mit Spannungszwischenkreis und Netzfilter dargestellt. Das Schaltbild stellt sowohl das äquivalente Netzmodell (siehe Kap. 2.2, S. 8 ff.), einen allgemeinen Netzfilter, die Regelung des Stromrichters und die Ansteuerung der Leistungshalbleiter als auch die zweistufige Schaltungstopologie mit Spannungszwischenkreis sowie eine allgemeine aktive Last dar. Die Darstellung der aktiven Last wird verwendet um anzudeuten, dass die nachfolgenden Analysen nicht auf eine Form der regenerativen Energieerzeugung beschränkt sind. Als mögliche Netzfilter für Netzpulsstromrichter können je nach Anwendung (und den damit verbundenen Randbedingungen) unterschiedliche Schaltungsanordnungen zum Einsatz kommen. In Abb. 4.3 ist eine Auswahl gängiger Netzfiltertopologien dargestellt [121-123] (Orientierung der Messgrößen in Verbindung mit Abb. 4.2). Im Folgenden werden die möglichen Anschlussfilter aufgrund ihrer Filterordnung unterschieden.

Ein Netzfilter erster Ordnung wird durch die Verwendung einer Induktivität (kurz: L-Filter) zur Netzanbindung realisiert, vgl. Abb. 4.3 (a). Ein LC-Filter (Netzfilter zweiter Ordnung) ist in Abb. 4.3 (b) dargestellt. LC-Filter werden häufig in Verbindung mit Anschlusstransformatoren für die galvanische Trennung und/oder die Anbindung des Netzpulsstromrichters an unterschiedliche Netzspannungsebenen verwendet. Ein Filter dritter Ordnung, d.h. ein LCL-Filter, wird in Abb. 4.3 (c) abgebildet. Im Vergleich zu einem LC-Filter mit nichtidealem Anschlusstransformator ist bei einem LCL-Filter die netzseitige Induktivität frei wählbar und kann daher als ein Freiheitsgrad in die Auslegung des Filters eingehen. Bei einem LC-Filter mit Anschlusstransformator ist die aus dem Streuverhalten des Transformators resultierende netzseitige Induktivität nur bedingt (konstruktionsabhängig) variierbar und fließt daher in der Regel als eine zusätzliche Randbedingung in die Filterauslegung ein.

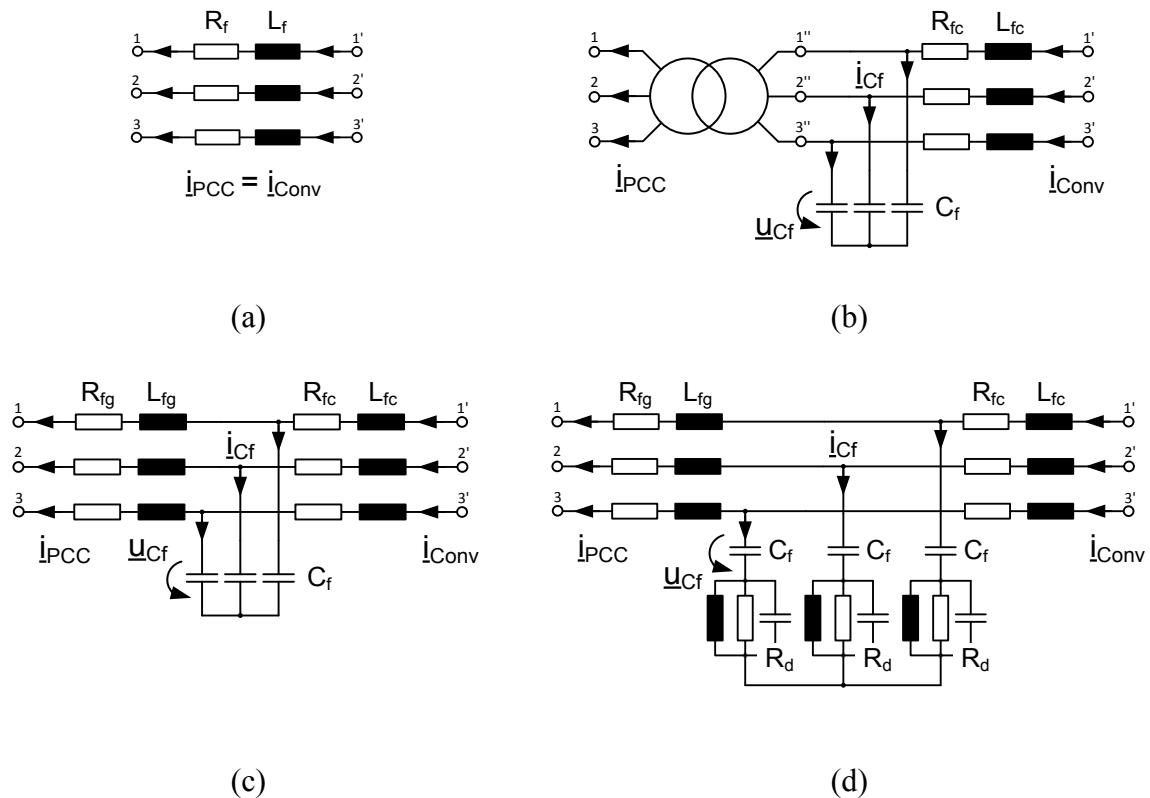


Abb. 4.3: Schaltungstopologien gängiger Netzfilter für Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis:
 (a) L-Filter, (b) LC-Filter mit Anschlusstransformator, (c) LCL-Filter und (d) LCL-Filter mit passivem Dämpfungsnetzwerk

Sowohl LC- als auch LCL-Filter bilden durch die Verwendung mehrerer unabhängiger Energiespeicher schwingungsfähige Systeme. Daher zeigen die resultierenden Filtercharakteristiken neben den (gewollten) Dämpfungsbereichen auch Resonanz- bzw. Antiresonanzstellen auf. Eine inhärente Dämpfung der Filterresonanzen wird lediglich durch die Verlusteigenschaften der verwendeten Induktivitäten und Kapazitäten bzw. deren Verkabelung hervorgerufen [124]. Um etwaige Anregungen der Filterresonanz zu vermeiden ist es in der Regel notwendig neben der inhärenten Dämpfung eine forcierte Dämpfung der Filterresonanz herbeizuführen. Grundsätzlich kommen hierfür zwei mögliche Strategien in Betracht [121;122]: (1) Die Verwendung von zusätzlichen passiven Dämpfungsnetzwerken, die sogenannte passive Dämpfung der Filterresonanz, oder (2) eine Dämpfung der Filterresonanz durch regelungstechnische Maßnahmen, die sogenannte aktive Dämpfung. In Abb. 4.3 (d) ist ein Beispiel für einen LCL-Filter mit passivem Dämpfungsnetzwerk dargestellt (in Anlehnung an [123]). Durch die zusätzliche Verwendung von Widerstandsnetzwerken zur Dämpfung der Filterresonanz werden die ohmschen Verluste des Netzfilters grundsätzlich erhöht [125]. Die Erhöhung der durch die Erweiterung mit einem passiven Dämpfungsnetzwerk induzierten Verluste hängt neben der Wahl der Schaltungsanordnung [121;122] (d.h. serieller oder paralleler Dämpfungswiderstand bzw. zusätzliche Beschalung von Induktivitäten und Kapazitäten im Dämpfungsnetzwerk) auch von der Di-

mensionierung des Dämpfungswiderstandes (also von der geforderten Dämpfung der Filterresonanz) ab.

Werden LCL-Filter mit und ohne Verwendung eines passiven Dämpfungsnetzwerks miteinander verglichen, so ist der Effekt eines Dämpfungswiderstandes offensichtlich: Der zusätzliche Dämpfungswiderstand führt zu einer Dämpfung der Filterresonanz bei einer gleichzeitigen Erhöhung der ohmschen Filterverluste [125]. Gerade in Anwendungen der regenerativen Energieerzeugung ist eine Erhöhung der Filterverluste jedoch nur bedingt tolerierbar, da für gewöhnlich ein hoher Wirkungsgrad des Gesamtsystems angestrebt wird. So liegen nach dem heutigen Stand der Technik die Wirkungsgrade von Windenergieanlagen in dem Bereich von 90-93 % [126;127], wohingegen Wirkungsgrade von Photovoltaik-Systemen bereits in Bereichen von 95-98 % [128;129] üblich sind. Durch die Erschließung und Industrialisierung neuartiger Halbleitermaterialien, wie z.B. die Verwendung von Silizium-Carbid (SiC) zur Herstellung von Leistungshalbleitern, zeichnet sich ein vorschreitender Trend zur weiteren Erhöhung der Gesamtwirkungsgrade von regenerativen Energieerzeugungsanlagen ab [130-132]. Eine Verwendung von passiven Dämpfungsnetzwerken würde, bedingt durch die Erhöhung der Systemverluste, einem solchen Trend entgegenwirken. Eine vielversprechende Alternative stellt die aktive, regelungstechnisch umgesetzte, Dämpfung der LCL-Filterresonanz dar. Einer Verringerung der Filterverluste gegenüber den passiven Dämpfungsverfahren steht in diesem Falle zwar eine Erhöhung des mess- und/oder regelungstechnischen Aufwandes entgegen, jedoch findet der Ansatz der aktiven Dämpfung ein immer breiteres Anwendungsfeld [18;133-137]. Diesem Ansatz folgend wird in den folgenden Abschnitten ein netzadaptives Regelungskonzept auf der Basis der aktiven Dämpfung der Filterresonanz schrittweise entwickelt und untersucht.

4.2.2 Stromdynamik eines L-Filters

In Abb. 4.2 ist das für die folgenden Betrachtungen zugrunde gelegte Prinzipschaltbild eines zweistufigen selbstgeführten Umrichters mit Spannungszwischenkreis und dessen Regelung dargestellt. Weiterhin ist in Abb. 4.3 (a) das Ersatzschaltbild eines L-Filters mit Orientierung der Messgrößen illustriert. Die äquivalente Netzspannung sowie die zeitvariante und frequenzabhängige Netzimpedanz werden durch ihr Thévenin Äquivalent beschrieben (vgl. Kap. 2.2, S. 8 ff.).

Mit Ausnahme des Wicklungswiderstandes R_f des L-Filters wird das Übertragungsverhalten als ideal und verlustlos angenommen. Daher finden insbesondere Wirbelstrom- und Hysteresis-Verluste keine Berücksichtigung bei der Betrachtung der Stromdynamik. Weiterhin werden etwaige, z.B. durch die Anordnung der Wicklungen der Induktivität entstehende, parasitäre kapazitive Effekte vernachlässigt.

Die beschriebenen Vereinfachungen führen zu der Differentialgleichung der Stromdynamik des L-Filters im ortsfesten ($\alpha\beta$) Koordinatensystem (kurz: $\alpha\beta$ -KOS), d.h.:

$$\underline{U}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) = R_f \underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) + L_f \frac{d}{dt} \underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) + \underline{U}_{PCC}^{\alpha\beta}(t) \quad (4.1)$$

Aus der Differentialgleichung der Stromdynamik (und der Annahme, dass $\underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(t=0) = 0$ A) lässt sich mit Hilfe der Laplace-Transformation sowohl die Führübertragungsfunktion $\underline{G}_{L,F}^{\alpha\beta}(s)$ als auch die Störübertragungsfunktion $\underline{G}_{L,S}^{\alpha\beta}(s)$ der Stromdynamik des L-Filters im ortsfesten KOS ableiten:

$$\underline{G}_{L,F}^{\alpha\beta}(s) = \frac{\underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(s)}{\underline{U}_{Conv}^{\alpha\beta}(s)} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s \frac{L_f}{R_f}} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s \tau_f} \quad (4.2)$$

$$\underline{G}_{L,S}^{\alpha\beta}(s) = \frac{\underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(s)}{\underline{U}_{PCC}^{\alpha\beta}(s)} = -\frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s \tau_f} \quad (4.3)$$

Es handelt sich also um das Verhalten eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung.

Im Weiteren werden die Betrachtungen auf ein mit der Kreisfrequenz des Netzes ω_k rotierendes dq -KOS erweitert. Dabei wird die folgende (Amplituden-invariante) Transformationsvorschrift von dem ortsfesten $\underline{x}^{\alpha\beta}(t)$ in das rotierende $\underline{x}^{dq}(t)$ KOS zugrunde gelegt:

$$\underline{x}^{dq}(t) = \underline{x}^{\alpha\beta}(t) e^{-j\omega_k t} \quad (4.4)$$

Die Transformation einer zeitlichen Ableitung in das rotierende dq -KOS erfolgt durch den allgemeingültigen Zusammenhang:

$$\frac{d}{dt} [\underline{x}^{\alpha\beta}(t)] e^{-j\omega_k t} = \frac{d}{dt} \underline{x}^{dq}(t) + j\omega_k \underline{x}^{dq}(t) \quad (4.5)$$

Folglich bestimmt sich die Differentialgleichung der Stromdynamik des L-Filters im dq -KOS zu:

$$\underline{U}_{Conv}^{dq}(t) = R_f \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) + L_f \frac{d}{dt} \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) + \underbrace{j\omega_k L_f \underline{I}_{Conv}^{dq}}_{\text{Verkopplung}} + \underline{U}_{PCC}^{dq}(t) \quad (4.6)$$

Werden die komplexwertigen Differentialgleichungen im ortsfesten und rotierenden KOS miteinander verglichen, vgl. Glg. (4.1) bzw. (4.6), so ist der im rotierenden KOS zusätzlich auftretende Verkopplungsterm bei der Beschreibung der Stromdynamik hervorzuheben. Durch die Komplexwertigkeit dieses Terms kommt es zu einer Verknüpfung (bzw. Verkopplung oder auch Kreuzkopplung) zwischen der Filterstromdynamik der d -Komponente und der q -Komponente. Soll demnach das (skalare) Übertragungsverhalten nur einer Komponente (d - oder q -Komponentendynamik) analysiert werden, führt der dargestellte Ver-

kopplungseffekt zu einer zwangsläufigen Abhängigkeit dieser Dynamik zu der Übertragungsdynamik der orthogonalen Stromkomponente. Ferner bleibt festzuhalten, dass der auftretende Verkopplungsterm direkt proportional zu der Rotationskreisfrequenz ω_k des KOS sowie zu der Filterinduktivität L_f ist.

Mithilfe der Laplace-Transformation können die Führübertragungsfunktion $\underline{G}_{L,F}^{dq}(s)$ und die Störübertragungsfunktion $\underline{G}_{L,S}^{dq}(s)$ der Stromdynamik des L-Filters im rotierenden KOS abgeleitet werden:

$$\underline{G}_{L,F}^{dq}(s) = \frac{\underline{I}_{Conv}^{dq}(s)}{\underline{U}_{Conv}^{dq}(s)} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s \frac{L_f}{R_f} + j\omega_k \frac{L_f}{R_f}} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s \tau_f + j\omega_k \tau_f} \quad (4.7)$$

$$\underline{G}_{L,S}^{dq}(s) = \frac{\underline{I}_{Conv}^{dq}(s)}{\underline{U}_{PCC}^{dq}(s)} = -\frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s \tau_f + j\omega_k \tau_f} \quad (4.8)$$

Die resultierenden komplexwertigen vektoriellen Übertragungsfunktionen der Filterstromdynamiken zeigen neben dem bereits aus dem ortsfesten KOS bekannten Verhaltens eines Verzögerungsgliedes erster Ordnung die bereits diskutierten Verkopplungsdynamiken ($j\omega_k \tau_f$).

4.2.3 Stromdynamik eines LCL-Filters

Die vorhergehenden Betrachtungen der Stromdynamik eines L-Filters werden im Folgenden auf einen LCL-Filter (ohne passives Dämpfungsnetzwerk) erweitert. Das Ersatzschaltbild eines LCL-Filters mit Berücksichtigung der zugrunde gelegten Orientierung der Messgrößen ist in Abb. 4.3 (c) dargestellt. Das Übertragungsverhalten des Filters wird bis auf die Wicklungswiderstände der netzseitigen Induktivität R_{fg} , der umrichterseitigen Induktivität R_{fc} und dem äquivalenten Serienwiderstand (engl. *equivalent series resistance*, kurz: ESR) R_{ESR} des Filterkondensators als ideal und verlustlos modelliert.

Die Systemgleichungen eines LCL-Filters im einem ortsfesten KOS werden wie folgt zusammengefasst:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) &= -\frac{R_{fc} + R_{ESR}}{L_{fc}} \underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) + \frac{R_{ESR}}{L_{fc}} \underline{I}_{PCC}^{\alpha\beta}(t) - \frac{1}{L_{fc}} \underline{U}_{Cf}^{\alpha\beta}(t) + \frac{1}{L_{fc}} \underline{U}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) \\ \frac{d}{dt} \underline{U}_{Cf}^{\alpha\beta}(t) &= \frac{1}{C_f} \underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) - \frac{1}{C_f} \underline{I}_{PCC}^{\alpha\beta}(t) \\ \frac{d}{dt} \underline{I}_{PCC}^{\alpha\beta}(t) &= -\frac{R_{fg} + R_{ESR}}{L_{fg}} \underline{I}_{PCC}^{\alpha\beta}(t) + \frac{R_{ESR}}{L_{fg}} \underline{I}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) + \frac{1}{L_{fg}} \underline{U}_{Cf}^{\alpha\beta}(t) - \frac{1}{L_{fg}} \underline{U}_{PCC}^{\alpha\beta}(t) \end{aligned} \quad (4.9)$$

Unter Berücksichtigung der in Glg. (4.4) bzw. (4.5) beschriebenen Transformationsgesetze werden im Weiteren die Systemgleichungen des LCL-Filters in einem mit der Kreisfrequenz des Netzes ω_k rotierenden KOS entwickelt:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) &= - \left[\frac{R_{fc} + R_{ESR}}{L_{fc}} + j\omega_k \right] \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) + \frac{R_{ESR}}{L_{fc}} \underline{I}_{PCC}^{dq}(t) - \frac{1}{L_{fc}} \underline{U}_{Cf}^{dq}(t) \\ &\quad + \frac{1}{L_{fc}} \underline{U}_{Conv}^{dq}(t) \\ \frac{d}{dt} \underline{U}_{Cf}^{dq}(t) &= \frac{1}{C_f} \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) - \frac{1}{C_f} \underline{I}_{PCC}^{dq}(t) - j\omega_k \underline{U}_{Cf}^{dq}(t) \\ \frac{d}{dt} \underline{I}_{PCC}^{dq}(t) &= - \left[\frac{R_{fg} + R_{ESR}}{L_{fg}} + j\omega_k \right] \underline{I}_{PCC}^{dq}(t) + \frac{R_{ESR}}{L_{fg}} \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) + \frac{1}{L_{fg}} \underline{U}_{Cf}^{dq}(t) \\ &\quad - \frac{1}{L_{fg}} \underline{U}_{PCC}^{dq}(t) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Eine für die späteren Analysen zweckmäßige Beschreibung der Systemgleichungen aus (4.10) wird durch die Darstellung in einem Zustandsraummodell erreicht. Werden der umrichterseitiger Strom $\underline{I}_{Conv}^{dq}$, der netzseitige Strom \underline{I}_{PCC}^{dq} sowie die Spannung über der Filterkapazität \underline{U}_{Cf}^{dq} als Zustandsvariablen gewählt, dann folgt die Beschreibung der LCL-Filterdynamiken im dq -KOS zu:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) \\ \underline{I}_{PCC}^{dq}(t) \\ \underline{U}_{Cf}^{dq}(t) \end{bmatrix}}_{\underline{x}} &= \underbrace{\begin{bmatrix} - \left(\frac{R_{fc} + R_{ESR}}{L_{fc}} + j\omega_k \right) & \frac{R_{ESR}}{L_{fc}} & - \frac{1}{L_{fc}} \\ \frac{R_{ESR}}{L_{fg}} & - \left(\frac{R_{fg} + R_{ESR}}{L_{fg}} + j\omega_k \right) & \frac{1}{L_{fg}} \\ \frac{1}{C_f} & - \frac{1}{C_f} & -j\omega_k \end{bmatrix}}_{\underline{A}} \begin{bmatrix} \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) \\ \underline{I}_{PCC}^{dq}(t) \\ \underline{U}_{Cf}^{dq}(t) \end{bmatrix} \\ &+ \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{fc}} & 0 \\ 0 & - \frac{1}{L_{fg}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{\underline{B}} \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{U}_{Conv}^{dq}(t) \\ \underline{U}_{PCC}^{dq}(t) \end{bmatrix}}_{\underline{u}} \\ \underline{y} &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\underline{C}} \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{I}_{Conv}^{dq}(t) \\ \underline{I}_{PCC}^{dq}(t) \\ \underline{U}_{Cf}^{dq}(t) \end{bmatrix}}_{\underline{x}} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Dabei beschreibt \underline{x} den Zustandsvektor, \underline{u} den Eingangsvektor, \underline{y} den Ausgangsvektor, \underline{A} die Systemmatrix, \underline{B} die Eingangsmatrix und \underline{C} die Ausgangsmatrix. Festzuhalten bleibt,

dass das LCL-Filtersystem linear, zeitinvariant, minimalphasig, kausal und nicht sprungfähig ist.

4.2.4 Übertragungsdynamik eines digital implementierten Pulsweiten-Modulators

In den vorhergehenden Abschnitten werden die Stromdynamiken von L- bzw. LCL-Filtern dargestellt. Im Folgenden wird die Dynamik der Abtastung und der PWM analysiert. Grundsätzlich hängt die Abtast- und PWM-Dynamik von dem verwendeten Abtastkonzept, dem verwendeten Modulationsverfahren, der benötigten Rechendauer zur Berechnung der Regelalgorithmen sowie dem Betriebsbereich der PWM ab. Während das Abtastkonzept und die benötigte Rechendauer i.d.R. aufeinander abgestimmt werden, hängt der Betriebsbereich der PWM und somit die Wahl einer geeigneten PWM-Strategie von der Anwendung ab [138]. Für die hier vorgestellten Analysen wird daher die Einschränkung getroffen, dass die PWM ausschließlich in einem linearen (bzw. linearisierten) Bereich betrieben wird. Demnach wird die durch die PWM hervorgerufene Amplitudenverstärkung als konstant und identisch Eins modelliert. Wird die PWM im nichtlinearen (Übermodulations-) Bereich betrieben, so ist die Amplitudencharakteristik im Allgemeinen nichtlinear und vom Modulationsverfahren abhängig [139].

Vier gängige Abtaststrategien, welche bei indirekten Stromregelverfahren zum Einsatz kommen, sind in Abb. 4.4 dargestellt. Die dargestellten Verfahren sind:

- PWM mit symmetrischen Ausgangspulsen mit Abtastung des Stromes zu Beginn einer Trägerperiode, vgl. Abb. 4.4 (a) (engl. *symmetrical regular-sampled PWM*, kurz: *s-PWM-start*)
- PWM mit symmetrischen Ausgangspulsen mit Abtastung des Stromes zur Mitte einer Trägerperiode, vgl. Abb. 4.4 (b) (engl. *symmetrical regular-sampled PWM*, kurz: *s-PWM-middle*)
- PWM mit asymmetrischen Ausgangspulsen mit Abtastung des Stromes zu Beginn und zur Mitte einer Trägerperiode, vgl. Abb. 4.4 (c) (engl. *asymmetrical regular-sampled PWM*, kurz: *a-PWM*)
- PWM mit asymmetrischen Ausgangspulsen und einer Überabtastung des Stromes innerhalb einer Trägerperiode, vgl. Abb. 4.4 (d) (engl. *asymmetrical multisampled PWM*)

Die verschiedenen Abtaststrategien werden für eine identische Trägerperiodendauer $T_{\text{Träger}}$ abgebildet. Durch die Festlegung der Abtaststrategie ergeben sich hingegen verschiedene Regelungs- bzw. Abtastperiodendauern T_s . Während bei den symmetrischen PWM-Verfahren die Abtastperiodendauer gleich der Trägerperiodendauer ist, wird bei dem asymmetrischen PWM-Verfahren mit Abtastung in den Trägerminima und -maxima die Abtastperiodendauer halbiert [140]. Eine n -fache Überabtastung führt weiterhin zu einer Verringerung der Abtastperiodendauer gegenüber der Trägerperiodendauer um das n -fache.

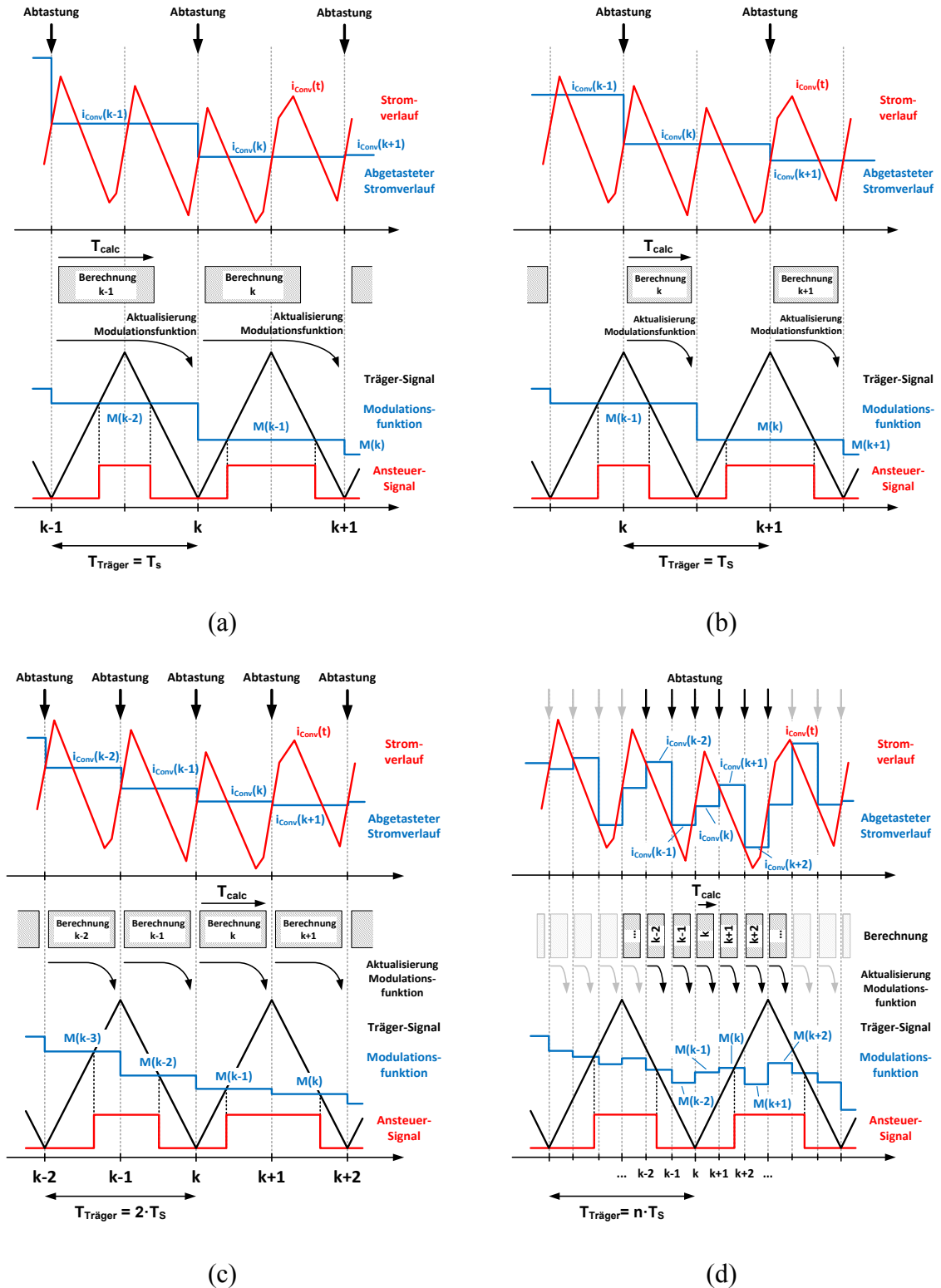


Abb. 4.4: Darstellung verschiedener synchronisierter Abtastkonzepte des Stromes bei identischer Trägerfrequenz (Gantt-Diagramm):
 (a) symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode, (b) symmetrische PWM mit Abtastung zur Mitte der Trägerperiode, (c) asymmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn und zur Mitte der Trägerperiode und (d) asymmetrische PWM mit n -facher Überabtastung (hier beispielhaft $n=6$)

In Abb. 4.4 (a) sind die zeitlichen Abläufe in Form eines Gantt-Diagrammes der Abtastung, der Berechnung und PWM-Aktualisierung für die symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode (*s-PWM-start*) schematisch dargestellt. Hier wird vorausgesetzt, dass die Berechnungszeit der Regelung T_{calc} kleiner ist, als die Abtastperiodendauer T_s . Unter der Annahme, dass die Nullraumzeiger symmetrisch um die Trägerminima und -maxima verteilt liegen, wird bei dieser Abtaststrategie der Phasenstrom $i_{Conv}(t)$ in seinem Mittelwert abgetastet. Werden die benötigte Rechenzeit der Regelung T_{calc} und der Umstand, dass die Modulationsfunktion der PWM nur einmal pro Trägerperiode aktualisiert wird, berücksichtigt, dann ergibt sich bei dieser Abtaststrategie eine gesamte Verzögerungszeit T_d zwischen Abtastung und PWM-Aktualisierung von einer Abtastperiode (gleich einer ganzen Trägerperiode $T_{Träger}$), d.h.:

$$T_d|_{s-PWM-start} = T_{Träger} = T_s \quad (4.12)$$

Des Weiteren sind in Abb. 4.4 (b) die zeitlichen Abläufe der Abtastung, der Berechnung und PWM-Aktualisierung für die symmetrische PWM mit Abtastung zur Mitte der Trägerperiode (*s-PWM-middle*) schematisch veranschaulicht. Festzuhalten bleibt auch hier, dass, der Phasenstrom in seinem Mittelwert abgetastet wird, wenn die Nullraumzeiger symmetrisch um die Trägerminima und -maxima verteilt liegen. Unter der Voraussetzung, dass die Berechnungszeit T_{calc} der Regelung kleiner ist als die Abtastperiodendauer T_s und unter der Berücksichtigung der entsprechen Zeitverläufe der Abtastung, der Berechnung sowie der PWM-Aktualisierung ergibt sich nun eine gesamte Verzögerungszeit T_d von einer halben Abtastperiode (gleich einer halben Trägerperiode $T_{Träger}$), d.h.:

$$T_d|_{s-PWM-middle} = \frac{1}{2} T_{Träger} = \frac{1}{2} T_s \quad (4.13)$$

In Abb. 4.4 (c) sind die zeitlichen Abläufe der asymmetrischen PWM (*a-PWM*) mit Abtastung sowohl in den Trägerminima als auch -maxima schematisch abgebildet. Auch hier wird der Phasenstrom bei symmetrischer Verteilung der Nullraumzeiger um die Trägermaxima in seinem Mittelwert abgetastet. Da nun jedoch die Trägerperiodendauer doppelt so groß wie die Abtastperiodendauer ist, ergibt sich (unter Berücksichtigung der bereits erläuterten Annahmen) eine gesamte Verzögerungszeit T_d von einer Abtastperiode (gleich einer halben Trägerperiode $T_{Träger}$), d.h.:

$$T_d|_{a-PWM} = \frac{1}{2} T_{Träger} = T_s \quad (4.14)$$

Die asymmetrische PWM mit n -facher Überabtastung ist in Abb. 4.4 (d) dargestellt. Im Weiteren wird nicht näher auf diese Abtaststrategie eingegangen, vielmehr sei auf die diesbezügliche Fachliteratur hingewiesen, siehe z.B. [141-143]. Es ist festzuhalten, dass der Phasenstrom (auch bei symmetrischer Platzierung der Nullraumzeiger um die Trägermaxima) in der Regel nicht in seinem Mittelwert abgetastet wird. Zudem ist die durch die Berücksichtigung der Rechenzeit T_{calc} entstehende Verzögerungszeit T_d zwischen der Ab-

tastung und der PWM-Aktualisierung nun abhängig von der Höhe der Überabtastung sowie der Lage von Träger- zu Modulationsfunktion.

Zusammenfassend lassen sich die durch die beschriebene Abtastung, Regelungsberechnung und PWM-Aktualisierung bedingten Verzögerungszeiten T_d durch ein Totzeitverhalten beschreiben. Demnach ergibt sich der zeitliche Zusammenhang zwischen dem Sollwert der Ausgangsspannung $\underline{U}_{Conv,ref}^{\alpha\beta}$ und der anliegenden Ausgangsspannung des Umrichters $\underline{U}_{Conv}^{\alpha\beta}$ im ortsfesten KOS zu:

$$\underline{U}_{Conv}^{\alpha\beta}(t) = \underline{U}_{Conv,ref}^{\alpha\beta}(t - T_d) \quad (4.15)$$

Im Frequenzbereich ergibt sich die Übertragungscharakteristik der Abtastung, Berechnung und PWM-Aktualisierung im ortsfesten KOS zu einem Totzeitglied, d.h.:

$$\underline{G}_{Sample \rightarrow update}^{\alpha\beta}(s) = \frac{\underline{U}_{Conv}^{\alpha\beta}(s)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{\alpha\beta}(s)} = e^{-sT_d} \quad (4.16)$$

Die vorhergehenden Absätze fassen die Dynamiken der verschiedenen vorgestellten Abtaststrategien im ortsfesten KOS zusammen. Im Weiteren werden die Betrachtungen auf ein mit der Kreisfrequenz des Netzes ω_k rotierendes KOS erweitert. Die grundlegenden Transformationsvorschriften wurden bereits im Abschnitt 4.2.2 eingeführt und diskutiert. Da die Dynamiken der Abtastung und PWM-Aktualisierung jedoch durch ein Totzeitverhalten charakterisiert sind, müssen diese Betrachtungen erweitert werden. Bei der Transformation einer totzeitbehafteten Dynamik vom ortsfesten in ein rotierendes KOS muss die folgende Vorschrift berücksichtigt werden:

$$\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(t - T_d) = \underline{U}_{Conv,ref}^{\alpha\beta}(t - T_d) e^{-j\omega_k(t - T_d)} \quad (4.17)$$

Demnach lässt sich die Dynamik der Abtastung und der PWM-Aktualisierung in dem dq -KOS ableiten zu:

$$\underline{U}_{Conv}^{dq}(t) = \underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(t - T_d) e^{-j\omega_k T_d} \quad (4.18)$$

Neben den bereits bei der Filterstromdynamik beschriebenen Verkopplungseffekten treten also auch bei der Beschreibung der Abtast- und PWM-Dynamik im rotierenden KOS Verkopplungseffekte zwischen den d - und q -Komponenten auf. Die Dynamik der Abtastung und der PWM-Aktualisierung wird im rotierenden KOS durch die folgende Übertragungsfunktion beschrieben, d.h.:

$$\underline{G}_{Sample \rightarrow update}^{dq}(s) = \frac{\underline{U}_{Conv}^{dq}(s)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(s)} = \underbrace{e^{-sT_d}}_{\text{Totzeit-}} \underbrace{e^{-j\omega_k T_d}}_{\text{Verkopplung}} \quad (4.19)$$

Dabei hängt die Höhe der Verzögerungszeit von der Abtast- bzw. der PWM-Trägerfrequenz und der Wahl der Abtaststrategie ab, vgl. Glg. (4.12)-(4.14).

Die vorhergehenden Betrachtungen zeigen, dass die Übertragungsdynamik der Abtastung und der PWM durch ein Totzeitverhalten charakterisiert wird. Bei den bisherigen Betrachtungen wird jedoch nicht berücksichtigt, dass die Referenzspannung (bzw. der Referenzwert der Modulationsfunktion) durch die digitale Implementierung des Modulators (engl. *regular sampled PWM*) lediglich ein Mal pro Abtastperiodendauer verändert werden kann. Über eine Abtastperiode T_s wird der Referenzwert der Modulationsfunktion konstant gehalten, vgl. Abb. 4.4. Dieses Übertragungsverhalten des digital implementierten Pulsweiten-Modulators wird durch ein Halteglied 0-ter Ordnung (engl. *zero-order hold element*, kurz: *zoh*) modelliert. Die Übertragungsdynamik eines Halteglied 0-ter Ordnung wird im Frequenzbereich wie folgt beschrieben ([144], Kap.11.5.1.5., S. 507):

$$\underline{G}_{zoh}^{dq}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (4.20)$$

Zusammenfassend wird das gesamte Übertragungsverhalten des digital implementierten Pulsweiten-Modulators in einem mit der Kreisfrequenz des Netzes ω_k rotierenden KOS durch drei wesentliche Dynamiken charakterisiert. Diese sind:

1. ein Totzeitverhalten durch die zeitlichen Abfolgen der Abtastung des Stromes, der Berechnungen des Stromreglers und des Modulationsgrades sowie der PWM-Aktualisierung,
2. eine Verkopplung der d - und q -Komponenten der PWM im Falle der Transformation in ein rotierendes KOS und
3. ein Verhalten eines Halteglied 0-ter Ordnung durch die digitale Implementierung der PWM, also der Randbedingung, dass die Modulationsfunktion nur ein Mal pro Abtastperiode verändert werden kann.

Die Gesamtübertragungsdynamik der PWM \underline{G}_{PWM}^{dq} , welche die genannten Effekte abbildet, wird daher im Frequenzbereich wie folgt formuliert:

$$\underline{G}_{PWM}^{dq}(s) = \frac{\underline{U}_{Conv}^{dq}(s)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(s)} = \underline{G}_{zoh}^{dq}(s) \underline{G}_{Sample \rightarrow update}^{dq}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} e^{-sT_d} e^{-j\omega_k T_d} \quad (4.21)$$

Abschließend zu den Betrachtungen der relevanten PWM-Übertragungsdynamiken ist darauf hinzuweisen, dass die vorgestellten Modellierungsansätze weder die zugrunde gelegte PWM-Methode (z.B. diskontinuierliche oder kontinuierliche PWM-Methode) noch den Betriebspunkt (im Sinne der Höhe der Modulationsfunktion) explizit berücksichtigen. Au-

ßer der getroffenen Einschränkung, dass die beschriebenen Dynamiken nur im linearen bzw. linearisierten Betriebsbereich Gültigkeit besitzen, werden keine weiteren Einschränkungen getroffen. Genauer heißt dies, dass die dargestellten Modelle lediglich das Großsignalübertragungsverhalten der digital implementierten PWM nachbilden. Die Modellierung des Kleinsignalübertragungsverhaltens für dreiphasige Umrichter mit Spannungszwischenkreis für verschiedene digital implementierte PWM-Verfahren ist Bestandteil weitergehender Analysen [141;142;145-147] und wird hier nicht weiter diskutiert.

4.2.5 Abgetastete Regelstrecke mit L-Filter

Die vorhergehenden Abschnitte stellen sowohl die Modellierung der Stromdynamik von L- bzw. LCL-Filtern als auch der Übertragungsdynamik der digital implementierten PWM unter Berücksichtigung der verwendeten Abtaststrategie dar. Die Analysen werden für das ortsfeste KOS und für das mit der Kreisfrequenz des Netzes ω_k rotierende KOS dargestellt. In diesem Abschnitt wird die zeitdiskrete Modellierung des abgetasteten L-Filter Systems beschrieben. Die Betrachtungen der Dynamiken im ortsfesten KOS stellen hierbei einen Sonderfall ($\omega_k = 0 \text{ s}^{-1}$) der Analysen des rotierenden KOS dar. Daher wird im Folgenden nicht explizit auf die Übertragungsdynamiken im ortsfesten KOS eingegangen.

Werden das Übertragungsverhalten des Filterstromes und der PWM zu einer Gesamtstreckendynamik $\underline{G}_{Strecke}^{dq}(s)$ zusammengefasst, so ergibt die folgende Führübertragungsdynamik:

$$\begin{aligned} \underline{G}_{Strecke}^{dq}(s) &= \frac{\underline{I}_{Conv}^{dq}(s)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(s)} = \underline{G}_{PWM}^{dq}(s) \underline{G}_{L,w}^{dq}(s) \\ &= \underbrace{\frac{1 - e^{-sT_s}}{s}}_{\text{Digitale PWM-Implementierung}} \underbrace{e^{-sT_d} e^{-j\omega_k T_d}}_{\text{Rechenverzögerung}} \underbrace{\frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s\tau_f + j\omega_k \tau_f}}_{\text{Filterstromdynamik}} \quad (4.22) \end{aligned}$$

Hierbei beschreibt $\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}$ die Referenzspannung, welche durch eine übergeordnete Struktur, z.B. eine Stromregelung, an den digital implementierten Pulsweiten-Modulator übergeben wird und $\underline{I}_{Conv}^{dq}$ den sich unter Beachtung der Übertragungsdynamik des Modulators und der Filterdynamik ergebenden Stromverlauf. Auf gleiche Weise kann die entsprechende Störübertragungsdynamik hergeleitet werden.

Die vorgestellten Abtaststrategien (vgl. Abb. 4.4) zeigen ein Totzeitverhalten zwischen Abtastung, Berechnung und Aktualisierung der Modulationsfunktion. Wie die Betrachtungen weiterhin zeigen, muss die Totzeit T_d dabei nicht unbedingt ein ganzzahlig Vielfaches der Abtastperiode betragen. Dieser Zusammenhang wird offensichtlich, wenn die symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode mit der symmetrischen PWM mit Abtastung zur Mitte der Trägerperiode verglichen wird. Während sich bei der symmetri-

schen PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode eine Totzeit von einer Abtastperiode ergibt, vgl. Glg. (4.12), so stellt sich bei der symmetrischen PWM mit Abtastung zur Mitte der Trägerperiode eine Totzeit von einer halben Abtastperiode ein, vgl. Glg. (4.13). Demnach muss für die hier durchgeführten Analysen beachtet werden, dass die in der Regelungsstrecke auftretenden Totzeiten einen Bruchteil bzw. ein nicht ganzzahliges Vielfaches einer Abtastperiode betragen können. Um einen allgemeingültigen Ansatz zu erhalten, wird eine Hilfsvariable m eingeführt, welche es ermöglicht, Totzeiten zu quantifizieren, die kein ganzzahliges Vielfaches einer Abtastperiode bilden:

$$m = 1 - \frac{T_d}{T_s} \text{ mit } m \in [0; 1] \quad (4.23)$$

Dadurch ist es möglich die bereits diskutierten Abtaststrategien zu quantifizieren:

- $m = 0$ für die symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode, vgl. Abb. 4.4 (a)
- $m = \frac{1}{2}$ für die symmetrische PWM mit Abtastung zur Mitte der Trägerperiode, vgl. Abb. 4.4 (b)
- $m = 0$ für die asymmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn und Mitter der Trägerperiode, vgl. Abb. 4.4 (c)

Weitere Totzeit-Effekte, bei denen die auftretenden Totzeiten ein nicht ganzzahliges Vielfaches einer Abtastperiode sind, können durch den beschriebenen Ansatz nachgebildet werden. Diese sind z.B. eine Überabtastung mit anschließender Mittelwertbildung [148-150] oder eine sequenzielle Abtastung mehrerer Messgrößen [151].

Um eine Beschreibung der abgetasteten Regelstrecke zu erhalten, wird die zeitkontinuierliche Übertragungsdynamik $\underline{G}_{Strecke}^{dq}(s)$ schrittweise in ihr zeitdiskretes Äquivalent $\underline{G}_{Strecke}^{dq}(z, m)$ überführt. Dabei wird die allgemeingültige Transformationsvorschrift zwischen zeitkontinuierlicher und zeitdiskreter Streckenbeschreibung angewendet ([144], Kap.11.5.4.3, S. 545):

$$\underline{G}_{Strecke}^{dq}(z, m) \Big|_{m=1-\frac{T_d}{T_s}} = \frac{\underline{I}_{Conv}^{dq}(z)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(z)} = \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \underline{G}_{Strecke}^{dq}(s) \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\} \quad (4.24)$$

Hier beschreibt \mathcal{Z} die z-Transformation und \mathcal{L}^{-1} die inverse Laplace-Transformation. Die zeitkontinuierliche Streckendynamik ist neben der Filterstromdynamik durch ein Übertragungsverhalten eines Halteglieders 0-ter Ordnung und ein Totzeitverhalten charakterisiert. Um die gängigen Transformationstabellen der z-Transformation anwenden zu können, wird folgende Umformung durchgeführt:

$$\underline{G}_{Strecke}^{dq}(z, m) \Big|_{m=1-\frac{T_d}{T_s}} = \frac{z-1}{z} \mathcal{Z} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \underline{G}'^{dq}(s) e^{-sT_d} \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\} \quad (4.25)$$

$$\underline{G}'_{Strecke}{}^{dq}(s) = \frac{1}{R_f} \frac{1}{1 + s\tau_f + j\omega_k\tau_f} e^{-j\omega_k T_d}$$

Für totzeitbehaftete Regelstrecken, bei denen die Totzeit ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastzeit beträgt, ist es bereits mit der Transformationsvorschrift (4.25) möglich, eine entsprechende z-Übertragungsfunktion des betrachteten Systems anzugeben (z.B. durch Anwendung von entsprechenden Transformationstabellen [144], S. 548 ff). Bei den hier dargestellten Problematiken stellt diese Lösung jedoch nur einen Sonderfall dar. Da Streckentotzeiten auftreten können, welche ein nicht ganzzahliges Vielfaches der Abtastperiodendauer betragen, reicht diese einfache z-Transformation nicht aus, um eine adäquate Beschreibung der zeitdiskreten Übertragungsdynamik zu erhalten. Einen erweiterten Ansatz hierfür bietet die modifizierte z-Transformation [152;153] (engl. *modified z-Transformation* oder auch *advanced z-Transformation*). Mit der modifizierten z-Transformation \mathcal{Z}_{mod} lassen sich Streckendynamiken, bei denen die Totzeiten ein nicht ganzzahliges Vielfaches der Abtastzeit darstellen, in den zeitdiskreten Bereich überführen. Durch die Einführung der modifizierten z-Transformation kann die Transformationsvorschrift zur Berechnung der z-Übertragungsfunktion umformuliert werden zu:

$$\underline{G}_{Strecke}{}^{dq}(z, m) \Big|_{m=1-\frac{T_d}{T_s}} = \frac{z-1}{z} \mathcal{Z}_{mod} \left\{ \mathcal{L}^{-1} \left\{ \frac{1}{s} \underline{G}'_{Strecke}{}^{dq}(s) \right\} \Big|_{t=kT_s} \right\} \quad (4.26)$$

Auf Grundlage von Transformationstabellen (z.B. aus [153], S. 741 ff.) kann dann die z-Übertragungsfunktion der gesamten Regelstrecke berechnet werden zu:

$$\underline{G}_{Strecke}{}^{dq}(z, m) \Big|_{m=1-\frac{T_d}{T_s}} = \frac{\underline{I}_{Conv}{}^{dq}(z)}{\underline{U}_{Conv,ref}{}^{dq}(z)} = \frac{1}{R_f + j\omega_k L_f} \left[\frac{1}{z} - \frac{\alpha_2(z-1)}{z(z-\alpha_1)} \right] e^{-j\omega_k(1-m)T_s}$$

$$\alpha_0 = e^{-T_s/\tau_f} \quad (4.27)$$

$$\alpha_1 = \alpha_0 e^{-j\omega_k T_s}$$

$$\alpha_2 = e^{-mT_s/\tau_f} e^{-j\omega_k m T_s}$$

Die allgemeine z-Übertragungsfunktion (4.27) der Regelstrecke berücksichtigt neben den auftretenden Totzeiteffekten der Abtastung und PWM-Aktualisierung (welche hier ein nicht ganzzahliges Vielfaches der Abtastperiodendauer T_s sein können) auch das Verhalten eines Haltegliedres 0-ter Ordnung sowie die beschriebene Stromdynamik des L-Filters. Die Verkopplungseffekte durch Verwendung eines rotierenden KOS sind in der Komplexwertigkeit der einzelnen Faktoren der Übertragungsfunktion enthalten. Um den zeitdiskreten Modellierungsansatz abzuschließen, sind in Tab. 4.1 die z-Übertragungsfunktionen der verschiedenen Abtaststrategien zusammengefasst.

Die komplexwertige z-Übertragungsfunktion der asymmetrischen PWM (*a-PWM*) mit Abtastung zu Beginn- und Mitte einer Trägerperiode wird im Weiteren genauer untersucht. Die Streckenverstärkung K_S im stationären Zustand ist:

$$K_S = \underline{G}_{Strecke}^{dq}(z=1) = \frac{1}{R_f + j\omega_k L_f} e^{-j\omega_k T_s} \quad (4.28)$$

Unter der Annahme, dass die Kreisfrequenz des Netzes ω_k des rotierenden KOS während des Betriebes des Netzpulsstromrichters leichten Schwankungen unterliegt, ist die Streckenverstärkung also zeitvariant und komplexwertig. Weiterhin besitzt die komplexwertige z-Übertragungsfunktion (4.32) zwei Polstellen:

$$\begin{aligned} z_{\infty,1} &= 0 \\ z_{\infty,2} &= e^{-T_s/\tau_f} e^{-j\omega_k T_s} = [\cos(\omega_k T_s) - j \sin(\omega_k T_s)] e^{-T_s/\tau_f} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Die Lage der ersten Polstelle $z_{\infty,1}$ ist fest im Nullpunkt des Einheitskreises. Weiterhin besitzt die Übertragungsdynamik eine weitere von ω_k abhängige Polstelle $z_{\infty,2}$, deren Radius im Einheitskreis durch die invers-exponentielle Gewichtung des Verhältnisses von Abtastperiodendauer T_s und Filterkonstante τ_f bestimmt wird. In Abb. 4.5 sind diese Polstellen für verschiedene Verhältnisse der Kreisfrequenz des Netzes ω_k des rotierenden KOS zur Abtastkreisfrequenz ω_s dargestellt.

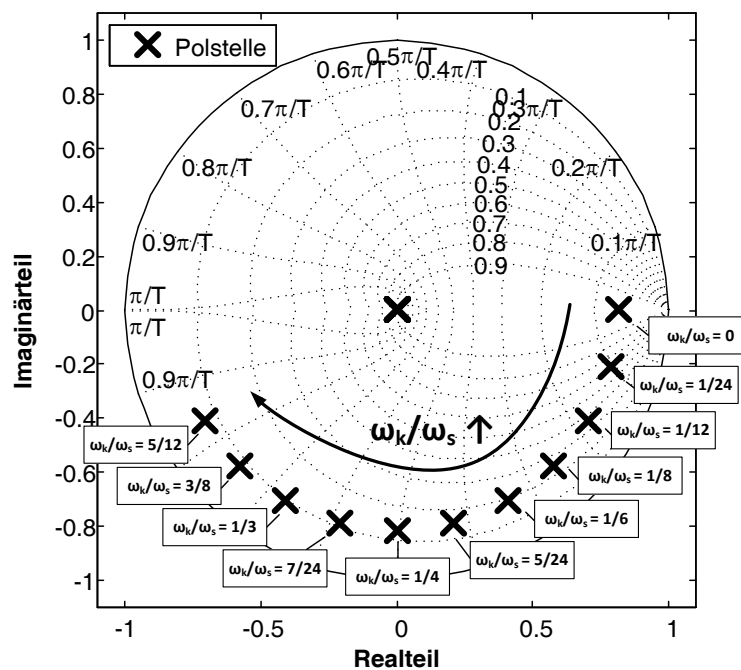


Abb. 4.5: Pol-Nullstellen Verteilung der Regelstrecke mit L-Filter $\underline{G}_{Strecke}^{dq}(z)$ für verschiedene Verhältnisse der Kreisfrequenz ω_k des dq-KOS zur Abtastkreisfrequenz ω_s (Asymmetrische PWM, hier beispielhaft gewählt: $\tau_f = 8.3ms$)

Tab. 4.1: Komplexwertige z-Übertragungsfunktionen der Stromregelstrecke in dem mit der Kreisfrequenz des Netzes ω_k rotierenden KOS für verschiedene Abtaststrategien

<p>Symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode (<i>s-PWM-start</i>) (vgl. Abb. 4.4 (a), Single-update Modus, $T_d = T_{\text{Träger}} = T_s$, $m = 0$, $\alpha_2 = 1$)</p>
$\underline{G}_{\text{Strecke}}^{dq}(z) \Big _{(a), T_d=T_{\text{Träger}}=T_s} = \frac{1}{R_f + j\omega_k L_f} \frac{1 - \alpha_1}{z(z - \alpha_1)} e^{-j\omega_k T_s}$
$\alpha_0 = e^{-T_s/\tau_f}$
$\alpha_1 = \alpha_0 e^{-j\omega_k T_s}$
<p>Symmetrische PWM mit Abtastung zur Mitte der Trägerperiode (<i>s-PWM-middle</i>) (vgl. Abb. 4.4 (b), Single-update Modus, $T_d = \frac{1}{2}T_{\text{Träger}} = \frac{1}{2}T_s$, $m = \frac{1}{2}$)</p>
$\underline{G}_{\text{Strecke}}^{dq}(z) \Big _{(b), T_d=\frac{1}{2}T_{\text{Träger}}=\frac{1}{2}T_s} = \frac{1}{R_f + j\omega_k L_f} \frac{(1 - \alpha_2)(z + \alpha_2)}{z(z - \alpha_1)} e^{-j\frac{1}{2}\omega_k T_s}$
$\alpha_0 = e^{-T_s/\tau_f}$
$\alpha_1 = \alpha_0 e^{-j\omega_k T_s}$
$\alpha_2 = e^{-\frac{1}{2}T_s/\tau_f} e^{-j\frac{1}{2}\omega_k T_s}$
<p>Asymmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn und Mitte der Trägerperiode (<i>a-PWM</i>) (vgl. Abb. 4.4 (c), Double-update Modus, $T_d = \frac{1}{2}T_{\text{Träger}} = T_s$, $m = 0$, $\alpha_2 = 1$)</p>
$\underline{G}_{\text{Strecke}}^{dq}(z) \Big _{(c), T_d=\frac{1}{2}T_{\text{Träger}}=T_s} = \frac{1}{R_f + j\omega_k L_f} \frac{1 - \alpha_1}{z(z - \alpha_1)} e^{-j\omega_k T_s}$
$\alpha_0 = e^{-T_s/\tau_f}$
$\alpha_1 = \alpha_0 e^{-j\omega_k T_s}$

4.2.6 Abgetastete Regelstrecke mit LCL-Filter

Nachdem die Modellierung der abgetasteten Regelstrecke mit L-Filter vorgestellt wurde, wird nachfolgend die abgetastete Regelstrecke mit LCL-Filter beschrieben. Hierbei liegt ein besonderes Augenmerk auf der Modellbildung in einem, mit der Kreisfrequenz ω_k des Netzes rotierendem, KOS. Die Analysen der Regelstrecke mit L-Filter wurden allgemein für verschiedene digital implementierte PWM-Methoden durchgeführt. Die nachfolgenden Analysen zur zeitdiskreten Beschreibung der abgetasteten Regelstrecke mit LCL-Filter beschränken sich dahingegen auf digital implementierte PWM-Methoden, bei welchen die Streckentotzeit ein ganzzahlig Vielfaches der Abtastzeit darstellt. Im Sinne der Übersichtlichkeit der Analysen wird auf eine weitergehende Betrachtung von PWM-Methoden, bei denen die Streckentotzeit kein ganzzahlig Vielfaches der Abtastzeit ist, verzichtet. Dem-

nach sind die im Weiteren dargestellten Analysen gültig für: (1) eine symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode und (2) eine asymmetrische PWM mit Abtastung zum Trägermaximum und -minimum.

Das zeitkontinuierliche Zustandsraummodell eines LCL-Filters im dq -KOS unter Berücksichtigung der Wicklungswiderstände der Filterinduktivitäten und des ESR der Filterkapazitäten wird in Kap. 4.2.3, Glg. (4.11) entwickelt. Dieses Modell bildet im Folgenden die Grundlage für die Entwicklung der zeitdiskreten Beschreibung des LCL-Filtersystems. Basierend auf der zeitkontinuierlichen Beschreibung lässt sich das zeitdiskrete Modell durch die folgenden allgemeingültigen Transformationsgleichungen berechnen (vgl. [100], Kap. 11.1.6, S. 438):

$$\begin{aligned}
 A_d &= e^{AT_s} \\
 B_d &= A^{-1}[A_d - I]B \\
 C_d &= C \\
 D_d &= D = 0
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

Werden diese Transformationsgleichungen auf die zeitkontinuierliche Beschreibung des LCL-Filters angewendet, ergibt sich unter Vernachlässigung der ohmschen Verluste (d.h. $R_{fg} = R_{fc} = R_{ESR} = 0$) das zeitdiskrete Zustandsraummodell in einem mit der Kreisfrequenz ω_k rotierenden KOS zu:

$$\begin{aligned}
 \underbrace{\begin{bmatrix} I_{Conv}^{dq}(k+1) \\ I_{PCC}^{dq}(k+1) \\ U_{Cf}^{dq}(k+1) \end{bmatrix}}_{:= \underline{x}(k+1)} &= \underbrace{\begin{bmatrix} a_{d11} & a_{d12} & a_{d13} \\ a_{d21} & a_{d22} & a_{d23} \\ a_{d31} & a_{d32} & a_{d33} \end{bmatrix}}_{:= A_d} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{Conv}^{dq}(k) \\ I_{PCC}^{dq}(k) \\ U_{Cf}^{dq}(k) \end{bmatrix}}_{:= \underline{x}(k)} + \underbrace{\begin{bmatrix} b_{d11} & b_{d12} \\ b_{d21} & b_{d22} \\ b_{d31} & b_{d32} \end{bmatrix}}_{:= B_d} \underbrace{\begin{bmatrix} U_{Conv}^{dq}(k) \\ U_{PCC}^{dq}(k) \end{bmatrix}}_{:= \underline{u}(k)} \\
 \underline{y}(k) &= \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{:= C_d} \underbrace{\begin{bmatrix} I_{Conv}^{dq}(k) \\ I_{PCC}^{dq}(k) \\ U_{Cf}^{dq}(k) \end{bmatrix}}_{:= \underline{x}(k)}
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

Die Koeffizienten der Systemmatrix A_d bzw. der Eingangsmatrix B_d des zeitdiskreten Zustandsraummodells im rotierenden KOS sind in Tab. 4.2 bzw. Tab. 4.3 zusammengefasst. Im Anhang 8.5.2 (S. 324 ff.) ist die aus einer Grenzwertbetrachtung ($\omega_k \rightarrow 0$) abgeleitete zeitdiskrete Zustandsraumbeschreibung des LCL-Filters im ortsfesten $\alpha\beta$ -KOS dargestellt.

Tab. 4.2: Koeffizienten der Systemmatrix A_d des zeitdiskreten Zustandsraummodells des LCL-Filters im dq -KOS

$a_{d11} =$	$a_{d12} =$	$a_{d13} =$
$\frac{L_{fg} + L_{fg} \cos(\omega_{Res} T_s)}{L_{fg} + L_{fc}} e^{-j\omega_k T_s}$	$\frac{L_{fg} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)]}{L_{fg} + L_{fc}} e^{-j\omega_k T_s}$	$-\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} L_{fg}} e^{-j\omega_k T_s}$
$a_{d21} =$	$a_{d22} =$	$a_{d23} =$
$\frac{L_{fc} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)]}{L_{fg} + L_{fc}} e^{-j\omega_k T_s}$	$\frac{L_{fg} + L_{fc} \cos(\omega_{Res} T_s)}{L_{fg} + L_{fc}} e^{-j\omega_k T_s}$	$\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} L_{fg}} e^{-j\omega_k T_s}$
$a_{d31} =$	$a_{d32} =$	$a_{d33} =$
$\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} C_f} e^{-j\omega_k T_s}$	$-\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} C_f} e^{-j\omega_k T_s}$	$\cos(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s}$

Tab. 4.3: Koeffizienten der Eingangsmatrix B_d des zeitdiskreten Zustandsraummodells des LCL-Filters im dq -KOS

$b_{d11} =$
$\frac{L_{fg} \sin(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s} + j \frac{\omega_k}{\omega_{Res}} L_{fg} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s}] + j L_{fc} \left[\frac{\omega_k}{\omega_{Res}} - \frac{\omega_{Res}}{\omega_k} \right] (1 - e^{-j\omega_k T_s})}{\omega_{Res} L_{fg} (L_{fc} + L_{fg}) (1 - \omega_k^2 / \omega_{Res}^2)}$
$b_{d12} =$
$\frac{\sin(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s} + j \frac{\omega_k}{\omega_{Res}} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)] e^{-j\omega_k T_s} + j \frac{\omega_{Res}}{\omega_k} (1 - e^{-j\omega_k T_s})}{\omega_{Res} (L_{fc} + L_{fg}) (1 - \omega_k^2 / \omega_{Res}^2)}$
$b_{d21} =$
$\frac{-\sin(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s} - j \frac{\omega_k}{\omega_{Res}} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)] e^{-j\omega_k T_s} - j \frac{\omega_{Res}}{\omega_k} (1 - e^{-j\omega_k T_s})}{\omega_{Res} (L_{fc} + L_{fg}) (1 - \omega_k^2 / \omega_{Res}^2)}$
$b_{d22} =$
$\frac{-L_{fc} \sin(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s} - j \frac{\omega_k}{\omega_{Res}} L_{fc} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s}] - j L_{fg} \left[\frac{\omega_k}{\omega_{Res}} - \frac{\omega_{Res}}{\omega_k} \right] (1 - e^{-j\omega_k T_s})}{\omega_{Res} L_{fg} (L_{fc} + L_{fg}) (1 - \omega_k^2 / \omega_{Res}^2)}$
$b_{d31} =$
$\frac{L_{fg} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s}] - j \frac{\omega_k}{\omega_{Res}} L_{fg} \sin(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s}}{(L_{fc} + L_{fg}) (1 - \omega_k^2 / \omega_{Res}^2)}$
$b_{d32} =$
$\frac{L_{fc} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s}] - j \frac{\omega_k}{\omega_{Res}} L_{fc} \sin(\omega_{Res} T_s) e^{-j\omega_k T_s}}{(L_{fc} + L_{fg}) (1 - \omega_k^2 / \omega_{Res}^2)}$

Wie bereits in dem Abschnitt 4.2.4 dargestellt ist das Großsignal-Übertragungsverhalten eines digital implementierten Pulsweiten-Modulators im rotierenden KOS durch drei wesentliche Dynamiken charakterisiert. Diese sind: (1) ein Totzeitverhalten, (2) eine Verkopplung und (3) ein Verhalten eines Haltegliedres 0-ter Ordnung. Während das in Glg. (4.33) gezeigte Diskretisierungsgesetz bereits das Verhalten eines Haltegliedres 0-ter Ordnung berücksichtigt (vgl. [100], Kap. 11.1.6, S. 437) bleibt die Nachbildung des Totzeitverhaltens und der PWM-Verkopplungen in dem in (4.34) dargestellten zeitdiskreten Zustandsraummodell des LCL-Filters zunächst unberücksichtigt.

Im Weiteren wird die zeitdiskrete Zustandsraumdarstellung um das durch die Abtastung und Berechnung bedingte Totzeitverhalten und die durch die dq -Transformation hervorgerufenen Verkopplungen der PWM erweitert. Da in diesem Abschnitt aus Gründen der Übersichtlichkeit lediglich PWM-Verfahren betrachtet werden, bei denen die Verzögerungszeit T_d ein ganzzahlig Vielfaches der Abtastzeit T_s ist, kann das Modell der Zeitverzögerung durch die folgende Rekursionsgleichung beschrieben werden:

$$\underline{U}_{Conv}^{dq}(k)|_{T_d=T_s} = \underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(k-1) e^{-j\omega_k T_s} \quad (4.35)$$

Hierbei fließt die Annahme ein, dass die Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS zwischen zwei Abtastperioden konstant ist. Weiterhin wird die in (4.35) dargestellte Differenzengleichung in Hinblick auf die Erweiterung der beschriebenen Zustandsraummodellierung umgeformt zu:

$$\underline{U}_{Conv}^{dq}(k+1)|_{T_d=T_s} = \underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(k) e^{-j\omega_k T_s} \quad (4.36)$$

Werden nun die Ausgangsspannung des Umrichters $\underline{U}_{Conv}^{dq}$ als einen weiteren Systemzustand bzw. die Referenzspannung des Umrichters $\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}$ als eine neue Eingangsgröße berücksichtigt, so ergibt sich die zeitdiskrete Zustandsraumbeschreibung im rotierenden dq -KOS des LCL-Filters mit Berücksichtigung der Streckentotzeiten zu:

$$\begin{aligned}
& \begin{bmatrix} \underline{I}_{Conv}^{dq}(k+1) \\ \underline{I}_{PCC}^{dq}(k+1) \\ \underline{U}_{Cf}^{dq}(k+1) \\ \underline{U}_{Conv}^{dq}(k+1) \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} a_{d11} & a_{d12} & a_{d13} & b_{d11} \\ a_{d21} & a_{d22} & a_{d23} & b_{d21} \\ a_{d31} & a_{d32} & a_{d33} & b_{d31} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_{Conv}^{dq}(k) \\ \underline{I}_{PCC}^{dq}(k) \\ \underline{U}_{Cf}^{dq}(k) \\ \underline{U}_{Conv}^{dq}(k) \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & b_{d12} \\ 0 & b_{d22} \\ 0 & b_{d32} \\ e^{-j\omega_k T_s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(k) \\ \underline{U}_{PCC}^{dq}(k) \end{bmatrix} \\
\underline{y}(k) &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{I}_{Conv}^{dq}(k) \\ \underline{I}_{PCC}^{dq}(k) \\ \underline{U}_{Cf}^{dq}(k) \\ \underline{U}_{Conv}^{dq}(k) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{4.37}$$

Für die analytischen Berechnungen der Koeffizienten des Zustandsraummodells aus Glg. (4.37) werden die ohmschen Filterverluste vernachlässigt. Die resultierende Pol-Nullstellen Verteilung dieses zeitdiskreten LCL-Modells wird in Tab. 4.4 zusammengefasst.

Tab. 4.4: Pol-Nullstellen Verteilung der zeitdiskreten Modellierung des LCL-Filters mit Berücksichtigung der Streckentotzeiten im dq -KOS ($R_{fc} = 0, R_{fg} = 0, R_{ESR} = 0$)

$z_{\infty,0} = 0$	$z_{\infty,1} = e^{-j\omega_k T_s}$
$z_{\infty,2} = e^{-j(\omega_{Res} + \omega_k) T_s}$	$z_{\infty,3} = e^{j(\omega_{Res} - \omega_k) T_s}$
$z_{0,1} \approx e^{-j(\omega_{0,g} + \omega_k) T_s}$	$z_{0,2} \approx e^{j(\omega_{0,g} - \omega_k) T_s}$

Für die weiteren Untersuchungen werden die folgenden Zuordnungen getroffen:

1. Für die Auslegung der zugrunde gelegten Stromregelung wird das niederfrequente Übertragungsverhalten des LCL-Filters durch eine äquivalente L-Filterdynamik angenähert [154], d.h. $L_f = L_{fg} + L_{fc}$ und $R_f = R_{fg} + R_{fc}$, wobei die ohmschen Wicklungsverluste der Filterinduktivitäten Beachtung finden.
2. Für die Auslegung der aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz wird das Übertragungsverhalten des Filters als verlustlos und ideal angenommen, d.h. $R_{fg} = R_{fc} = R_{ESR} = 0$. Demnach bildet die daraus resultierende Auslegung der aktiven Dämpfung immer den ungünstigsten anzunehmenden Fall ab, nämlich dass die in-

härente (verlustbedingte) Dämpfung der LCL-Filterresonanz zu keiner Stabilisierung der Filterstromdynamiken führt [155;156].

Nachfolgend werden die Auswirkungen der zeitdiskreten Beschreibung der Übertragungsdynamiken des LCL-Filters durch die Transformation in ein mit der Kreisfrequenz ω_k rotierendes KOS untersucht. Für die Untersuchungen werden drei charakteristische Verhältnisse der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS zur Abtastkreisfrequenz ω_s betrachtet, diese sind: (i) $\omega_k/\omega_s = 1/102$, (ii) $\omega_k/\omega_s = 1/54$ und (iii) $\omega_k/\omega_s = 1/18$. Eine Erläuterung zur Wahl der Abtastfrequenz und den daraus resultierenden ω_k/ω_s -Verhältnissen ist im Anhang Kap. 8.6.2 (S. 329 f.) dargestellt. Des Weiteren wird, um eine zweckmäßige Basis für den Vergleich der verschiedenen Übertragungsdynamiken sicherzustellen, angenommen, dass die betrachteten LCL-Filterkonfigurationen ein gleichbleibendes Verhältnis der LCL-Resonanzkreisfrequenz ω_{Res} zur Abtastkreisfrequenz (hier beispielhaft gewählt: $\omega_{Res}/\omega_s = 1/6$) besitzen.

In Abb. 4.6 ist der Vergleich der Pol-Nullstellen Verteilung der Regelstrecke mit LCL-Filter für ein ω_k/ω_s -Verhältnis von Null bzw. von 1/102 veranschaulicht. Die Berücksichtigung des ω_k/ω_s -Verhältnis von Null entspricht der Modellierung der LCL-Filterdynamiken in einem ortsfesten KOS und dient als Bezugspunkt zur qualitativen Bewertung der Auswirkungen der Transformation der Übertragungsdynamiken in das rotierende KOS. Ferner wird in Abb. 4.6 (a) das Führübertragungsverhalten der Ausgangsspannung des Umrichters $\underline{U}_{Conv}^{dq}$ zum umrichterseitigen Filterinduktivitätsstrom $\underline{I}_{Conv}^{dq}$ bzw. in Abb. 4.6 (b) das Führübertragungsverhalten der Ausgangsspannung des Umrichters zum netzseitigen Filterinduktivitätsstrom \underline{I}_{PCC}^{dq} abgebildet. Um die Auswirkung der dq -Transformation auf die Lage der Antiresonanzstelle $\omega_{0,g}$ bzw. der Resonanzstelle ω_{Res} genauer zu veranschaulichen, sind in den Abb. 4.6 (c) und (d) die entsprechenden Bereiche der Pol-Nullstellen Diagramme vergrößert aufgezeigt.

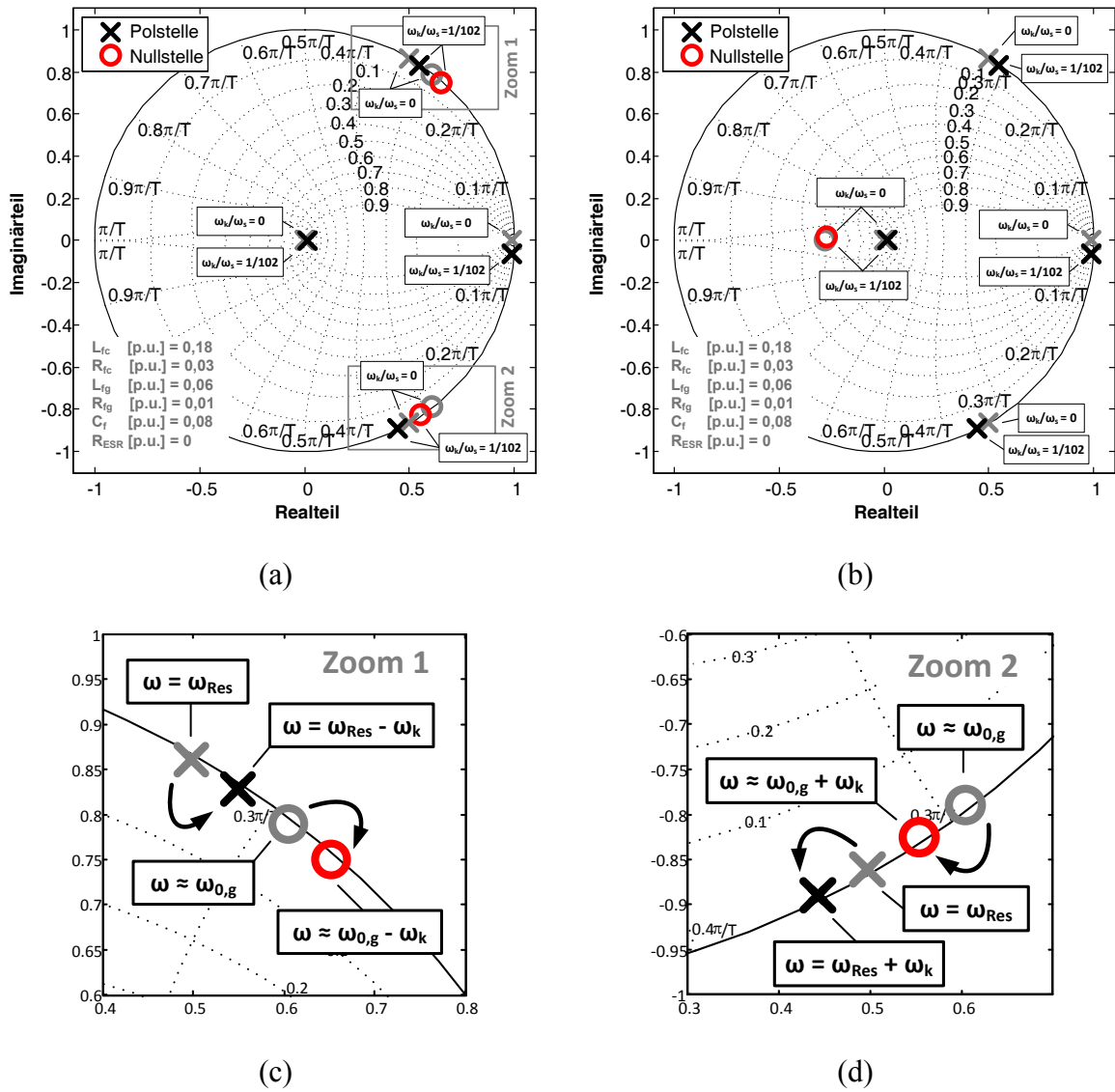


Abb. 4.6: Vergleich der Pol-Nullstellen Verteilung der Regelstrecke mit LCL-Filter für verschiedene Verhältnisse ($\omega_k/\omega_s = 0$ bzw. $\omega_k/\omega_s = 1/102$) der Kreisfrequenz des rotierenden KOS zur Abtastkreisfrequenz

(a-PWM, hier gewählt: $f_k = 50 \text{ Hz}$, $f_s = 5,1 \text{ kHz}$, $f_{Res}/f_s = 1/6$):

(a) Rückführung von $\underline{I}_{Conv}^{dq}$, (b) Rückführung von \underline{I}_{PCC}^{dq} , (c) Vergrößerung des Bereiches 1 und (d) des Bereiches 2

Wie bereits die Analysen der Pol-Nullstellen Verteilungen aus Tab. 4.4 zeigen, hat die Transformation der LCL-Filterdynamiken in das rotierende KOS einen Einfluss auf die Lage der Pol- bzw. Nullstellen der LCL-Filterdynamiken. Die betrachtete Regelstrecke besitzt vier Polstellen und zwei Nullstellen. Die durch das Totzeitverhalten der PWM bedingte Polstelle $z_{\infty,0}$ bleibt fest im Koordinatenursprung, unabhängig von dem gewählten Referenzkoordinatensystem. Weiterhin wird die dominante niederfrequente Polstelle $z_{\infty,1}$ um die Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS verschoben. Dieser Einfluss der dq -Transformation auf die Pol-Nullstellenlagen des LCL-Filtersystems ist identisch dem bereits im vorhergehenden Abschnitt 4.2.5 diskutierten Verhaltens eines L-Filtersystems, wobei hier die Pollagen durch die Summe der Filterinduktivitäten $L_{fc} + L_{fg}$ und der Wicklungswiderstände $R_{fc} + R_{fg}$ bestimmt werden. Aufgrund dieser Analogie wird das durch diese beiden Pole (also $z_{\infty,0}$ und $z_{\infty,1}$) bedingte dynamische Streckenverhalten im Folgenden als *äquivalente L-Filterdynamik* (des LCL-Filters) bezeichnet [154].

In den Abb. 4.6 (c) und (d) sind die vergrößerten Bereiche der Pol-Nullstellenlagen der Antiresonanz- und der Resonanzfrequenzen veranschaulicht. Auch hier wird ein Einfluss der Transformation der Filterdynamiken von dem ortsfesten $\alpha\beta$ -KOS ($\omega_k/\omega_s = 0$) in das rotierende dq -KOS ($\omega_k/\omega_s \neq 0$) festgestellt. Die Lage der Pol- bzw. Nullstellen mit positivem Imaginärteil wird um die Frequenz des rotierenden dq -KOS ω_k zu kleiner werdenden Frequenzen (bei gleichbleibendem Radius zum Koordinatenursprung) verschoben. Dahingegen wird die Lage der Pol- bzw. Nullstellen mit negativem Imaginärteil um die Frequenz des rotierenden KOS ω_k zu größer werdenden Frequenzen (bei gleichbleibendem Radius zum Koordinatenursprung) verschoben. Ein interessanter Aspekt, der an dieser Stelle hervorgehoben werden soll, ist, dass durch die Transformation der (komplexwertigen) LCL-Filterdynamiken die resonanten Pol- bzw. Nullstellen nun nicht mehr konjugiert komplex auftreten.

In Abb. 4.7 werden die bereits vorgestellten Untersuchungen der Pol-Nullstellen Verteilungen der zeitdiskreten Beschreibung der LCL-Filterdynamiken für zwei andere (größer werdende) ω_k/ω_s -Verhältnisse weitergeführt. In Abb. 4.7 (a) und (b) wird die Pol-Nullstellen Verteilung für ein LCL-Filtersystem mit $\omega_k/\omega_s = 1/54$ sowie $\omega_{Res}/\omega_s = 1/6$ dargestellt. Zudem ist in Abb. 4.7 (c) und (d) die Pol-Nullstellen Verteilung für ein LCL-Filtersystem mit $\omega_k/\omega_s = 1/18$ sowie $\omega_{Res}/\omega_s = 1/6$ abgebildet. Zunächst lässt sich feststellen, dass die qualitative Beschreibung des Einflusses der dq -Transformation auf die Pol-Nullstellenlagen der dargestellten Regelstrecken unverändert bestehen bleibt. Die quantitativen Auswirkungen der dq -Transformation auf die Pol-Nullstellenlagen nehmen jedoch für größer werdende ω_k/ω_s -Verhältnisse, bei sonst vergleichbaren physikalischen Randbedingungen, deutlich zu. Dies äußert sich durch die immer stärker werdende Verschiebung der Null- bzw. Polstellenlagen des rotierenden dq -KOS in dem Einheitskreis im Vergleich zu der Beschreibung der Filterdynamiken im ortsfesten $\alpha\beta$ -KOS.

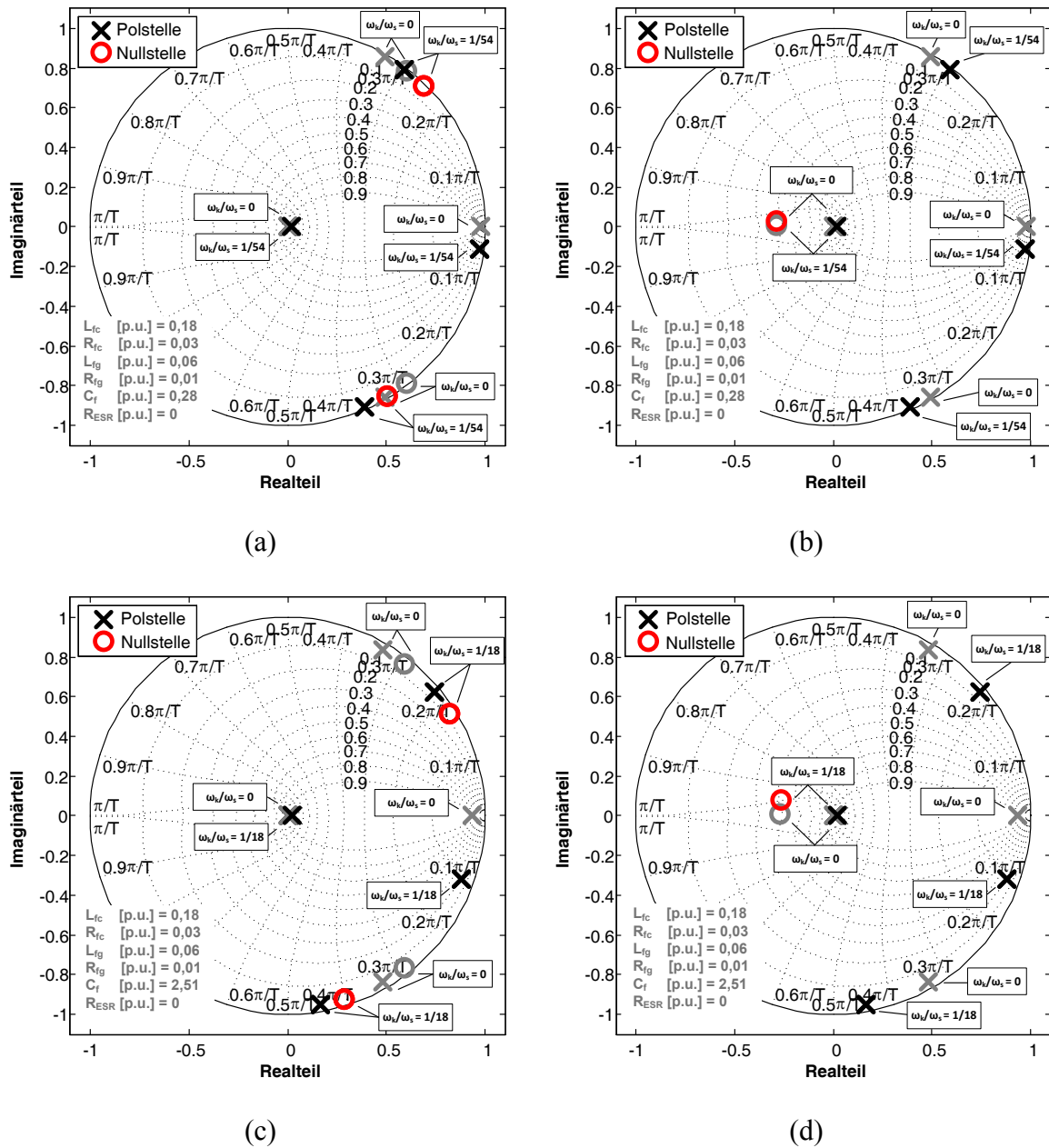


Abb. 4.7: Vergleich der Pol-Nullstellen Verteilung der Regelstrecke mit LCL-Filter für verschiedene Verhältnisse der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS zur Abtastkreisfrequenz ω_s (*a*-PWM, hier gewählt: $f_k = 50$ Hz, $f_{Res}/f_s = 1/6$):

- (a) Rückführung von $\underline{I}_{Conv}^{dq}$ ($\omega_k/\omega_s = 0$ bzw. $\omega_k/\omega_s = 1/54$), (b) Rückführung von \underline{I}_{PCC}^{dq} ($\omega_k/\omega_s = 0$ bzw. $\omega_k/\omega_s = 1/54$) (c) Rückführung von $\underline{I}_{Conv}^{dq}$ ($\omega_k/\omega_s = 0$ bzw. $\omega_k/\omega_s = 1/18$) und (d) Rückführung von \underline{I}_{PCC}^{dq} ($\omega_k/\omega_s = 0$ bzw. $\omega_k/\omega_s = 1/18$)

4.2.7 Spannungsorientierte Regelungsstruktur

Im Weiteren wird eine Klassifizierung der indirekten Verfahren der Stromregelung für Netzpulsstromrichter auf Basis des für die Stromregelung verwendeten KOS vorgestellt. In Abb. 4.8 (a) ist ein allgemeines Blockschaltbild der spannungsorientierten Regelungsstruktur dargestellt. Für die Klassifizierung der verschiedenen Stromregelungsverfahren ist es entscheidend, dass die überlagerten Zwischenkreisspannungs- und Blindleistungs-Regler im rotierenden dq -KOS implementiert werden und daher die Stromsollwerte auch an die unterlagerte Stromregelung in rotierenden Koordinaten übergeben werden. Unter Berücksichtigung der notwendigen Koordinatentransformationen kann die Stromregelung nun entweder in einem ortsfesten $\alpha\beta$ -KOS, vgl. Abb. 4.8 (b), oder in einem rotierenden dq -KOS, vgl. Abb. 4.8 (c), implementiert sein.

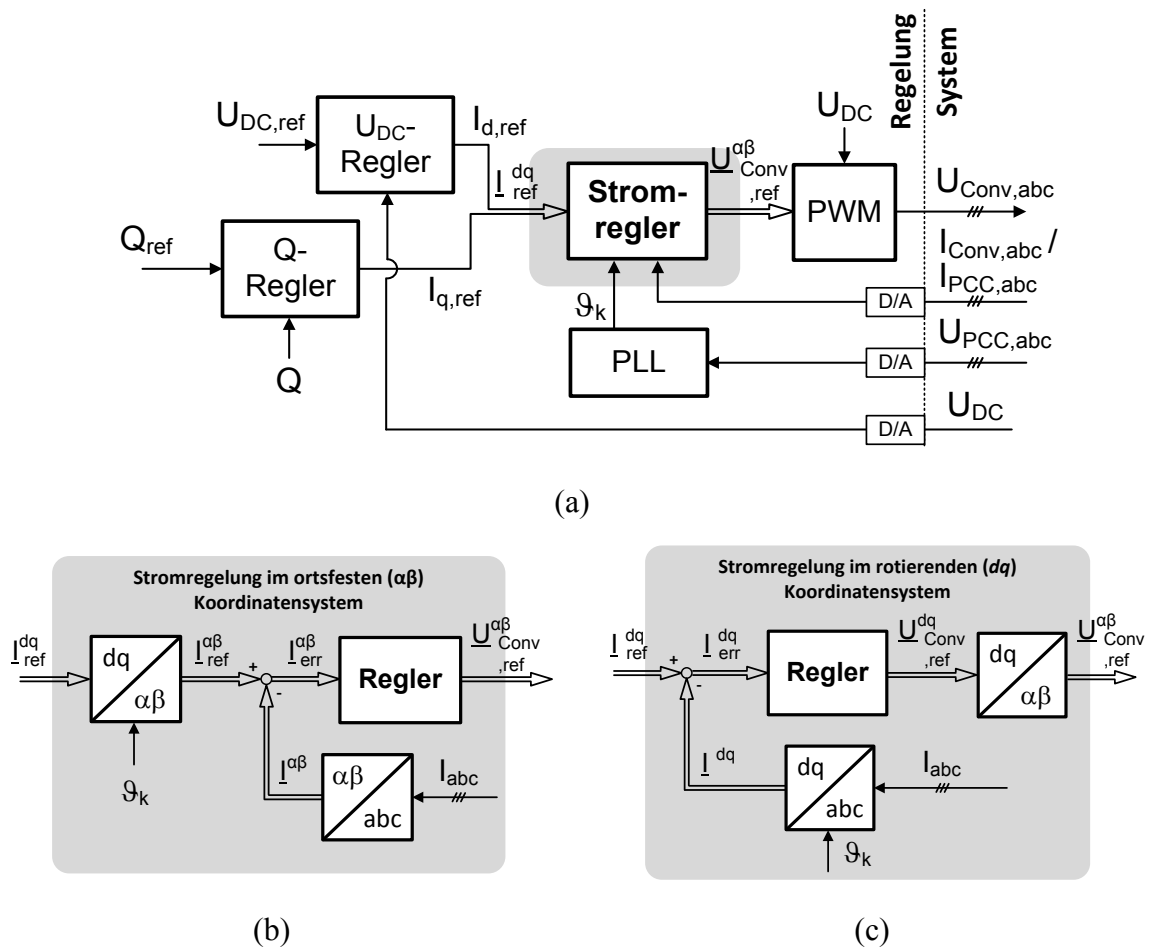


Abb. 4.8: Klassifizierung indirekter Stromregelungsverfahren aufgrund des verwendeten KOS: (a) Blockschaltbild einer spannungsorientierten Regelungsstruktur, (b) Stromregelung im ortsfesten $\alpha\beta$ -KOS und (c) im rotierenden dq -KOS

Grundsätzlich ist es also möglich, die Stromregelung im ortsfesten oder im rotierenden KOS zu implementieren. In der Literatur sind auch beide Ansätze zu finden. Die Wahl und die Auslegung des eigentlich verwendeten Stromreglers hängen stark von den jeweilig zu erfüllenden Randbedingungen der verschiedenen Anwendungen ab. Entscheidende Rand-

bedingungen können dabei sein: stationäre Genauigkeit, Führgrößendynamik, Störgrößendynamik, Robustheit gegenüber Modell- oder Parameterunsicherheiten, Stellgrößenbeschränkungen, Implementierungsaufwand und Rechenaufwand. In [157] bzw. [158] sind verschiedene Ansätze der indirekten (teilweise auch direkten) Stromregelung für dreiphasige Pulswechselrichter mit Spannungszwischenkreis gegenüberstellend zusammengefasst. Es zeigt sich in diesen Arbeiten, dass verschiedenste Regelungsansätze zur Umsetzung der Stromregler angewendet werden. Je nach Festlegung der zu erfüllenden Randbedingungen können einfache Proportional-Regler (P), Proportional-Integral-Regler (PI) oder Proportional-Integral-Derivativ-Regler (PID) zur Anwendung kommen. Auch Zustandsbasierte-Regler, Prädiktive-Regler oder weiterführende nichtlineare Regelungsansätze finden Einsatz bei Stromregelungen für Netzpulsstromrichter bzw. Antriebssysteme [124].

4.3 Zeitdiskrete Stromregelung eines Netzpulsstromrichters

Nachdem die Modelle der Stromregelstrecke für das L- bzw. LCL-Filtersystem und eine Klassifizierung der möglichen Stromregelungsansätze auf Basis des verwendeten KOS in den vorhergehenden Abschnitten vorgestellt wurden, wird nun eine indirekte Stromregelung für L-Filtersysteme entwickelt. Genauer wird ein komplexwertiger Stromregler durch einen rein zeitdiskreten Regelungsansatz im rotierenden KOS entwickelt, der die Verkoppeldynamiken unter idealen Voraussetzungen vollständig kompensiert.

Der Entwurf des zur Anwendung kommenden Stromreglers basiert grundsätzlich auf den in [159] vorgestellten Gedankengängen. In Abgrenzung zu den in [159] vorgestellten Analysen wird die Stromregelung hier im Rahmen einer spannungsorientierten Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters verwendet. In [159] wird die Stromregelung im Zusammenhang mit einer feldorientierten Regelungsstruktur eines drehzahlvariablen Antriebssystems entworfen. Weiterhin ist die zeitdiskrete Modellierung der Regelstrecke in der vorliegenden Arbeit deutlich verfeinert. Genauer heißt dies, dass, im Gegensatz zu der in [159] vorgestellten zeitdiskreten Modellierung der Regelstrecke, hier die Streckenverstärkung im stationären Zustand (vgl. Kap. 4.2.5, Glg. (4.28), S. 106) als komplexwertig und zeitvariant (als Funktion der Kreisfrequenz des rotierenden KOS und der Filterinduktivität) modelliert wird.

Der Schwerpunkt der Analysen liegt auf den Betrachtungen der verschiedenen Stromregelungskonzepte und deren Erweiterungsmöglichkeiten auf eine netzadaptive Regelung. Die überlagerte Regelung der Zwischenkreisspannung (kurz: U_{DC} -Regelung) liegt hierbei nicht im Fokus der Analysen. Entsprechend sei diesbezüglich auf die weiterführende Literatur hingewiesen, z.B. [124] (Kap. 4.2.4, S. 46 und Kap. 5.2.2, S. 61 f.).

4.3.1 Struktur und Auslegung der zugrunde gelegten Stromregelung

In diesem Abschnitt werden die Struktur und die Auslegung der komplexwertigen sowie auf einer rein zeitdiskreten Betrachtung der Regelstrecke basierenden Stromregelung thematisiert. Die Ausführungen werden ausschließlich für die asymmetrische PWM mit Ab-

tastung zu Beginn und zur Mitte einer Trägerperiode (kurz: a -PWM) vorgestellt. Die im Folgenden erzielten Ergebnisse lassen sich durch die in den Kap. 4.2.2 bzw. 4.2.5 vorgestellten Modellierungen auf Regelstrecken mit s -PWM-start sowie s -PWM-middle übertragen.

Zunächst wird die Struktur des zeitdiskreten Stromreglers festgelegt. Ähnlich einer PI-basierten Regelungsstruktur soll der zeitdiskrete Stromregler über einen Proportional- und einen Integratorpfad verfügen. Weiterhin soll es möglich sein, die Verkopplungsdynamiken der PWM zu berücksichtigen. Daher wird die folgende Reglerstruktur zugrunde gelegt:

$$R(z) = \frac{U_{Conv,ref}^{dq}(z)}{I_{Conv,err}^{dq}(z)} = \underline{K}_{rz} \left[\underbrace{\frac{z}{z-1}}_{\text{integrativ}} - \underbrace{\frac{z_0}{z-1}}_{\text{proportional}} \right] \underbrace{\frac{e^{j\omega_k T_d}}{\text{PWM}}}_{\text{Entkopplung}} = \underline{K}_{rz} \frac{z - z_0}{z - 1} e^{j\omega_k T_d} \quad (4.38)$$

Durch die Wahl der Reglerstruktur und die Auslegung des Reglers soll eine möglichst hohe Regelungsdynamik erzielt werden. Eine weitere Forderung an den Regler ist die Fähigkeit, die Stromdynamiken der Regelstrecke mit L-Filter unter idealen Voraussetzungen vollständig entkoppeln zu können. Dies wird dadurch erreicht, dass die Nullstelle des zeitdiskreten Stromreglers $R(z)$ an die von der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS und der Abtastkreisfrequenz ω_s abhängige Polstelle, vgl. Glg. (4.29), angepasst wird. Die Auslegungsstrategie basiert demnach auf der Kompensation der größten Streckenzeitkonstante. Dies ist im vorliegenden Falle gleichbedeutend mit der Kompensation des dominanten komplexwertigen Streckenpols mit der Nullstelle des Reglers $R(z)$. Die aus diesen Überlegungen resultierende Wahl der Nullstelle des Stromreglers ist daher unabhängig von der gewählten Abtaststrategie und wird bestimmt zu:

$$\begin{aligned} z_0 &= \alpha_1 \\ \alpha_0 &= e^{-T_s/\tau_f} \\ \alpha_1 &= \alpha_0 e^{-j\omega_k T_s} \end{aligned} \quad (4.39)$$

Um des Weiteren eine möglichst von den Systemparametern unabhängige Regelungsauslegung zu erhalten soll die komplexwertige Streckenverstärkung \underline{K}_s im stationären Zustand durch eine geeignete Wahl der Regelungsverstärkung \underline{K}_{rz} kompensiert werden. Unter Berücksichtigung der beschriebenen Kompensation der größten Zeitkonstante sowie der von der Kreisfrequenz ω_k und der gewählten Abtaststrategie (hier: a -PWM) abhängigen Streckenübertragungsdynamik (vgl. Tab. 4.1, S. 107) wird diesem Grundgedanken folgend die Reglerverstärkung \underline{K}_{rz} nach Glg. (4.40) ausgelegt. Der zunächst noch nicht weiter spezifizierte reellwertige Faktor γ der Reglerverstärkung \underline{K}_{rz} dient im Nachfolgenden der Einstellung der Stromregelungsdynamik. Weiterhin ist es notwendig, die Reglerverstärkung K_{rz} der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS (falls diese zeitvariant ist) nachzuführen.

$$\begin{aligned} \underline{K}_{rz} &= K_0(1 + j\omega_k \tau_f)(K_1 + jK_2) \\ K_0 &= \gamma \frac{R_f}{\alpha_0^2 - 2\alpha_0 \cos(\omega_k T_s) + 1} \\ K_1 &= 1 - \alpha_0 \cos(\omega_k T_s) \\ K_2 &= -\alpha_0 \sin(\omega_k T_s) \end{aligned} \quad (4.40)$$

Die vorgestellte Struktur sowie die Auslegung des auf einem rein zeitdiskreten Regelungsentwurf basierenden Stromreglers führen auf die Führgrößen-Übertragungsdynamiken des offenen bzw. geschlossenen Regelkreises nach Glg. (4.41) bzw. (4.42). Gemäß diesen Übertragungsfunktionen wird eine von der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS unabhängige Stromregelungsdynamik erreicht. Dies ist gleichbedeutend mit einer (zumindest theoretisch) vollständigen Kompensation der Verkopplungsdynamiken der Regelstrecke durch den dargelegten Stromregelungsansatz.

$$\underline{G}_{Open-Loop}^{dq}(z) = \frac{\gamma}{z^2 - z} \quad (4.41)$$

$$\underline{G}_{Closed-Loop}^{dq}(z) = \frac{\gamma}{z^2 - z + \gamma} \quad (4.42)$$

Die komplexwertige Übertragungsfunktion des geschlossenen Stromregelkreises zeigt nach Glg. (4.42) ein Übertragungsverhalten zweiter Ordnung. Die Pollagen des geschlossenen Regelkreises können durch die Wahl des Einstellfaktors γ beeinflusst werden. Die Pollagen des geschlossenen Stromregelkreises ergeben sich in Abhängigkeit des Einstellfaktors γ zu:

$$z_{\infty 1,2} = \frac{1}{2} \pm \sqrt{\frac{1}{4} - \gamma} \quad (4.43)$$

Die Bandbreite einer Regelung ist definiert als die Frequenz, bei der der Betragsfrequenzgang des geschlossenen Regelkreises eine Dämpfung von -3 dB annimmt. Unter Berücksichtigung des Phasenfrequenzverlaufes kann die Bandbreite einer Regelung als ein Maß für die Dynamik des geschlossenen Regelkreises angesehen werden. Für die Übertragungsdynamik des geschlossenen Stromregelkreises (4.42) kann die erreichbare Bandbreite bw_{Hz} in Abhängigkeit des Einstellfaktors γ wie folgt approximiert werden:

$$bw_{Hz} \approx \begin{cases} \frac{1}{2\pi T_s} \gamma \sqrt{\frac{1}{1-3\gamma}}, & \gamma \in]0; 0,28[\\ \frac{2}{5} \frac{\gamma}{T_s}, & \gamma > 0,28 \end{cases} \quad (4.44)$$

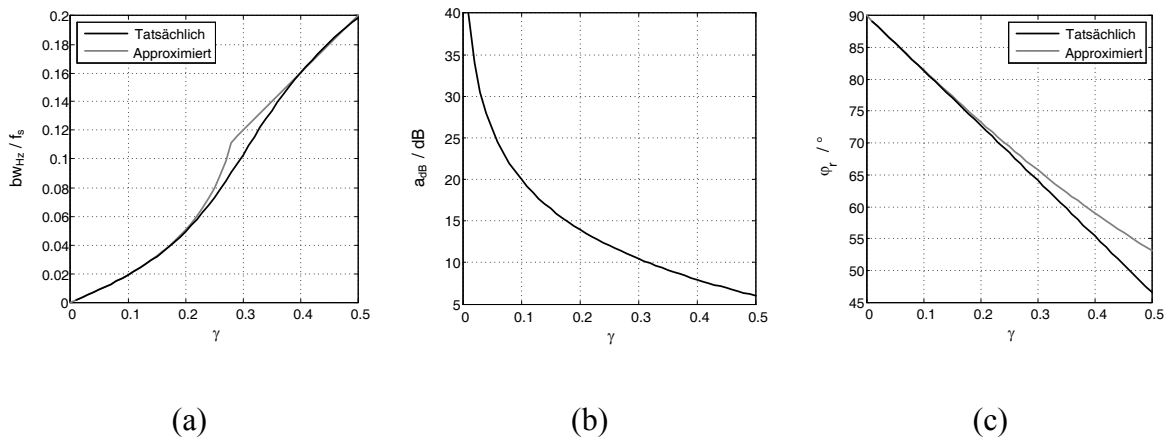


Abb. 4.9: Regelungsperformance gegenüber dem Einstellfaktor γ bei Kompensation der Zeitkonstante der Filterdynamik (Abtaststrategie *a-PWM*):
 (a) Regelungsbandbreite, (b) Amplitudenreserve sowie (c) Phasenrand

Weiterhin berechnet sich die Amplitudenreserve a_{dB} auf der Basis der analytischen Beschreibung des offenen Stromregelkreises (4.41) zu:

$$a_{dB} = 20 \log\left(\frac{1}{\gamma}\right) \text{ mit } \gamma > 0 \quad (4.45)$$

Ferner kann der Phasenrand φ_r der Stromregelung in Abhängigkeit des Einstellfaktors γ angegeben werden zu:

$$\varphi_r = \arctan\left(\frac{\sqrt{4-\gamma^2}(1-\gamma^2)}{\gamma(3-\gamma^2)}\right) \approx \arctan\left(\frac{2}{3\gamma}\right) \text{ mit } \gamma > 0 \quad (4.46)$$

In der Abb. 4.9 sind die Regelungskenngrößen Bandbreite (normiert auf die Abtastfrequenz f_s), Amplitudenreserve (in Dezibel) und Phasenrand (in Grad) in Abhängigkeit des Einstellfaktors γ dargestellt. Eine Erhöhung des Wertes des Einstellfaktors γ führt zu einer Erhöhung der Regelungsbandbreite bei gleichzeitiger Verringerung der Robustheitseigenschaften der Stromregelung. Die Wahl des Wertes des Einstellfaktors γ stellt demnach eine Abwägung zwischen der Regelungsbandbreite und den Robustheitsgrenzen der Regelung dar. Für die jeweilige Anwendung des vorgestellten Stromregelungsansatzes gilt es, diese Randbedingungen zu prüfen und bei der Festlegung des Faktors γ kritisch zu bewerten.

Nach [160] (Kap. 6.4.1.3, S. 168) liegen die sinnvollen Werte der Amplitudenreserve und des Phasenrandes für eine gut gedämpfte Regelung in den folgenden Bereichen:

$$a_{dB} = \begin{cases} 12 \text{ dB bis } 20 \text{ dB,} & \text{bei Führübertragungsverhalten} \\ 3,5 \text{ dB bis } 9,5 \text{ dB,} & \text{bei Störverhalten} \end{cases} \quad (4.47)$$

$$\varphi_r = \begin{cases} 40^\circ \text{ bis } 60^\circ, & \text{bei Führübertragungsverhalten} \\ 20^\circ \text{ bis } 50^\circ, & \text{bei Störverhalten} \end{cases} \quad (4.48)$$

Um die Betrachtungen der Stromregelung abzuschließen, werden die wichtigsten Kriterien der Reglerauslegung für charakteristische Werte des Einstellfaktors γ in Tab. 4.5 zusammenfassend dargestellt. Neben der Regelungsbandbreite und den Robustheitsparametern wird die Analyse der Sprungantwort (Anstiegszeit T_{rt} , Ausregelzeit T_{st} und Überschwingweite OS) der verschiedenen Einstellwerte von γ festgehalten. Eine Analyse der Sprungantworten (für einen Einheitssprung auf Nennstrom I_n) der vorgestellten Auslegung der Stromregelung wird in Abb. 4.10 gezeigt.

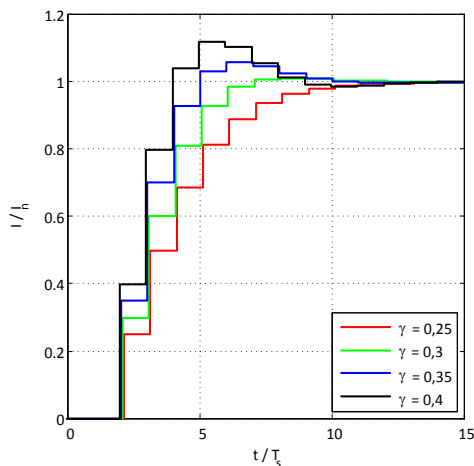


Abb. 4.10: Ideale Sprungantwort der vorgestellten Auslegung der Stromregelung (Abtaststrategie a -PWM) für charakteristische Werte des Einstellfaktors γ und $\omega_k = 2\pi 50 \text{ s}^{-1}$

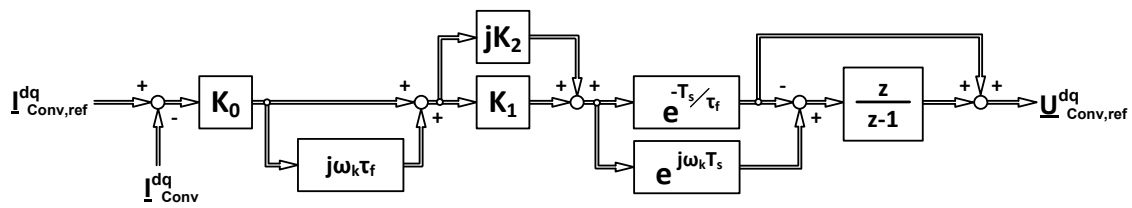
Tab. 4.5: Zusammenfassung der Stromregelungsauslegung (Abtaststrategie a -PWM) für charakteristische Werte des Einstellfaktors γ und $\omega_k = 2\pi 50 \text{ s}^{-1}$

Ein- stell- faktor	$\text{bw}_{\text{Hz}} / f_s$	a_{dB} [dB]	φ_R [°]	OS^* [%]	T_{rt}^{**} / T_s	T_{st}^{***} / T_s
γ						
0,25	0,07	12,0	68	0	6	8
0,30	0,10	10,5	64	1	4	6
0,35	0,13	9,1	60	6	3	7
0,40	0,16	8,0	55	12	2	8

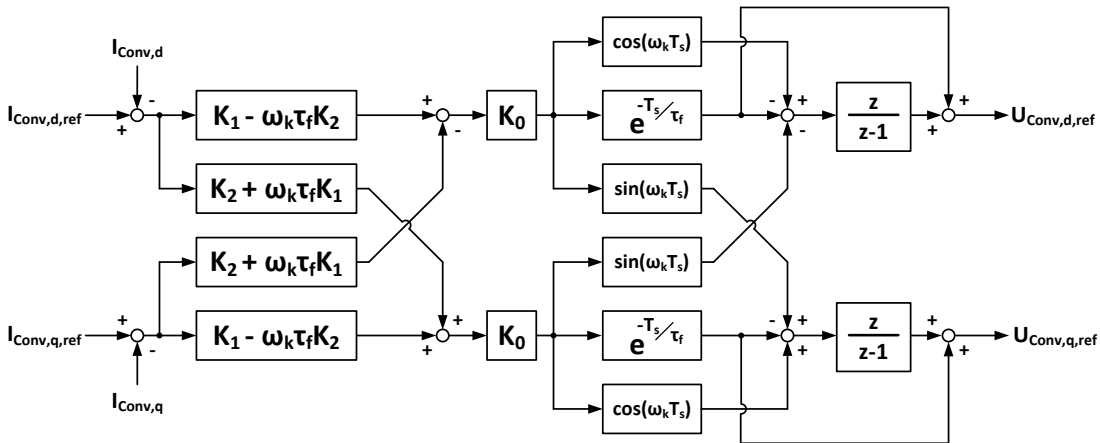
* Überschwingweite: Maximal auftretendes Überschwingen bezogen auf stationären Endwert

** Anstiegszeit: Zeit bei Sollwertveränderung die benötigt wird, um von 5% auf 95% des stationären Endwertes zu gelangen

*** Ausregelzeit: Zeit, ab der ein 5% Toleranzband um den stationären Endwert nicht mehr verlassen wird



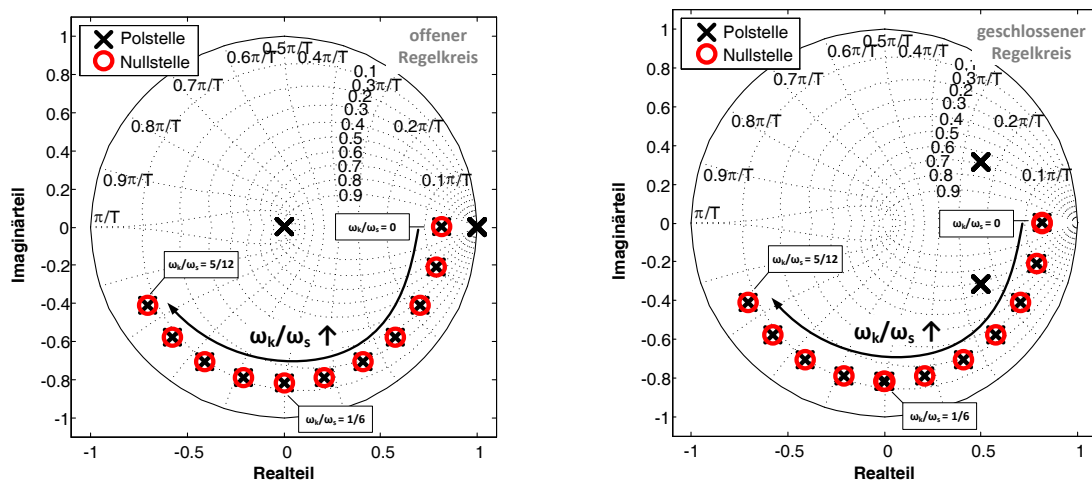
(a)



(b)

Abb. 4.11: Blockschaltbild des zeitdiskreten Regelungsentwurfs der Stromregelung für die Abtaststrategie *a*-PWM:

(a) komplexwertiges und (b) skalares Blockschaltbild



(a)

(b)

Abb. 4.12: Komplexwertiges Pol-Nullstellen Diagramm des zeitdiskreten Regelungsentwurfs der Stromregelung ($\gamma = 0,35$, $\tau_f = 8,3 \text{ ms}$, Abtaststrategie: *a*-PWM) für verschiedene Verhältnisse der Kreisfrequenz des rotierenden KOS zur Abtastkreisfrequenz: (a) Offener Regelkreis und (b) geschlossener Regelkreis

Bei dem rein zeitdiskret basierten Regelungsentwurf wird die Rotationskreisfrequenz ω_k in der Wahl der Reglerstruktur und der Auslegung berücksichtigt. Das aus der gewählten Struktur und der Auslegung resultierende skalare bzw. komplexwertige Blockschaltbild des zeitdiskreten Stromregelungsentwurfes ist in Abb. 4.11 dargestellt.

In Abb. 4.12 sind die komplexwertigen Pol-Nullstellen Diagramme des offenen und geschlossenen Stromregelkreises für variierende ω_k/ω_s -Verhältnisse bei Verwendung des rein zeitdiskreten Regelungsentwurfes abgebildet. Bei Betrachtung der Pol-Nullstellen Verteilung des offenen Regelkreises zeigt sich, dass die durch die Filterzeitkonstante τ_f bestimmte und von dem ω_k/ω_s -Verhältnis abhängige Streckenpolstelle für beliebige ω_k/ω_s -Verhältnisse kompensiert wird. Weiterhin zeigt die Analyse der Pol-Nullstellen Verteilung des geschlossenen Regelkreises, dass das dominante (hier konjugiert komplex für $\gamma = 0,35$) Polpaar unabhängig von dem ω_k/ω_s -Verhältnis ist.

Sowohl die Betrachtung der Pol-Nullstellen Verteilungen für variierende ω_k/ω_s -Verhältnisse des offenen Regelkreises als auch die Betrachtungen des geschlossenen Regelkreises zeigen, dass es durch den zeitdiskreten Regelungsentwurf möglich ist, eine vom ω_k/ω_s -Verhältnis unabhängige Regelungsauslegung durchzuführen. Unter idealen Bedingungen wäre es damit möglich, die Stromregelung bis zur Nyquistfrequenz ($\omega_k/\omega_s = 1/2$), also der halben Abtastfrequenz, zu betreiben. Werden jedoch praktische Aspekte, wie Anti-Aliasing-Filter, Messfilter, Quantisierungsfehler oder Messungenauigkeiten mit in die Betrachtungen einbezogen, so reduziert sich die Grenze des maximal (sinnvoll) regelbaren ω_k/ω_s -Verhältnisses.

Ein weiterführender Vergleich der vorgestellten komplexwertigen Stromregelung mit der (zumindest theoretisch erreichbaren) vollständigen Kompensation der Streckenverkopplungen mit konventionellem PI-Regler basierten Stromregelungsverfahren wird in [B1] (Liste eigener Veröffentlichungen) vorgestellt.

4.3.2 Einfluss der Netzimpedanz auf die Regelungsgüte

Der vorherige Abschnitt stellt das neu entwickelte Konzept der komplexwertigen zeitdiskreten Stromregelung im rotierenden dq -KOS mit idealerweise vollständiger Kompensation der Verkopplungsdynamiken eines L-Filtersystems vor. Im Weiteren wird der Einfluss variierender Netzbedingungen auf diese zugrunde gelegte Stromregelung untersucht.

Der Einfluss variierender Netzbedingungen auf die Stromregelung wird hier als eine Modellunsicherheit der Regelstrecke aufgefasst. Diese Modellunsicherheit der Regelstrecke äußert sich als eine Struktur- oder Parameterunsicherheit bzw. als eine Verbindung beider Unsicherheiten. Die im Abschnitt 2.2 (S. 8 ff.) dargestellten Analysen zeigen, dass die Netzstrukturen an denen regenerative Energieerzeuger angeschlossen werden in der Regel eine ohmsch-induktive Charakteristik aufweisen, jedoch unter Umständen auch kapazitive Anteile besitzen können. Während kapazitive Anteile der Impedanz für ein ohmsch-induktives Netzmodell eine Strukturunsicherheit darstellen, gelten zeitliche Variation bzw. nicht genau bekannte ohmsche sowie induktive Anteile der Netzimpedanz als Parameter-

unsicherheiten. Den bereits in den vorhergehenden Kapiteln getroffenen Einschränkungen zur Modellierung der äquivalenten Netzimpedanz folgend, wird im Weiteren ein ohmsch-induktives Netzmodell angenommen. Die Analysen der Auswirkungen variierender Netzbedingungen auf die Stromregelung werden ausschließlich auf veränderliche ohmsche und induktive Anteile der äquivalenten (Grundswingungs-) Netzimpedanz beschränkt. Demnach begrenzt sich die Analyse des Einflusses der Netzimpedanz auf die Stromregelung des Netzpulsstromrichters auf eine Robustheitsanalyse der Stromregelung gegenüber Variationen der ohmschen sowie induktiven Anteile der Netzimpedanz.

In [8] wird eine PI-Res-basierte Stromregelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter (ohne passives Dämpfungsnetzwerk) in Hinblick auf die Stabilität bei variierenden Verhältnissen der Netzimpedanz untersucht. Dabei wird besonders auf die für die Netzanbindung von regenerativen Energieerzeugern vorherrschenden Netzverhältnisse Bezug genommen. Genauer heißt dies, dass die in [8] durchgeführten Untersuchungen auf einer Fallstudie basieren, wobei zwischen ohmschen, ohmsch-induktiven bzw. induktiven Netzverhältnissen in Abhängigkeit der absoluten Anschlussleistung der regenerativen Erzeugungsanlagen unterschieden wird. Des Weiteren wird für jede vorgestellte Anwendung, dort eine Photovoltaik- bzw. Windenergie-Anwendung, zwischen einer geringen bzw. hohen Netzbelastung unterschieden. Eine geringe Belastung des Netzes liegt nach [8] dann vor, wenn das Verhältnis der Netzkurzschlusscheinleistung S_{sc} zur angeschlossenen Nennscheinleistung S_n groß wird ($S_{sc,pu} \approx 100$, starkes Netz), wohingegen eine hohe Belastung des Netzes dann erreicht wird, wenn das beschriebene Verhältnis klein wird ($S_{sc,pu} \approx 10$, weiches Netz). Weiterhin werden die Stabilitätsuntersuchungen in [8] aufgeteilt in die Untersuchung der Stabilität der geregelten äquivalenten L-Filterdynamik des LCL-Filters sowie in die Untersuchung der Stabilität der aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz für veränderliche Netzinduktivitäten.

In [161], [162] oder in [16] werden ähnliche Methoden zur Untersuchung der Auswirkungen veränderlicher Netzimpedanzen auf verschiedene Stromregelungskonzepte von Netzpulsstromrichtern vorgestellt. Trotz der Anwendung ähnlicher (oder gar identischer) Untersuchungsmethoden zeigt der Überblick über diese Fachliteratur jedoch auch, dass der Einfluss variierender Werte der Netzimpedanz auf die verwendete Stromregelung und den damit verbundenen Schlussfolgerungen stark von dem untersuchten Regelungskonzept und der zugrunde gelegten Auslegungsstrategie abhängt. Eine direkte Übertragung der Ergebnisse der vorgestellten Fachliteratur auf das hier neu entwickelte Stromregelungskonzept ist daher nicht uneingeschränkt möglich. Dennoch soll die vorgestellte Methodik der von der Anschlusscheinleistung abhängigen Fallunterscheidung der Netzbedingungen sowie die Festlegung geringer und hoher Netzbelastungen übernommen und auf die hier vorgestellte komplexwertige zeitdiskrete Stromregelung übertragen werden.

Ein alternativer Ansatz zur Robustheits- bzw. Stabilitätsuntersuchung des stromgeregelten Netzpulsstromrichters unter variierenden Netzbedingungen wird in [14] skizziert. Auf Basis einer von den Systemparametern und Regelungseinstellungen abhängigen Modellierung der Eingangsimpedanz des Netzpulsstromrichters ist es nach [14] möglich die Stabilitäts-

grenzen bzw. die Interaktion des Netzpulsstromrichters und des Netzes gezielt zu untersuchen (bzw. weiterführend zu manipulieren). Neben der Berücksichtigung weiterer Systemdynamiken (wie z.B. die der verwendeten PLL) bietet der Ansatz der Stabilitätsuntersuchung durch die Eingangsimpedanz eines Netzpulsstromrichters vor allem den Vorteil einer breitbandigen Untersuchung der Interaktion Umrichter-Netz über die Pulsfrequenz des Netzpulsstromrichters hinaus (falls sowohl der Frequenzverlauf der Netzimpedanz als auch der Eingangsimpedanz des Umrichters für Frequenzen größer der Pulsfrequenz bekannt sind). Sowohl die analytische Berechnung des Verlaufes der Eingangsimpedanz in Abhängigkeit der Systemgrößen und der Regelungsstruktur (bzw. Regelungsauslegung) als auch die Messung der Eingangsimpedanz eines Umrichters mit Spannungszwischenkreis ist Bestandteil verschiedenster aktueller wissenschaftlicher Untersuchungen [9;57;163-167] und nach dem Stand der Technik nicht abgeschlossen.

Nachfolgend wird die Methodik der Untersuchung der Robustheit der Stromregelung gegenüber Parameterunsicherheiten (bzw. -schwankungen) eines ohmsch-induktiven äquivalenten Netzmodells aus [8] auf die hier zur Anwendung kommende komplexwertige Stromregelung in einer erweiterten Form übertragen.

In [168] (Kap. 8.6, S. 424 ff.) wird als eine Methode der Robustheitsuntersuchung einer Regelung gegenüber Parameterunsicherheiten die Analyse des Nyquist-Diagramms des offenen Regelkreises vorgeschlagen. Ein Nyquist-Diagramm ist die mit der Kreisfrequenz parametrisierte Ortskurve des Übertragungsverhaltens der betrachteten Übertragungsdynamik. Äquivalent zu der Robustheitsuntersuchung eines Bode-Diagramms des offenen Regelkreises ist es durch die Analysen eines Nyquist-Diagrammes möglich die Amplitudenreserve, den Phasenrand und daraus folgend die robuste Stabilität des geschlossenen Regelkreises zu quantifizieren und zu bewerten.

Die im vorhergehenden Abschnitt 4.3.1 vorgestellten Analysen im rotierenden dq -KOS basieren auf einer komplexwertigen Betrachtung der Übertragungsdynamiken. Diese Betrachtungsweise ist für eine Untersuchung der Stromregelung aufgrund der Komplexwertigkeit der Koeffizienten der beschriebenen Übertragungsfunktionen durch Nyquist-Diagramme ungeeignet. Daher wird im ersten Schritt diese Beschreibung der Übertragungsdynamiken als System mit einer Eingangs- und Ausgangsgröße (kurz: SISO-Darstellung, engl. *single input single output system*) in eine äquivalente Mehrgrößendarstellung überführt (kurz: MIMO-Darstellung, engl. *multiple input multiple output system*). Zunächst werden die Eingangs- bzw. Ausgangsvektoren der zu berechnenden MIMO-Systemdarstellung jeweils zu den Real- und Imaginärteilen der bisher betrachteten SISO-Systemdarstellung festgelegt. Im allgemeiner Form heißt dies, dass sich mit:

$$\underline{G}^{dq}(z) = \frac{\underline{X}^{dq}(z)}{\underline{Y}^{dq}(z)} \quad (4.49)$$

$$\underline{X}^{dq}(z) = X_d + jX_q$$

$$\underline{Y}^{dq}(z) = Y_d + jY_q$$

die SISO-Systemdarstellung in eine äquivalente Darstellung als MIMO-System umformen lässt zu:

$$\begin{bmatrix} Y_d(z) \\ Y_q(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{dd}(z) & G_{dq}(z) \\ G_{qd}(z) & G_{qq}(z) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d(z) \\ X_q(z) \end{bmatrix} \quad (4.50)$$

Dabei wird eine Beschreibung der Übertragungsdynamiken mit reellwertigen Koeffizienten in Abhängigkeit der betrachteten Komponenten des rotierenden KOS (d - oder q -Komponente) erreicht, aufgrund dessen eine Analyse der Regelkreise durch Nyquist-Diagramme möglich wird. In (4.50) beschreibt $G_{dd}(z)$ die Übertragungsdynamik des Realteils (d -Komponente) der Eingangsgröße zum Realteil der Ausgangsgröße, $G_{dq}(z)$ die Übertragungsdynamik des Realteils der Eingangsgröße zum Imaginärteil (q -Komponente) der Ausgangsgröße, $G_{qd}(z)$ die Übertragungsdynamik des Imaginärteils der Eingangsgröße zum Imaginärteil der Ausgangsgröße und $G_{qq}(z)$ die Übertragungsdynamik des Imaginärteils der Eingangsgröße zum Realteil der Ausgangsgröße. Aus der Einschränkung, dass hier ausschließlich symmetrische dreiphasige Dreileitersysteme betrachtet werden, folgt unmittelbar, dass für jede betrachtete Übertragungsdynamik der folgende Zusammenhang gilt:

$$\begin{aligned} G_{dd}(z) &= G_{qq}(z) \\ G_{dq}(z) &= -G_{qd}(z) \end{aligned} \quad (4.51)$$

Im Anhang Kap. 8.5.3 (S. 325 ff.) sind die äquivalenten Darstellungen der bisher diskutierten komplexwertigen Übertragungsfunktionen als MIMO-Systeme zusammengefasst. Diese Beschreibungen der Übertragungsfunktionen mit reellwertigen Koeffizienten bilden die Grundlage für die weiteren Analysen. Weiterhin wird im Folgenden zwischen der nominellen und der realen Regelstrecke unterschieden. Die nominelle Regelstrecke beschreibt die für die Auslegung des Reglers angenommenen Streckendynamiken und -größen. Die reale Regelstrecke beschreibt hingegen die tatsächlich vorherrschenden Streckenbedingungen.

Die Untersuchung des Einflusses einer Variation der ohmsch-induktiven (Grundscheinungs-) Netzimpedanz auf die Stromregelung wird auf Basis einer Fallstudie für zwei repräsentative Ausgangsverhältnisse der Netzimpedanz (im Folgenden kurz: Vorbelastung des Netzes) durchgeführt. Hierbei wird eine Vorbelastung des Netzes angenommen, welche auch bei der Auslegung des Stromreglers bereits berücksichtigt wird. Diese Vorbelastung des Netzes wird bei der Auslegung des Stromreglers wie folgt berücksichtigt:

$$\begin{aligned} L'_f &= L_f + L_{\text{Netz,nom}} \\ R'_f &= R_f + R_{\text{Netz,nom}} \end{aligned} \quad (4.52)$$

Hier beschreiben $L_{Netz,nom}$ und $R_{Netz,nom}$ die angenommen (nominellen) Werte der Netzvorbelastung.

Zunächst wird der Einfluss variierender Netzimpedanzen auf die Robustheit der beschriebenen Stromregelung unter Verwendung des speziellen Nyquist-Kriteriums untersucht. Die Voraussetzungen zur Anwendung des speziellen Nyquist-Kriteriums sind, dass die Übertragungsfunktionen des offenen Regelkreises asymptotisch stabil sind (d.h. alle Pole liegen innerhalb des Einheitskreises) sowie der betrachtete offene Regelkreis kausal (d.h. die Übertragungsfunktionen sind echt gebrochen rational) ist. Beide Kriterien sind für die betrachteten Übertragungsdynamiken erfüllt.

Tab. 4.6: Angenommene Netzbedingungen zur Untersuchung des Einflusses einer variierenden Netzimpedanz auf das vorgestellte komplexwertige Stromregelungskonzept

Netzbedingung		nominelle Netzvorbelastung			reale Netzbedingung		
		$S_{scpu,nom}$	X/R_{nom}	$S_{scpu,min}$	$S_{scpu,max}$	X/R_{min}	X/R_{max}
1. Fall	LV (geringe Netzbelastung)	100	0,5	50	200	0,25	3
2. Fall	MV (hohe Netzbelastung)	25	5	5	50	1	10

In Tab. 4.6 sind die angenommenen Netzbedingungen zur Untersuchung des Einflusses variierender Netzimpedanzen auf die Stromregelung dargestellt. Diese Netzbedingungen basieren auf den Vorbetrachtungen zu typischen Werten der Netzimpedanz für die unterschiedlichen Netzspannungsebenen aus Kap. 2.2 (S. 8 ff.). In Abgrenzung zu den Analysen aus [8] kommt hier zusätzlich zu der Betrachtung der möglichen relativen Netzkurzschlussleistungen die Berücksichtigung eines möglichen Wertebereiches des X/R-Verhältnisses des betrachteten Netzes zur Anwendung.

Zunächst soll der erste Fall, also die typischen Netzimpedanzverhältnisse eines Niederspannungsnetzes bei geringer Netzbelastung, diskutiert werden.

In Abb. 4.13 sind die Nyquist-Diagramme des offenen Stromregelkreises für variierende Verhältnisse der Netzimpedanz illustriert, dabei ist die für die Regelungsauslegung angenommene Vorbelastung des Netzes der Tab. 4.6 zu entnehmen. Genauer sind in Abb. 4.13 (a) die möglichen Ortskurven des offenen Stromregelkreises für die Übertragungsdynamik $G_{ol,dd}(z)$ (also der Übertragungsfunktion des Sollwertes des d -Stromes zum Ist-Wert der d -Komponente des Ausgangsstromes des Umrichters, kurz: direkte Übertragungsdynamik) für variierende relative Netzkurzschlussleistungen bei einem konstanten X/R-Verhältnis dargestellt. Da die möglichen Ortskurven der Darstellung in diesem Nyquist-Diagramm immer rechts des Nyquist-Punktes bei $(-1,0)$ verlaufen, bleibt der geschlossene Regelkreis für alle dargestellten Verhältnisse der relativen Netzkurzschlussleistung nach dem vereinfachten Nyquist-Kriterium stabil. Weiterhin bleibt festzuhalten, dass die Robustheitsparameter der Amplitudenreserve a_{dB} und des Phasenrandes Φ_R marginal durch eine Variation

der tatsächlichen relativen Netzkurzschlussleistungen bei einem konstanten X/R -Verhältnis beeinflusst werden. Dahingegen zeigt die Analyse der möglichen Ortskurven der Übertragungsdynamik $G_{ol,dq}(z)$ (kurz: geregelte Verkopplungsdynamik), vgl. Abb. 4.13 (b), unter Berücksichtigung identischer Randbedingungen auf den ersten Blick eine starke Abhängigkeit von den vorherrschenden Netzbedingungen. Werden jedoch die Robustheitsgrenzen für alle analysierten Bedingungen des stabilen Regelkreises betrachtet, so ist auch hier der Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die Robustheitseigenschaften der vorgestellten Stromregelung (und der angewendeten Auslegungsstrategie) als gering einzuschätzen.

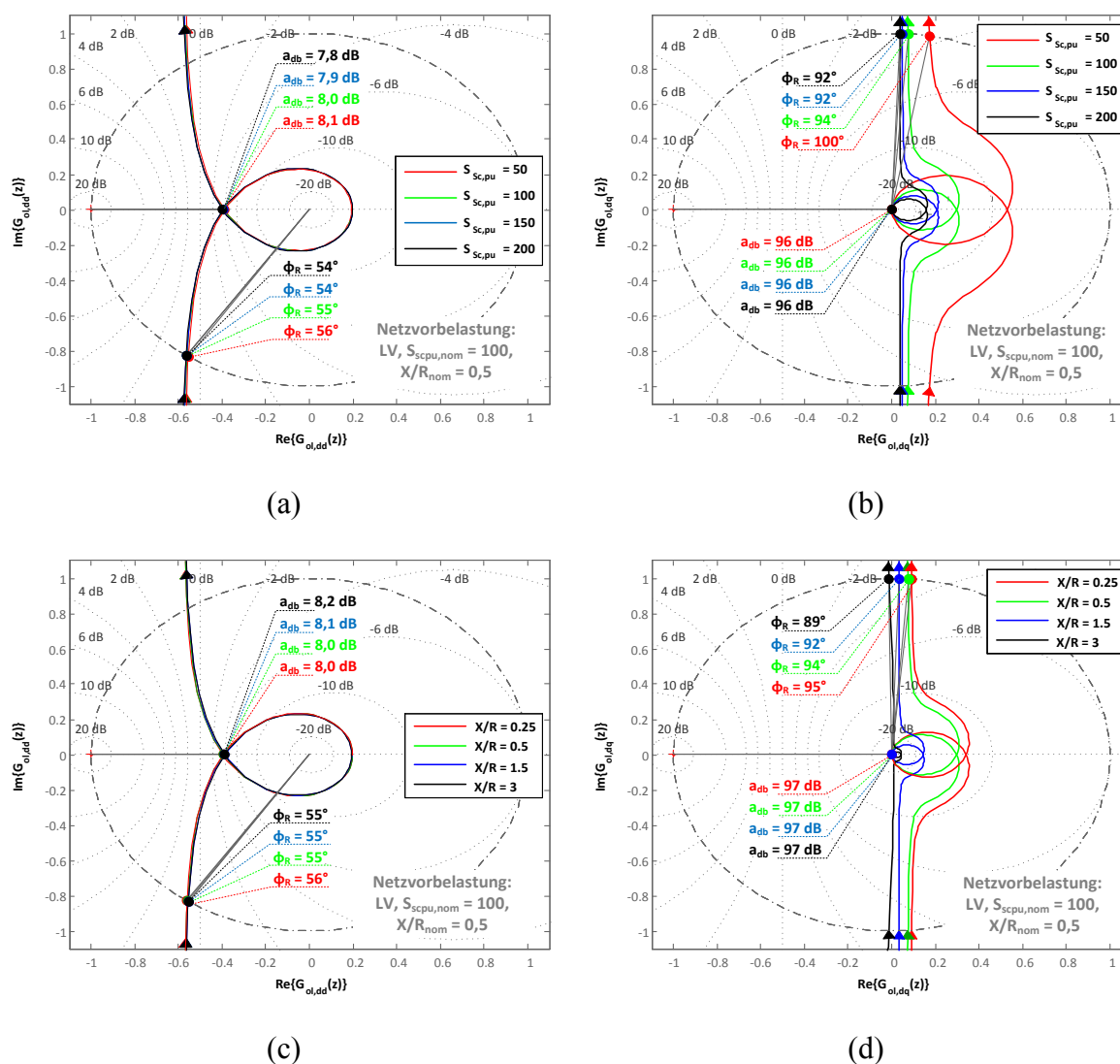


Abb. 4.13: Nyquist-Diagramm des offenen Stromregelkreises für variierende Netzimpedanzverhältnisse (1. Fall LV, $L_f = 0,29 \text{ pu}$, $R_f = 0,06 \text{ pu}$, $f_s = 5,1 \text{ kHz}$, $\gamma = 0,4$):

- (a) $G_{ol,dd}(z)$ und (b) $G_{ol,dq}(z)$ für variierende relative Netzkurzschlussleistungen;
 (c) $G_{ol,dd}(z)$ und (d) $G_{ol,dq}(z)$ für variierende X/R -Verhältnisse des Netzes

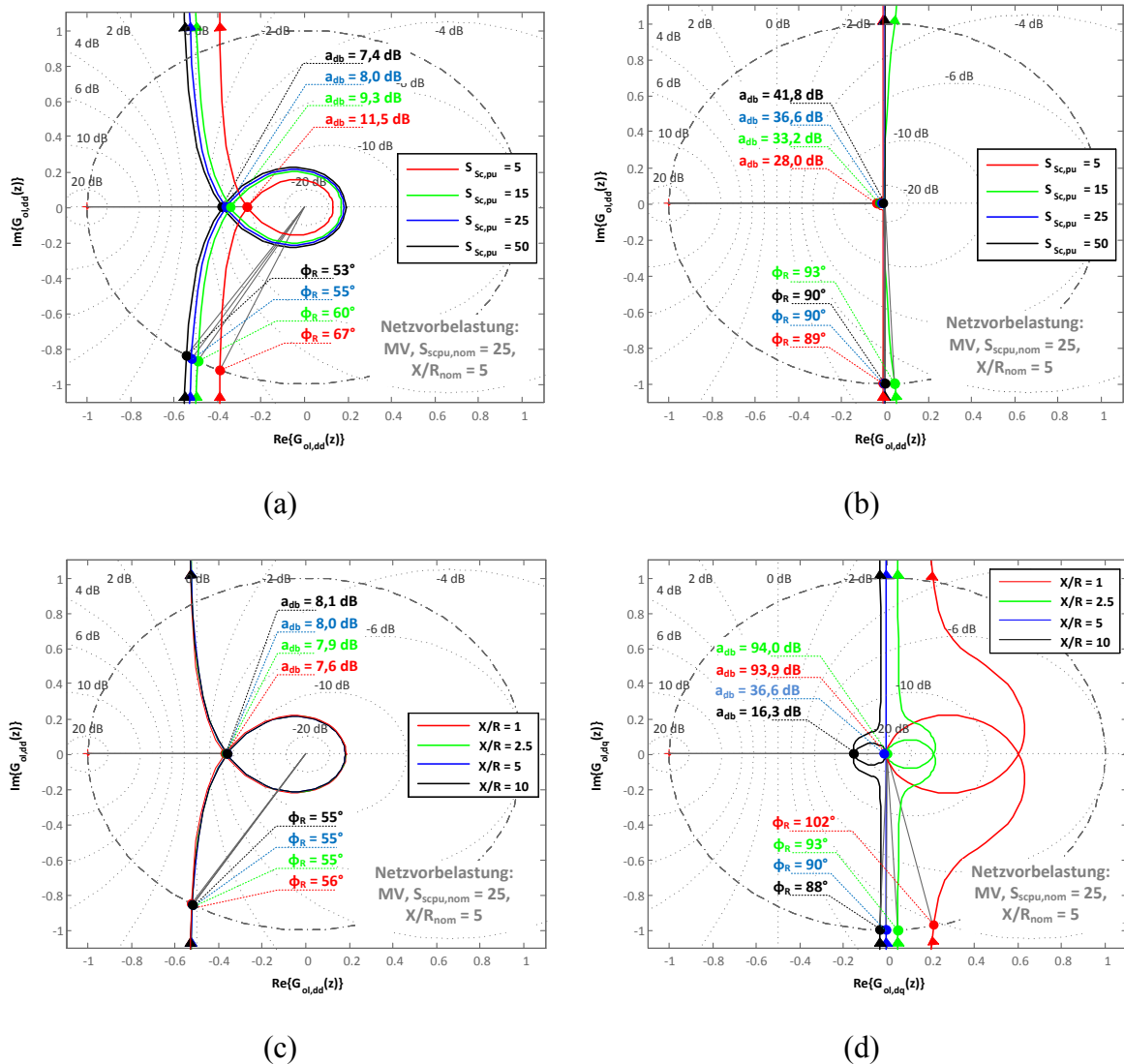


Abb. 4.14: Nyquist-Diagramm des offenen Stromregelkreises für variierende Netzimpedanzverhältnisse (2. Fall MV, $L_f = 0,29 pu$, $R_f = 0,06 pu$, $f_s = 5,1 kHz$, $\gamma = 0,4$):
 (a) $G_{ol,dd}(z)$ und (b) $G_{ol,dq}(z)$ für variierende relative Netzkurzschlussleistungen;
 (c) $G_{ol,dd}(z)$ und (d) $G_{ol,dq}(z)$ für variierende X/R-Verhältnisse des Netzes

In Abb. 4.13 (c) und (d) sind die Ortskurven des offenen Stromregelkreises für variierende X/R-Verhältnisse bei einer konstanten nominellen relativen Netzkurzschlussleistung für den Fall einer geringen Netzbelastung sowie einer typischen Impedanz-Charakteristik eines Niederspannungsnetzes dargestellt. Auch in diesen Fällen ist der Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die Robustheitseigenschaften der vorgestellten Stromregelung (und der angewendeten Auslegungsstrategie) als gering einzuschätzen.

In Abb. 4.14 wird die Untersuchung des zweiten Falles, also typische Netzimpedanzverhältnisse eines Mittelspannungsnetzes mit hoher Netzbelastung, in Form der Nyquist-Diagramme der relevanten Übertragungsdynamiken des offenen Stromregelkreises dargestellt. Das Nyquist-Diagramm der direkten Übertragungsdynamik der d -Stromkomponente des offenen Regelkreises $G_{ol,dd}(z)$ zeigt vor allem bei einer Variation der relativen Netz-

kurzschlussleistung bei gleichbleibendem (hohem) X/R-Netzverhältnis, vgl. Abb. 4.14 (a), eine starke Abhängigkeit von den Netzbedingungen. Für die angenommenen Verhältnisse der Netzimpedanzen bleibt der geschlossene Regelkreis der d -Stromkomponente nach dem vereinfachten Nyquist-Kriterium zwar stabil, jedoch verändern sich die Robustheitseigenschaften der Stromregelung der d -Komponente deutlich mit den vorherrschenden Netzbedingungen. Während sich sowohl die Amplitudenreserve als auch der Phasenrand der Stromregelung bei einer Verringerung der tatsächlichen relativen Netzkurzschlussleistung zur nominell angenommenen relativen Netzkurzschlussleistung erhöhen, reduzieren sich diese Robustheitsparameter im umgekehrten Fall sichtlich. Dahingegen zeigt die Übertragungsdynamik der geregelten Verkopplungsdynamiken $G_{ol,dq}(z)$, vgl. Abb. 4.14 (b), für diesen betrachteten Fall nur eine geringe Abhängigkeit der Netzverhältnisse. Nach dem vereinfachten Nyquist-Kriterium sind auch diese geregelten Verkopplungsdynamiken für alle betrachteten Fälle stabil.

Die Abb. 4.14 (c) und (d) zeigen die Nyquist-Diagramme des offenen Stromregelkreises für den Fall der typischen Impedanz-Charakteristik eines Mittelspannungsnetzes mit hoher Netzbelastung. Hier wird das X/R-Verhältnis des Netzes bei einer konstanten (nominellen) relativen Netzkurzschlussleistung variiert. Im Gegensatz zu dem Fall einer variierenden relativen Netzkurzschlussleistung bei konstantem (nominellen) X/R-Verhältnis zeigen nun die Übertragungsdynamiken der Verkopplungen $G_{ol,dq}(z)$, vgl. Abb. 4.14 (d), eine vermeintlich hohe Abhängigkeit der angenommenen Netzverhältnisse. Bei der Analyse der Robustheitseigenschaften dieser Verkopplungsdynamiken $G_{ol,dq}(z)$ fällt zudem auf, dass die Amplitudenreserve durch eine Erhöhung des realen X/R-Verhältnisses zu dem nominellen X/R-Verhältnis deutlich reduziert wird (jedoch absolut betrachtet immer noch einen hohen Wert annimmt). Dahingegen wird die Übertragungsdynamik der d -Stromkomponente durch die variierten X/R-Verhältnisse lediglich geringfügig beeinflusst, vgl. Abb. 4.14 (c). Alle diskutierten Fälle sind nach dem vereinfachten Nyquist-Kriterium stabil.

Die Analysen der Nyquist-Diagramme zeigen, dass bei Netzverhältnissen mit niedriger relativer Netzkurzschlussleistung und hohen X/R-Verhältnissen (d.h. induktive Netze mit hoher Netzbelastung, 2. Fall nach Tab. 4.6) eine variierende Netzimpedanz einen deutlichen Einfluss auf die robusten Stabilitätseigenschaften der betrachteten komplexwertigen Stromregelung hat. Um weiterhin die Auswirkungen einer variierenden Netzimpedanz für diesen kritischen Fall auf die dynamischen Eigenschaften des geschlossenen Stromregelkreises bewerten zu können, wird in Abb. 4.15 die Fallstudie um eine Darstellung der erreichbaren Sprungantworten bei variierenden Netzverhältnissen erweitert.

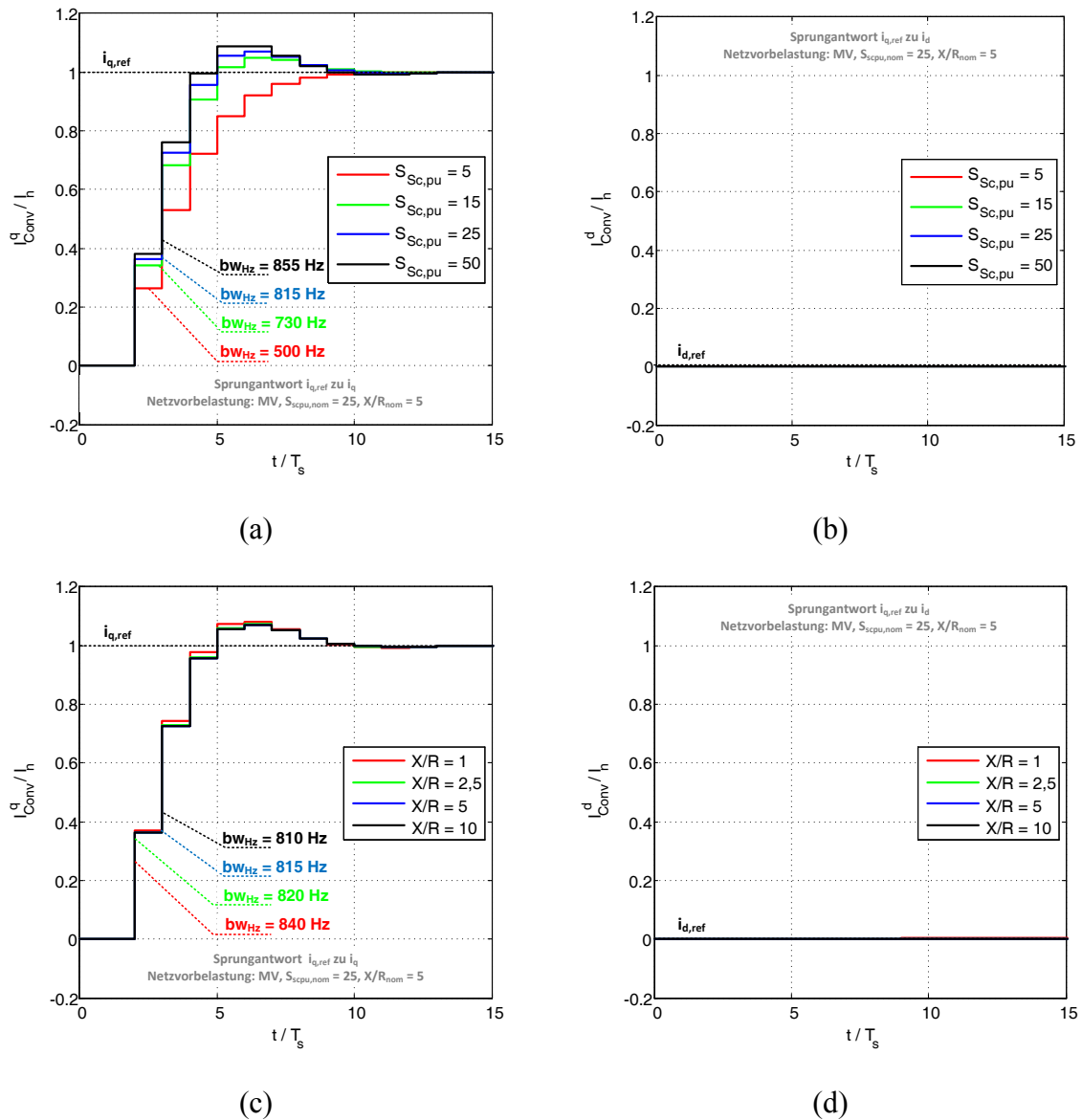


Abb. 4.15: Sprungantwort des Stromregelkreises für variierende Netzimpedanzverhältnisse (2. Fall MV, $L_f = 0,29 pu$, $R_f = 0,06 pu$, $f_s = 5,1 kHz$, $\gamma = 0,4$):

- (a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende relative Netzkurzschlussleistungen;
 (c) q - und (d) d -Stromkomponente für variierende X/R -Verhältnisse des Netzes

In den Abb. 4.15 (a) und (b) wird das Regelverhalten der komplexwertigen Stromregelung auf einen Einheitssprung des q -Stromreferenzwertes illustriert. In Abb. 4.15 (a) ist das Regelverhalten der q -Stromkomponente und in Abb. 4.15 (b) das der d -Stromkomponente für variierende relative Netzkurzschlussleistungen bei einem konstanten (nominellen) X/R -Verhältnis dargestellt. Wie bereits bei der Analyse der Robustheitseigenschaften für diesen Fall hat auch hier eine veränderliche relative Netzkurzschlussleistung einen deutlichen Einfluss auf die erreichbare Regelungsdynamik der d -Stromkomponente, vgl. Abb. 4.15 (a). Während das Regelungsverhalten bei nominellen Streckenparametern (blaue Sprungantwort) den bereits diskutierten Eigenschaften aus Kap. 4.3.1, Tab. 4.5 (S. 121 ff.) entspricht, ändert sich das Regelungsverhalten deutlich in Abhängigkeit des Netzverhältnisses

bei nicht nominellen Bedingungen der Regelstrecke. Ist die angenommene relative Kurzschlussleistung des Netzes kleiner als die tatsächliche relative Netzkurzschlussleistung, so nimmt die Überschwingweite der theoretischen Sprungantwort deutlich zu. Ist im Gegensatz dazu die tatsächliche relative Kurzschlussleistung des Netzes geringer als die für die Auslegung des Stromreglers angenommene relative Kurzschlussleistung, dann nimmt die Dynamik der Sprungantwort mit weiter sinkender relativer Kurzschlussleistung deutlich ab. Um diesen Effekt weiter zu quantifizieren sind die jeweiligen Bandbreiten der Stromregelungen für die verschiedenen Netzverhältnisse aufgeführt. Hier ist festzuhalten, dass die Bandbreite der Stromregelung mit sinkenden relativen Kurzschlussleistungen des Netzes, welche geringer als die zur Auslegung der Regelung angenommene nominelle relative Kurzschlussleistung ist, deutlich abnimmt. Trotz dieses deutlichen Einflusses variierender relativer Netzkurzschlussimpedanzen auf die Sprungantwort der Stromregelung der d -Komponente zeigt die Analyse der geregelten Verkopplungsstromdynamik, vgl. Abb. 4.15 (b), eine geringe Abhängigkeit von den betrachteten Verhältnissen der Netzimpedanz. Ferner hat im Gegensatz zu der Analyse der Sprungantworten der Stromregelung bei variierenden Verhältnissen der relativen Netzkurzschlussleistung und konstantem (nominellen) X/R-Verhältnis, eine Variation des X/R-Verhältnisses bei konstanter (nomineller) relativer Kurzschlussleistung des Netzes nur einen geringfügigen Einfluss auf die Stromregelungsdynamiken und damit auf die erreichbare Regelgüte, vgl. Abb. 4.15 (c) und (d).

Aus der vorgestellten Fallstudie des Einflusses einer variierenden Netzimpedanz auf die erreichbare Regelungsgüte der komplexwertigen zeitdiskreten Stromregelung werden die folgenden verallgemeinerten Schlussfolgerungen gezogen:

- Im Sinne der Robustheits- und Stabilitätseigenschaften der vorgestellten komplexwertigen Stromregelung sind die direkten Übertragungsdynamiken der Regelung der d - bzw. q -Stromkomponenten (der eingeführten Notation folgend: $G_{dd}(z)$ bzw. $G_{qq}(z)$) bestimmend. Die Übertragungsdynamiken der Regelung der Verkopplungsstromdynamiken (d.h. $G_{dq}(z)$ bzw. $G_{qd}(z)$) sind nicht primär entscheidend für die Stabilitäts- und Robustheitseigenschaften der analysierten Stromregelung.
- Variierende Netzimpedanzen haben einen besonders hohen Einfluss, wenn Netzverhältnisse mit besonders geringen relativen Kurzschlussleistungen und hohen X/R-Verhältnissen vorherrschen.
- Für den Fall, dass die vorherrschenden Netzbedingungen einen hohen Einfluss auf die Regelgüte haben, führt die Annahme einer zu großen relativen Netzkurzschlussleistung bei der Auslegung der Stromregelung zu einer deutlichen Reduzierung der dynamischen Eigenschaften der Stromregelung. Das heißt insbesondere, dass die erreichbare Bandbreite der Stromregelung verringert wird. Dies führt zu einem verschlechterten Führ- und Störgrößenverhalten der Regelung im Vergleich zu der nominell ausgelegten Regelungsdynamik.
- Für den Fall, dass die vorherrschenden Netzbedingungen einen hohen Einfluss auf die Regelgüte haben, führt die Annahme einer zu kleinen relativen Netzkurzschlussleistung bei der Auslegung der Stromregelung zu einer deutlichen Erhöhung der dynamischen Eigenschaften der Stromregelung. Das heißt insbesondere, dass

die erreichbare Bandbreite der Stromregelung erhöht wird. Dies führt zu einer Erhöhung der nominell ausgelegten Regelungsdynamik.

4.3.3 Adaption der vorgestellten Stromregelung an variierende Netzimpedanzen

Den vorhergehenden Analysen folgend, werden für die Adaption der Stromregelung an variierende Werte der Netzimpedanz die äquivalenten ohmschen und induktiven Streckenparameter wie folgt definiert:

$$L'_f = \begin{cases} L_f + L_{Netz,nom} & \text{bei Initialisierung der Stromregelung} \\ L_f + L_{Netz,est} & \text{im adaptiven Stromregelungsbetrieb} \end{cases} \quad (4.53)$$

$$R'_f = \begin{cases} R_f + R_{Netz,nom} & \text{bei Initialisierung der Stromregelung} \\ R_f + R_{Netz,est} & \text{im adaptiven Stromregelungsbetrieb} \end{cases}$$

Hierbei beschreiben L'_f und R'_f die für die Parameteradaption verwendeten äquivalenten Streckenparameter, L_f und R_f die Parameter des verwendeten L-Filters (Bemessungsgrößen), $L_{Netz,nom}$ und $R_{Netz,nom}$ die nominelle (für die Initialisierung der Stromregelung) angenommene Netzparameter und $L_{Netz,est}$ sowie $R_{Netz,est}$ die nach dem kombinierten Schätzverfahren (vgl. Kap. 3.4, S. 84 ff.) bestimmten Netzparameter im adaptiven Regelungsbetrieb.

Nach Kap. 4.3.1 kommt als Auslegungsstrategie für die komplexwertige und zeitdiskret entwickelte Stromregelung die Kompensation der größten Streckenzeitkonstante durch die Nullstelle z_0 des Stromreglers zur Anwendung. Die größte Zeitkonstante wird nach Glg. (4.39) (vgl. S. 118) durch die Zeitkonstante τ_f bestimmt. Zur Nachführung der Nullstelle der Stromregelung an veränderte Netzparameter wird daher die folgende, von den geschätzten Netzparametern abhängige, Adaptionstrategie gewählt:

$$z_0 = f(R'_f, L'_f, \omega_k) = \exp\left(-\frac{T_s R'_f}{L'_f}\right) e^{-j\omega_k T_s} \quad (4.54)$$

Weiterhin wird, um eine von den Streckenparametern unabhängige Regelungsauslegung zu erreichen, die Proportionalverstärkung \underline{K}_{rz} des Stromreglers dazu verwendet, die stationäre Streckenverstärkung zu kompensieren. Entsprechend der Adaption der Nullstelle z_0 der Stromregelung an veränderliche Netzverhältnisse werden für die Anpassung der Regelungsverstärkung \underline{K}_{rz} die äquivalenten, auf die geregelte Stromdynamik wirkenden, Streckenparameter aus (4.53) verwendet. Die Reglerverstärkung \underline{K}_{rz} der netzadaptiven Stromregelung berechnet sich zu:

$$\underline{K}_{rz} = f(R'_f, L'_f, \omega_k) = K_0 \left(1 + j\omega_k \frac{L'_f}{R'_f}\right) (K_1 + jK_2) \quad (4.55)$$

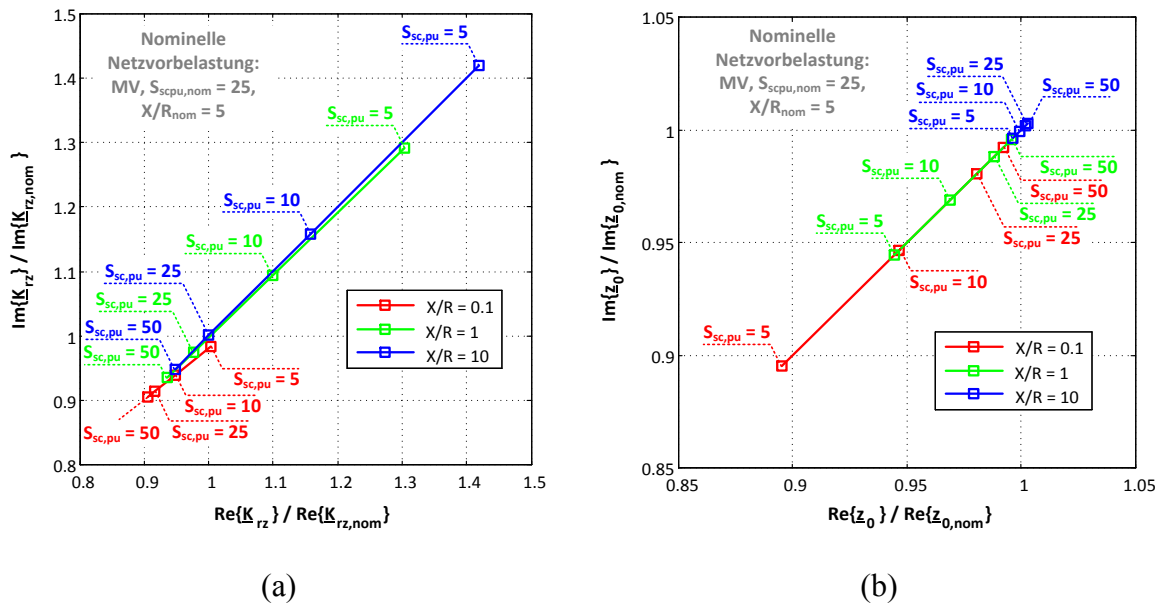


Abb. 4.16: Relative Veränderung (bezogen auf die nominellen Regelungsparameter) des Real- bzw. Imaginärteils der Reglerverstärkung \underline{K}_{rz} und Nullstelle \underline{z}_0 der komplexwertigen adaptiven Stromregelung für variierende Netzverhältnisse:

(a) Reglerverstärkung und (b) Nullstelle des Reglers

Mit:

$$K_0 = f(R'_f, L'_f, \omega_k) = \gamma \frac{R'_f}{\alpha_0^2 - 2\alpha_0 \cos(\omega_k T_s) + 1} \text{ mit } \alpha_0 = \exp\left(-\frac{T_s R'_f}{L'_f}\right)$$

$$K_1 = f(R'_f, L'_f, \omega_k) = 1 - \alpha_0 \cos(\omega_k T_s) \text{ mit } \alpha_0 = \exp\left(-\frac{T_s R'_f}{L'_f}\right) \quad (4.56)$$

$$K_2 = f(R'_f, L'_f, \omega_k) = -\alpha_0 \sin(\omega_k T_s) \text{ mit } \alpha_0 = \exp\left(-\frac{T_s R'_f}{L'_f}\right)$$

Aufgrund der Berücksichtigung der Verkopplungsdynamiken der Regelungsstrecke bei einer Stromregelung im rotierenden dq -KOS sind sowohl die Nullstelle als auch die Reglerverstärkung komplexwertig und von der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS abhängig. Dies gilt gleichermaßen für eine adaptive Anpassung dieser Regelungsparameter an veränderte Netzparameter.

Um den Einfluss variierender Netzimpedanzen auf die adaptive Anpassung der Regelungsparameter zu illustrieren wird das Fallbeispiel 2 aus dem vorhergehenden Abschnitt 4.3.2 nochmals aufgegriffen. Dort wird ein typisches Mittelspannungsnetz mit hoher Netzbelastung betrachtet, wobei die nominelle Netzvorbelastung und der mögliche Aufweitungsbe- reich der Netzparameter in der Tab. 4.6 (S. 127) festgehalten sind. In Abb. 4.16 sind die

relativen Veränderungen (bezogen auf die nominellen Regelungsparameter $\underline{K}_{Jz,nom}$ bzw. $\underline{z}_{0,nom}$) des Real- bzw. Imaginärteils der adaptierten Regelungsverstärkung und der Nullstelle des komplexwertigen Stromreglers für variierende Netzverhältnisse dargestellt. Zunächst bleibt festzuhalten, dass für den untersuchten Bereich der möglichen Netzparameter die adaptierten Regelungsparameter deutlich von den nominellen Regelungsparametern abweichen. Diese Abweichung spiegelt sich in einer Veränderung der Real- bzw. der Imaginärteile der adaptierten Reglerverstärkung, vgl. Abb. 4.16 (a), und der adaptierten Lage der Regelungsnullstelle, vgl. Abb. 4.16 (b), wider. Interessant ist, dass die relative Veränderung der Regelungsverstärkung \underline{K}_{Jz} für variierende relative Netzkurzschlussleistungen besonders groß wird, wenn das tatsächliche X/R-Verhältnis des Netzes größer dem nominell angenommenen X/R-Verhältnis ist. Dahingegen ist die relative Veränderung der Lage der Nullstelle des Stromreglers für variierende relative Netzkurzschlussimpedanzen besonders groß, wenn das tatsächliche X/R-Verhältnis des Netzes kleiner dem für die Regelungsauslegung angenommenem X/R-Verhältnis ist. Des Weiteren kann für das gewählte Fallbeispiel je nach Veränderung der Netzparameter eine Abweichung der Regelungsverstärkung \underline{K}_{Jz} um maximal das 1,5-fache und der Lage der Nullstelle um das 0,1-fache festgestellt werden.

Die Betrachtung des Einflusses variierender Netzverhältnisse auf die nicht-parameteradaptive Stromregelung zeigte besonders für den Fall stark induktiver Netze (X/R-Verhältnis groß) mit hoher Anschlussleistung bzw. hoher Belastung ($S_{sc,pu}$ klein) eine starke Abhängigkeit der erreichbaren Regelungsgüte von den tatsächlich vorherrschenden Netzbedingungen. Durch eine ideale Adaption der Stromregelung des Netzpulsstromrichters mit netzseitigem L-Filter an variierende Netzparameter ist diese Abhängigkeit nicht mehr gegeben. Neben den Robustheitseigenschaften entsprechen insbesondere auch die dynamischen Regelungseigenschaften in dem Falle der idealen Parameteradaption den theoretisch erreichbaren Werten, vgl. Tab. 4.5 (S. 121). Um diesen Zusammenhang zu verdeutlichen wird in Abb. 4.17 der berechnete Verlauf der Sprungantwort der komplexwertigen und zeitdiskret entwickelten netzadaptiven Stromregelung dargestellt. Genauer wird in Abb. 4.17 (a) der Verlauf der q -Stromkomponente und Abb. 4.17 (b) der Verlauf der d -Stromkomponente für einen Einheitssprung (auf den Bemessungsstrom normiert) des q -Stromsollwertes gezeigt. Trotz der variierenden Netzparameter wird für die betrachteten Fälle eine identische geregelte Stromdynamik sowohl auf der d - als auch auf der q -Stromkomponente erreicht. Das Erreichen der identischen geregelten Stromdynamik wird durch eine Anpassung der Stellgröße, hier der Umrichter Ausgangsspannung U_{conv} , erzielt. Hierbei fließt die Annahme ein, dass eine ausreichende Stellgrößenreserve durch die Regelung der Zwischenkreisspannung U_{DC} gewährleistet wird. Weiterhin zeigt die Analyse der Bandbreiten bw_{Hz} der parameteradaptiven Stromregelung unter den verschiedenen Netzbedingungen einen konstanten, von der zugrunde gelegten Netzbedingung unabhängigen, nominellen Wert ($bw_{Hz}/f_s = 0,16$, vgl. Tab. 4.5).

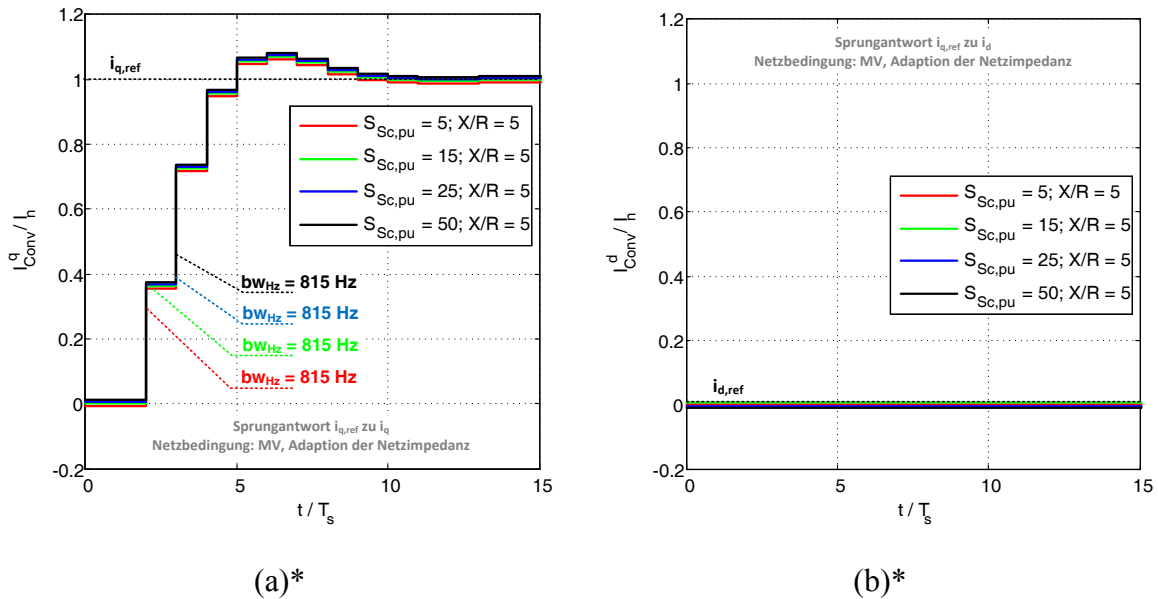


Abb. 4.17: Verlauf der berechneten Sprungantwort der komplexwertigen Stromregelung bei Adaption variierender Netzverhältnisse ($\gamma = 0,4, f_s = 5,1 \text{ kHz}, a\text{-PWM}$):
 (a) Verlauf der q -Stromkomponente und (b) Verlauf der d -Stromkomponente bei einem Sprung der q -Stromreferenzwerte

*zur Illustration wurden berechnete Verläufe leicht verschoben um die identischen Stromverläufe sichtbar zu machen

4.3.4 Praktische Aspekte für die Adaption der Stromregelung an variierende Netzimpedanzen

In diesem Abschnitt werden die wichtigsten praktischen Aspekte für die Umsetzung der vorgeschlagenen adaptiven Regelungsstrategie eines an das öffentliche Versorgungsnetz angebotenen Netzpulsstromrichters kurz vorgestellt, welche später auch Anwendung in der netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter finden werden. Diese sind:

- die Berücksichtigung der veränderlichen Regelungsparameter für die Umsetzung der Stellgrößenbeschränkung, genauer der Implementierung der Anti-Windup Netzwerke, der Stromregelung (vgl. [169], Kap. 5.6.2, S. 151 ff.),
- eine Abfrage der geschätzten Netzparameter über einen möglichen, vorab bestimmten, Aufweitungsbereich theoretisch infrage kommender Netzparameter (Plausibilitätsprüfung),
- die Initialisierung der Stromregelungsparameter bei einer Trennung und Wiederanbindung (bzw. Erstanbindung) des Netzpulsstromrichters an das Versorgungsnetz und
- das Vermeiden sprunghafter Änderungen der Regelungsparameter im adaptiven Regelungsbetrieb.

Während die ersten beiden Punkte zwar substanziell jedoch selbsterklärend sind, bedürfen die beiden letzten Punkte nachfolgend einer weiteren Erläuterung.

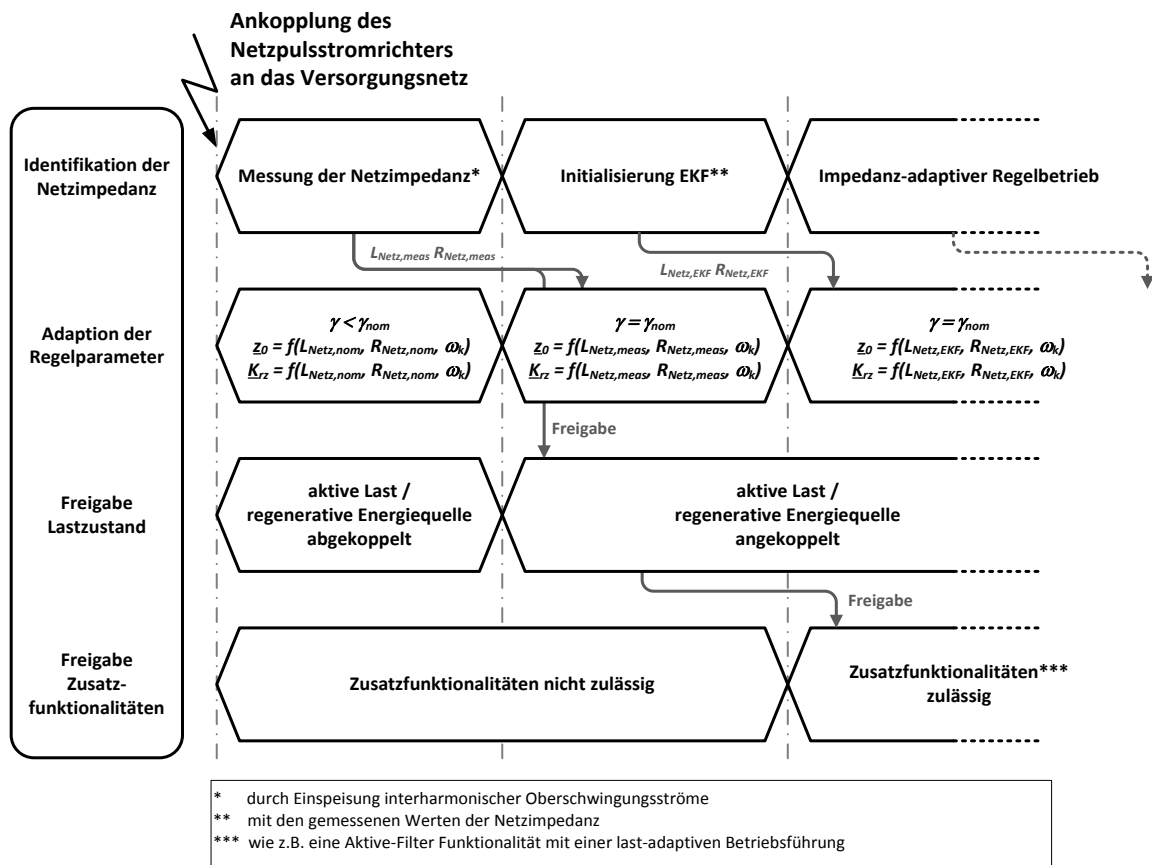


Abb. 4.18: Startsequenz der Initialisierung der netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters bei Trennung und Wiederanbindung bzw. Erstanbindung an das Versorgungsnetz

In den bisher dargestellten Analysen wird von einer vorab bekannten, bei der Auslegung der Stromregelung berücksichtigten, nominellen Netzvorbelastung (im Sinne der äquivalenten Netzparameter $L_{\text{Netz,nom}}$ bzw. $R_{\text{Netz,nom}}$) ausgegangen. In der Praxis ist jedoch zu erwarten, dass in der Regel lediglich eine grobe Abschätzung der zu erwarteten Netzbedingungen vorliegt [45] (Anhang E, S. 173 ff.). Besonders bei kritischen Netzbedingungen führen ungenau oder fehlerhaft abgeschätzte Netzvorbelastungen zu einer deutlichen Verringerung der Dynamik- und der Robustheitseigenschaften der Stromregelung, vgl. Kap. 4.3.2. Bei einer Erst- oder Wiederanbindung eines Netzpulsstromrichters an das Versorgungsnetz kann dieser Umstand zu ungewolltem Regelverhalten führen. Dies macht insbesondere eine Bestimmung der Netzparameter durch das in Kap. 3 entwickelte kombinierte Identifikationsverfahren problematisch. Abhilfe kann hier eine speziell auf die gegebenen Randbedingungen angepasste Start- bzw. Initialisierungssequenz der netzadaptiven Regelung bei der (Erst-) Ankopplung des Netzpulsstromrichters an das Versorgungsnetz schaffen.

In Abb. 4.18 wird die eigens entwickelte Start- bzw. Initialisierungssequenz der netzadaptiven Regelung bei einer (Erst-) Ankopplung des Netzpulsstromrichters an das Versorgungsnetz in Form eines Impulsdiagrammes veranschaulicht. Die Beschreibung der vorge-

schlagenen Startsequenz wird in vier parallel laufende und aufeinander abgestimmte Prozesse unterteilt: (1) die angewendete Methode der Netzimpedanz-Identifikation, (2) die Einstellung der Regelparameter, (3) der Lastzustand und (4) die Freigabe möglicher Zusatzfunktionalitäten des Netzpulsstromrichters.

Bei Anbindung des Netzpulsstromrichters an das Versorgungsnetz wird die Stromregelung zunächst mit den nominell angenommenen Streckenparametern (d.h. insbesondere mit der nominellen Netzvorbelastung) initialisiert. Dabei wird der Einstellfaktor γ allerdings deutlich kleiner dem für den regulären Regelungsbetrieb vorgesehenen Wert γ_{nom} gewählt. Dies wird mit einer Erhöhung der Robustheitsgrenzen (Phasenrand und Amplitudenreserve) der Stromregelung gegenüber den zum Start der Regelung noch unsicheren Netzparametern bei Reduzierung des Wertes des Einstellfaktors begründet, vgl. Tab. 4.5 (S. 121). Die Netzparameter gelten bei Ankopplung des Netzpulsstromrichters als unsicher, da eine Parameteridentifikation durch das vorgestellte kombinierte Identifikationsverfahren nur im stromgeregelten Wechselrichterbetrieb möglich ist. Nach einer zur Regelung der Zwischenkreisspannung auf ihren Nennwert hervorgerufenen kurzzeitigen Verzögerung wird eine (Erst-) Identifikation der Netzimpedanz durch die vorgestellte Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme durchgeführt, vgl. Kap. 3.2 (S. 31 ff.). Während dieser ersten Identifikationsphase ist es aufgrund der reduzierten Stromregelungsdynamik ($\gamma < \gamma_{nom}$) und des unsicheren Netzzustandes sinnvoll sowohl eine Ankopplung einer aktiven Last bzw. einer regenerativen Energiequelle an den Spannungszwischenkreis als auch eine Freigabe etwaiger Zusatzfunktionalitäten (wie z.B. eine zusätzliche Aktiv-Filter Funktionalität) der Regelung des Netzpulsstromrichters zu untersagen. Nach dieser (Erst-) Identifikationsphase des tatsächlich an dem Anschlusspunkt des Stromrichters vorherrschenden Netzzustandes wird sowohl der Erweiterte Kalman-Filter zur minimal-invasiven Schätzung des Netzzustandes (vgl. Kap. 3.3, S. 55 ff.) als auch die Stromregelung mit den gemessenen Netzparametern initialisiert. Weiterhin wird der Einstellfaktor γ auf dem für den regulären Regelungsbetrieb vorgesehenen Wert γ_{nom} erhöht und die Ankopplung möglicher aktiver Lasten bzw. regenerativer Energiequellen an den Spannungszwischenkreis des Netzpulsstromrichters freigegeben. Nachdem die Grundfunktionalitäten des Netzpulsstromrichters gewährleistet sind und der reguläre Regelbetrieb aufgenommen wird, können in der letzten Phase der Initialisierung des netzadaptiven Regelbetriebes mögliche zusätzlich implementierte Funktionalitäten des Netzpulsstromrichters zugelassen werden.

Ein weiterer praktischer Aspekt bei der Adaption variierender Netzparameter durch die beschriebene Regelungsstrategie ist die Anpassung der Regelungsparameter \underline{K}_{Jz} bzw. \underline{z}_0 bei sprunghaften Veränderungen der Netzimpedanz. Um sprunghaften Änderungen der adaptierten Regelungsparameter zu unterbinden, hat sich die Verwendung eines gleitenden Mittelwertfilters als praktisch erwiesen. Ein gleitender Mittelwertfilter zeichnet sich vor allem durch die Einfachheit der Struktur und der Auslegung aus. In Abb. 4.19 ist die aus der Verwendung dieses Glättungsfilters folgende Adaptionstrategie der Regelparameter \underline{K}_{Jz} und \underline{z}_0 bei einer sprunghaften Änderung der Netzverhältnisse dargestellt (der Übersichtlichkeit halber wird auf eine Aufteilung der Darstellung in die Real- und Imaginärteile der komplexwertigen Regelparameter verzichtet). Hierbei beschreiben $L_{Netz,EKF}$ und $R_{Netz,EKF}$

die durch den Erweiterten Kalman-Filter (nicht geglätteten) geschätzten äquivalenten Netzparameter sowie $L_{Netz,est}$ und $R_{Netz,est}$ die für die Adaption der Regelparameter verwendeten geglätteten Netzparameter. Dabei werden die folgenden Gleichungen zur Berechnung des gleitenden Mittelwertes verwendet:

$$L_{Netz,est}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} L_{Netz,EKF}(k-n) \quad (4.57)$$

$$R_{Netz,est}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} R_{Netz,EKF}(k-n)$$

mit

$$T_{FIR} = N \cdot T_s \quad (4.58)$$

Die Wahl der Anzahl N , der für die Bildung des gleitenden Mittelwertes verwendeten Messpunkte, stellt eine Abwägung der benötigten Adaptionodynamiken der Regelung gegenüber der Sensitivität des geregelten Systems bei sprunghafter Änderungen der Regelungsverstärkungen dar. Für die hier dargestellten Analysen hat sich eine Glättungszeit T_{FIR} zwischen 5 und 20 ms als sinnvoll erwiesen.

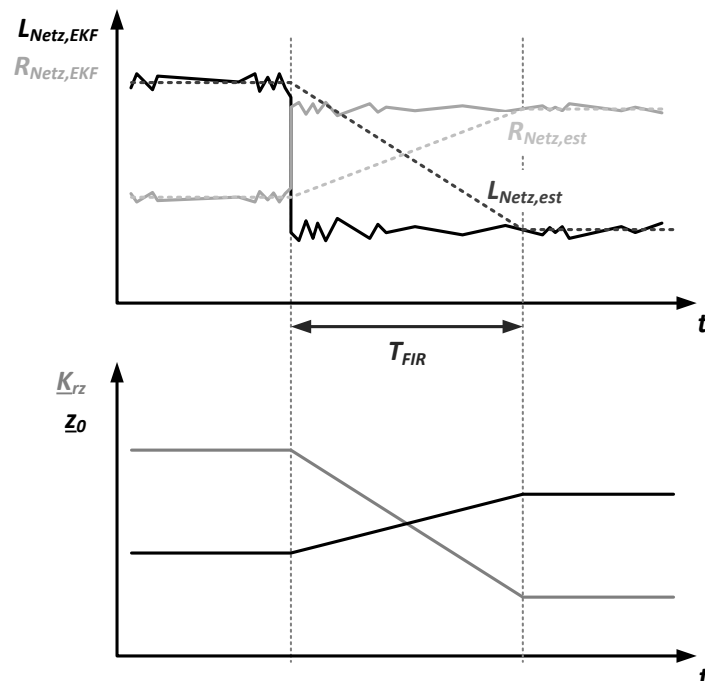


Abb. 4.19: Adaptionstrategie der Regelparameter der komplexwertigen Stromregelung \underline{K}_{rz} und z_0 bei einer sprunghaften Änderung der Netzverhältnisse L_{Netz} und R_{Netz}

4.3.5 Messergebnisse

Nachfolgend sollen die beschriebenen theoretischen Analysen aus den Kap. 4.3.1 bis 4.3.3 unter Laborbedingungen validiert werden.

Das verwendete Laborsystem wird bereits in Kap. 2.3 beschrieben. In Tab. 4.7 sind die für die Untersuchungen gewählten Randbedingungen tabellarisch zusammengefasst. Um eine Vergleichbarkeit der Ergebnisse für variierende ω_k/ω_s -Verhältnisse zu gewährleisten, werden die Parameter des netzseitigen L-Filters für die folgenden Messungen nicht verändert. Dies führt insbesondere für große ω_k/ω_s -Verhältnisse zu NetZRückwirkungen des Netzpulsstromrichters über die normativen Grenzwerte hinaus. Im Sinne der labortechnischen Untersuchungen wird davon jedoch abgesehen.

Tab. 4.7: Zusammenfassung der gewählten Randbedingungen der Untersuchungen (falls keine abweichenden Angaben)

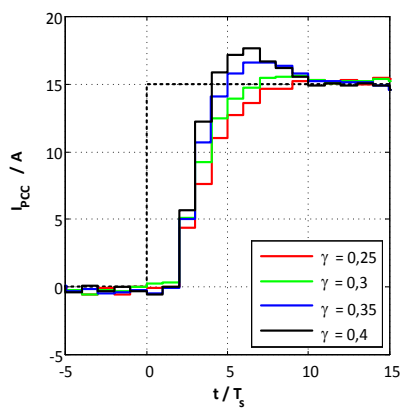
Variable	Beschreibung	Wert (pu)
$U_{LL,n}$	Spannung am Netzanschlusspunkt	400 V (1,0)
U_{DC}	geregelter Zwischenkreisspannung	700 V (1,75)
$U_{DC,Boost}$	Zwischenkreisspannungsreserve	95 V (0,24)
ω_{grid}	Netzkreisfrequenz	2π 50 Hz (1,0)
C_{DC}	Zwischenkreiskapazität	2200 μ F (3,7)
L_f	Filterinduktivität	6 mH (0,35)
R_f	Wicklungswiderstand der Filterinduktivität	360 m Ω (0,07)
L_{Netz}	äquivalente Netzinduktivität (Vorbelastung)	80 μ H (0,005)
R_{Netz}	äquivalenter Netzwidestand (Vorbelastung)	120 m Ω (0,02)
PWM	Pulsweiten-Modulationsverfahren	SVM-PWM

Eine Übersicht der zur Validierung des Stromreglers durchgeführten messtechnischen Untersuchungen wird in Tab. 4.8 gegeben. Die Experimente gliedern sich in drei Untersuchungsbereiche auf. In dem ersten Bereich (d.h. die Messreihe 1) wird die direkte Führgrößenübertragungsdynamik der Stromregelung für variierende ω_k/ω_s -Verhältnisse und variierende Einstellfaktoren γ untersucht. Der zweite Bereich (d.h. die Messreihe 2) dient der Untersuchung der Kompensationseigenschaften der Verkopplungsdynamiken. Hier werden wiederum variierende ω_k/ω_s -Verhältnisse und variierende Einstellfaktoren γ berücksichtigt. Im letzten Bereich (d.h. die Messreihen 3 und 4) wird der Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die (nicht-adaptive) Stromregelung bzw. die erweiterte netzadaptive Stromregelung untersucht. In Hinblick auf die Übersichtlichkeit der Untersuchungen wird hierbei lediglich ein repräsentatives ω_k/ω_s -Verhältnis betrachtet.

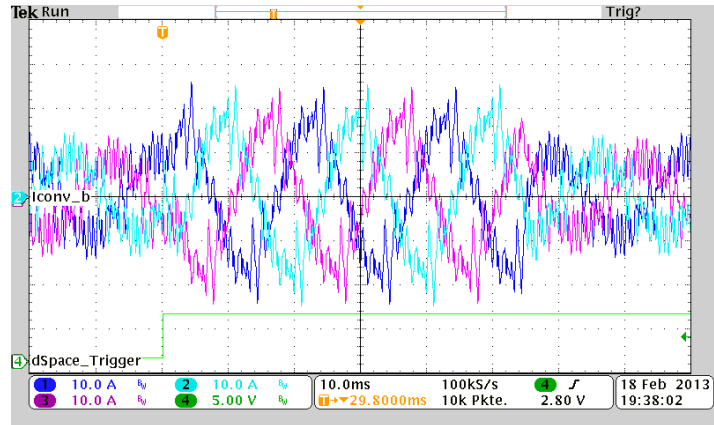
Tab. 4.8: Übersicht der zur Validierung des komplexwertigen und zeitdiskret entwickelten Stromreglers durchgeführten messtechnischen Untersuchungen

Messreihe	Abbildungen	Zielsetzung	Methodik
1	Abb. 4.20	Untersuchung der Stromregelung für <i>a-PWM</i>	Analyse der direkten Führgrößendynamik bei Sollwertsprüngen und Variation des Einstellfaktors γ sowie der ω_k/ω_s -Verhältnisse
2	Abb. 4.21	Untersuchung der Kompensation von Verkopplungen der Stromregelung mit <i>a-PWM</i>	Analyse der Verkopplungsdynamiken in <i>dq</i> -Koordinaten bei Sollwertsprüngen und Variation des Einstellfaktors γ sowie des ω_k/ω_s -Verhältnisses
3	Abb. 4.22	Untersuchung des Einflusses einer variierenden Netzimpedanz auf die (nicht-adaptive) Stromregelung mit <i>a-PWM</i>	Analyse der Führgrößendynamik bei Sollwertsprüngen und Variation der Netzimpedanz durch die NVN
4	Abb. 4.23	Untersuchung der netzadaptiven Stromregelung mit <i>a-PWM</i> bei variierenden Netzimpedanzen	

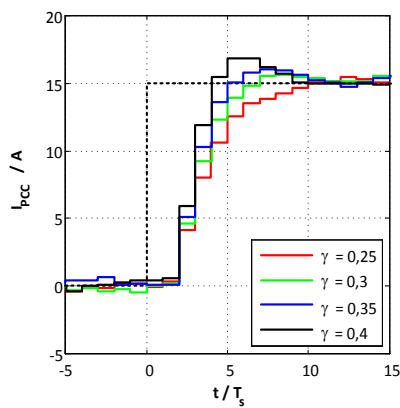
Die Ergebnisse der ersten Messreihe, also der Untersuchung der direkten Führgrößendynamik der Stromregelung für *a-PWM* bei variierenden ω_k/ω_s -Verhältnissen sowie veränderten Einstellfaktoren γ , sind in Abb. 4.20 dargestellt. Unter Berücksichtigung der Erläuterungen zur Wahl der Abtastfrequenz aus dem Anhang 8.6.2 (S. 329 f.) werden daher die ω_k/ω_s -Verhältnisse von $1/30$, $1/42$ und $1/54$ gewählt. Als Vergleichsgrundlage dienen die theoretischen Betrachtungen aus Kap. 4.3.1 (vgl. Abb. 4.10 bzw. Tab. 4.5, S. 121 f.). Die Verläufe der Messreihe 1 zeigen, dass die theoretischen Vorbetrachtungen zur Stromregelung mit einer *a-PWM* unter Labor validiert werden können. Alle dargestellten Stromverläufe für einen $7,5 \text{ kVar}$ Blindleistungssprung entsprechen den theoretisch abgeleiteten Verläufen der Sprungfunktion für variierende Einstellfaktoren γ . Lediglich die stationären Verläufe der *q*-Stromkomponente (d.h. $t/T_s < 0$ bzw. $t/T_s > 10$) weisen eine erhöhte Welligkeit auf. Diese Welligkeit ist auf die besonders geringe Trägerfrequenz und der daraus resultierenden hohen Stromwelligkeit zurückzuführen.



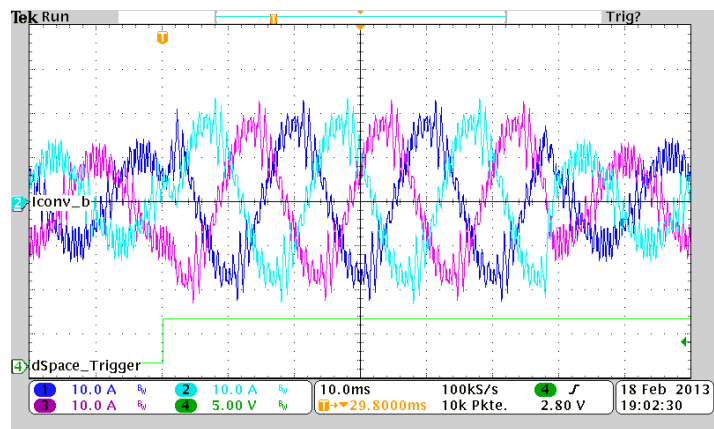
(a)



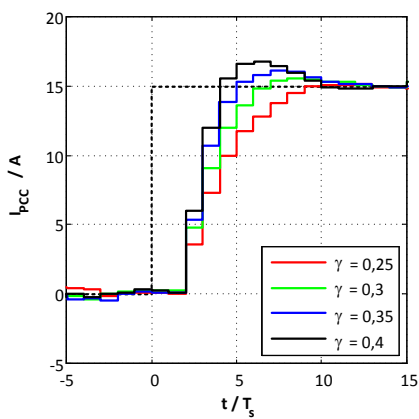
(b)



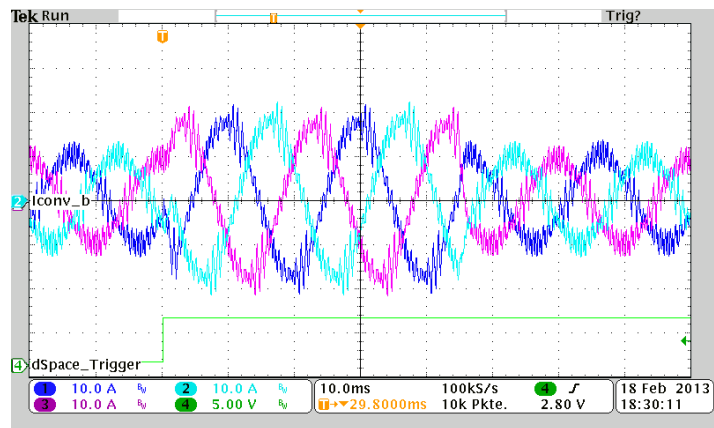
(c)



(d)



(e)



(f)

Abb. 4.20: Untersuchung (Messreihe1) der Stromregelung für a -PWM und variierende Einstellfaktoren γ bei charakteristischen ω_k/ω_s -Verhältnissen ($P = -5 \text{ kW}$):

- (a) Sprungantwort der q -Komponente und (b) Oszillogramm ($\gamma = 0,35$) für $\omega_k/\omega_s = 1/30$
- (c) Sprungantwort der q -Komponente und (d) Oszillogramm ($\gamma = 0,35$) für $\omega_k/\omega_s = 1/42$
- (e) Sprungantwort der q -Komponente und (f) Oszillogramm ($\gamma = 0,35$) für $\omega_k/\omega_s = 1/54$

Im zweiten Abschnitt der messtechnischen Untersuchungen soll die Kompensationsfähigkeit der durch die Regelung im rotierenden KOS auftretenden Verkopplungen der Regelstrecke mit L-Filterssystem durch den komplexwertigen Regelungsansatz bewertet werden. Die theoretischen Voranalysen zeigen, vgl. z.B. Abb. 4.12 (S. 122), dass unter idealen Voraussetzungen eine vollständige Kompensation der Verkopplungsdynamiken für beliebige ω_k/ω_s -Verhältnisse erreicht werden kann.

Zur Bewertung der Kompensationseigenschaften der Stromregelung wird die Darstellung der Sprungantworten in dem dq -KOS verwendet. Bei dieser Darstellungsweise handelt es sich demzufolge um die mit den Abtastzeitpunkten parametrisierten Ortskurven der Soll- und Ist-Stromverläufe in dq -Stromkoordinaten.

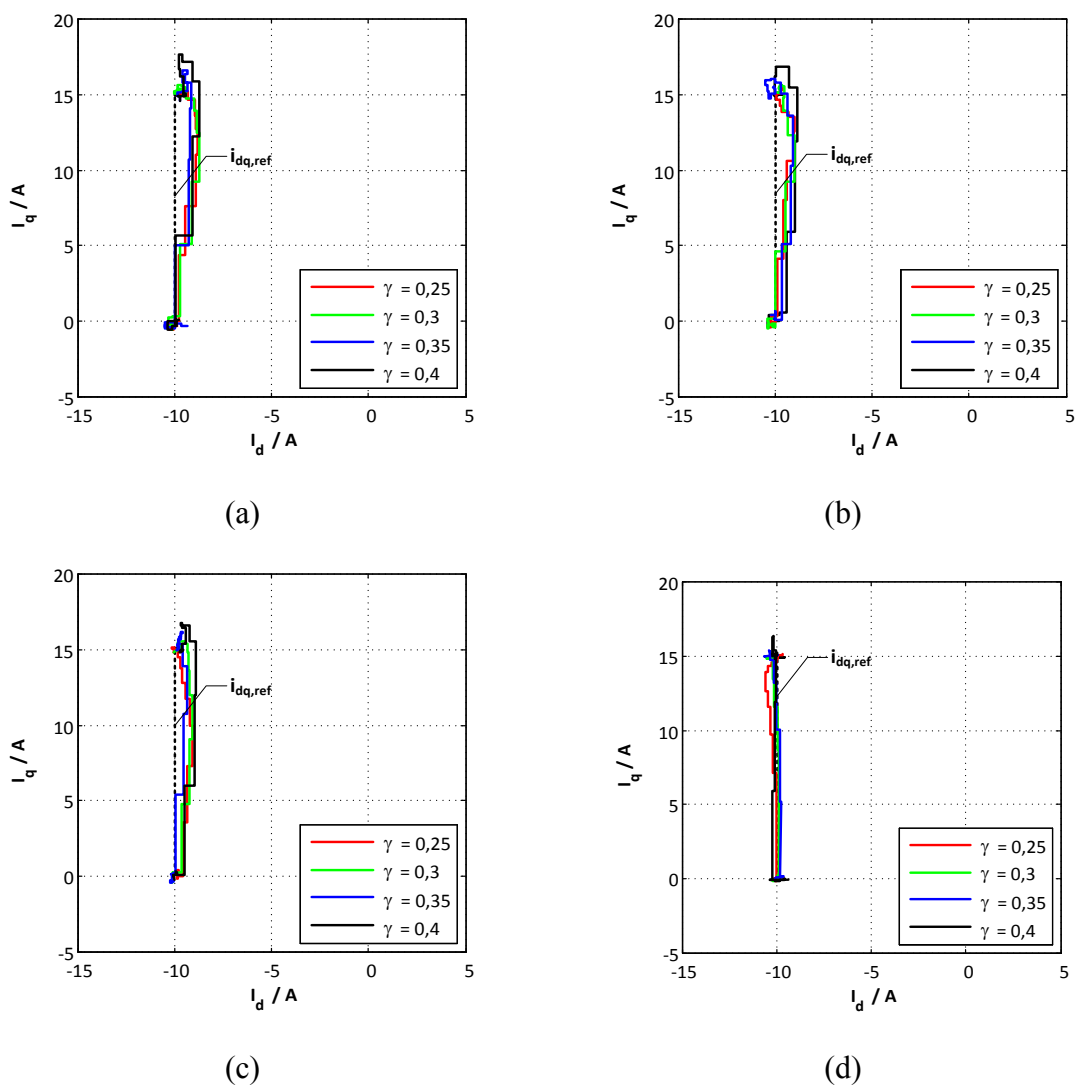
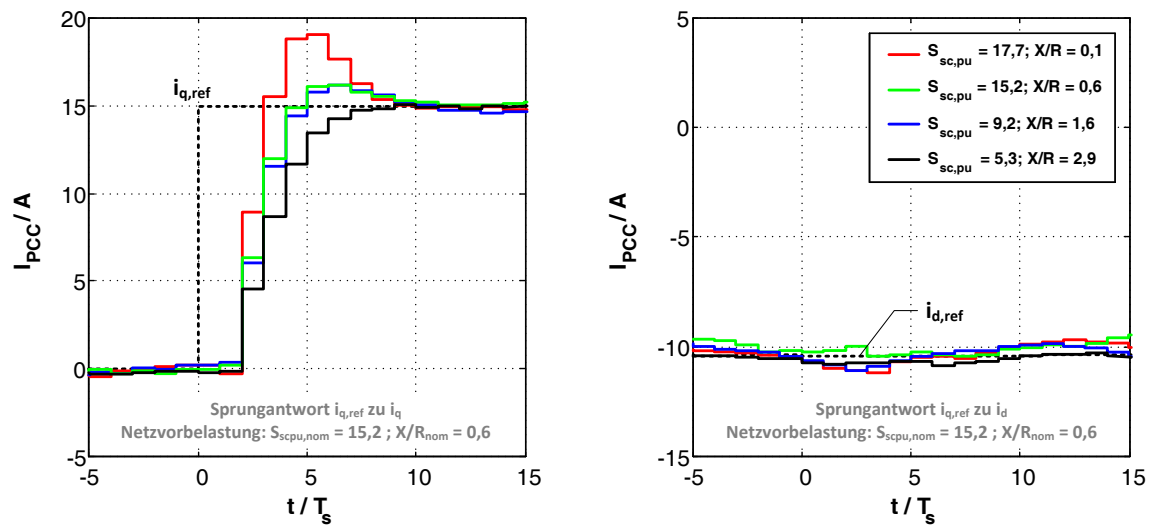


Abb. 4.21: Untersuchung (Messreihe 2) der Kompensation der Streckenverkopplungen der Stromregelung für a -PWM und charakteristische ω_k/ω_s -Verhältnisse ($P = -5 \text{ kW}$, dargestellter Zeitbereich: $-5 \leq t/T_s \leq 15$, Sollwertsprung bei $t/T_s = 0$):
 (a) $\omega_k/\omega_s = 1/30$ (b) $\omega_k/\omega_s = 1/42$ (c) $\omega_k/\omega_s = 1/54$ (d) $\omega_k/\omega_s = 1/102$

In Abb. 4.21 (a)-(d) sind die gemessenen Stromtrajektorien bei einem Sollwertsprung der q -Stromkomponente für verschiedene charakteristische ω_k/ω_s -Verhältnisse abgebildet. Neben den drei bereits für die Messreihe 1 gewählten niedrigen ω_k/ω_s -Verhältnissen (hier: $1/30$, $1/42$ und $1/54$) wird zudem die Stromdynamik für das ω_k/ω_s -Verhältnis von $1/102$ dargestellt. Die Messergebnisse verdeutlichen, dass auch die Stromregelung für das a -PWM Verfahren zu einer nahezu vollständigen Kompensation der Verkopplungsdynamiken führen. Ferner kann festgehalten werden, dass für steigende ω_k/ω_s -Verhältnisse die Abweichungen der Soll- von den Ist-Stromtrajektorien der Stromregelung zunehmen. Dies ist auf eine Verschlechterung des Störgrößenverhaltens der Stromregelung für die hohen ω_k/ω_s -Verhältnisse zurückzuführen. Eine Erhöhung des ω_k/ω_s -Verhältnisses ist für eine konstante Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS gleichbedeutend mit einer Reduzierung der Abtast- bzw. Regelungsfrequenz. Wird die Regelfrequenz f_s reduziert, so verschlechtert sich die Reaktionsfähigkeit der Stromregelung auf etwaige Störeinflüsse durch aktive Lasten (in diesem Fall das drehzahlvariable Generatorsystem) oder durch die Gegenspannung des Netzes (hier: das Labornetz). Dies führt zu einer zusätzlichen Variation des d -Stromsollwertes während des q -Stromsollwertsprunges (besonders bei hohen ω_k/ω_s -Verhältnissen) in den abgebildeten Zeitbereichen. Folglich erhöht sich auch die scheinbare Verkopplungsdynamik in diesen Fällen. Dies ist jedoch nicht auf eine Verschlechterung der Kompensationsfähigkeit der Verkopplungsdynamiken durch den dargestellten Stromregelungsansatz, sondern auf eine zusätzliche störgrößenbedingte Variation der d -Stromkomponente zurückzuführen.

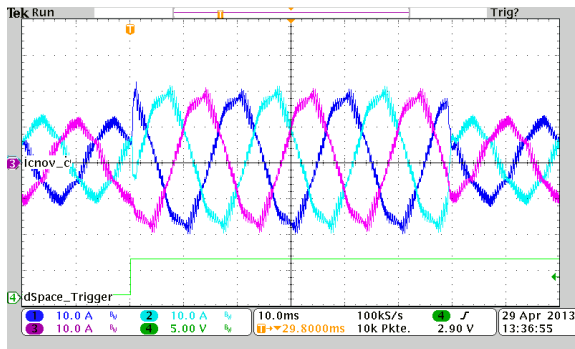
Zum Abschluss der messtechnischen Untersuchung des Stromregelungsansatzes sollen die Auswirkungen einer variierenden Netzimpedanz auf die nicht-adaptive und die netzadaptive Stromregelung analysiert werden. Diese Untersuchungen dienen der Validierung der Untersuchungen aus dem Kap. 4.3.2 bzw. 4.3.3.

Zunächst wird der Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die (nicht-adaptive) Stromregelung untersucht. Den theoretischen Vorbetrachtungen aus dem Kap. 4.3.2 folgend wird dafür eine ohmsch-induktive Vorbelastung des Netzes durch die Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz (kurz: NVN) an dem Laborteststand emuliert und für die Auslegung der nominellen Regelparameter berücksichtigt. Ferner wird die Vorbelastung des Labornetzes durch den zur Verfügung stehenden Netzimpedanz-Analysator gemessen. Des Weiteren werden die Netzverhältnisse durch eine Variation der Einstellungen der NVN (unter Berücksichtigung der gemessenen Netzvorbelastung) verändert. Dadurch ist es möglich sowohl die Auswirkungen stärkerer ($S_{sc,pu} > S_{scpu,nom}$) als auch schwächerer Netzverhältnisse ($S_{sc,pu} < S_{scpu,nom}$) auf die Stromregelung unter Laborbedingungen nachzubilden.

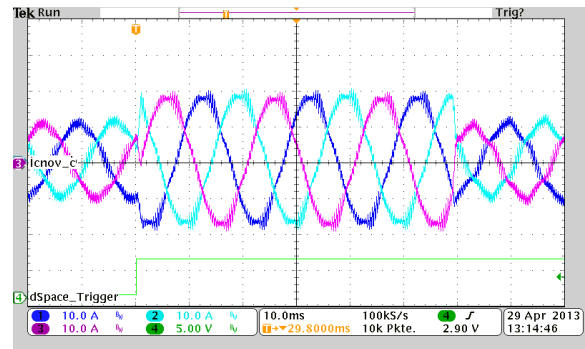


(a)

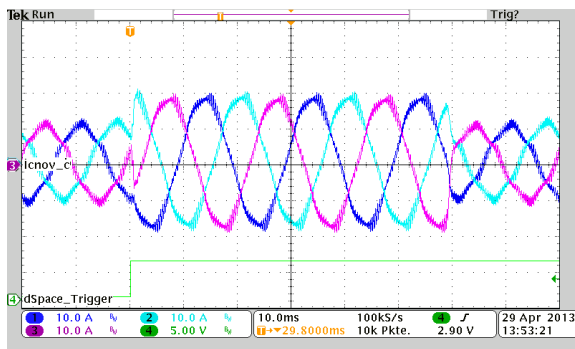
(b)



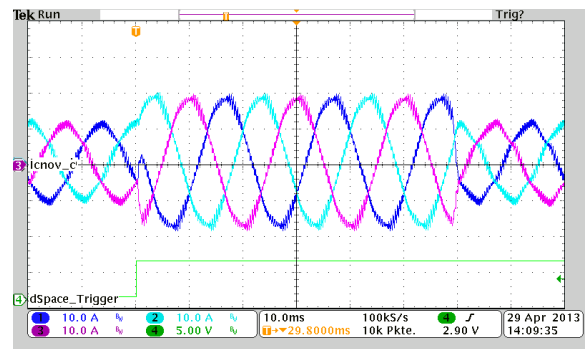
(c)



(d)



(e)



(f)

Abb. 4.22: Sprungantwort des Stromregelkreises für variierende Netzimpedanzverhältnisse ohne Adaption der Netzimpedanz (Messreihe 3)

($P = -5 kW$, $\gamma = 0,4$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$, $L_{Netz,meas} = 60 \mu H$, $R_{Netz,meas} = 300 m\Omega$):

(a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende Netzimpedanzen,

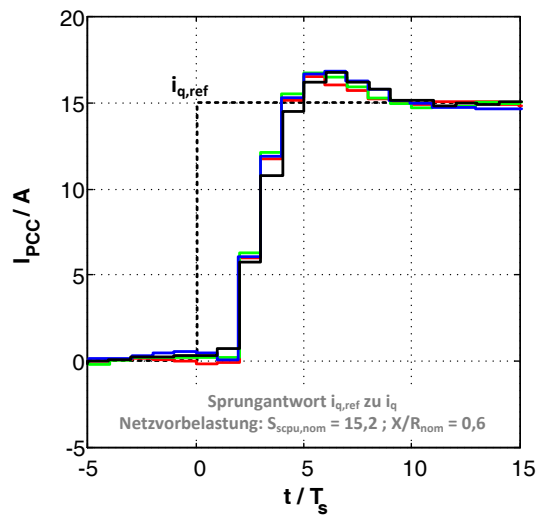
Oszillogramm für (c) $S_{sc,pu} = 17,7$ bzw. $X/R = 0,1$; (d) $S_{sc,pu} = 15,2$ bzw. $X/R = 0,6$;

(e) $S_{sc,pu} = 9,2$ bzw. $X/R = 1,6$ und (f) $S_{sc,pu} = 5,3$ bzw. $X/R = 2,9$

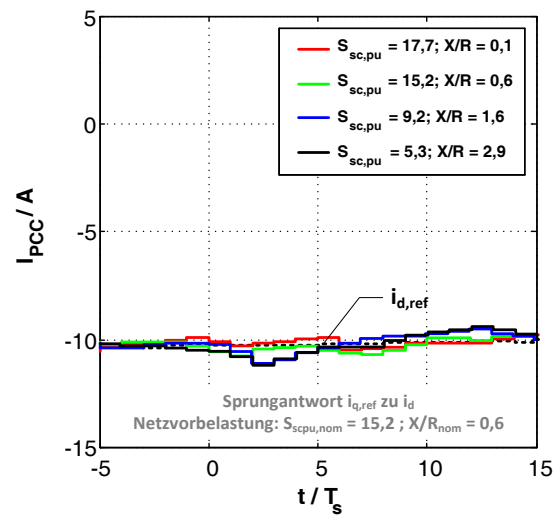
In Abb. 4.22 sind die gemessenen Sprungantworten des Stromregelkreises für variierende Netzimpedanzverhältnisse (Messreihe 3) dargestellt. Für die qualitative Bewertung dieser Messergebnisse werden die Untersuchungen aus Kap. 4.3.2, hier speziell die Analyse der theoretischen Sprungantworten für den Fall induktiver Netzverhältnisse aus Abb. 4.15 (S. 131), verwendet. Entsprechend den theoretischen Analysen zeigen auch die gemessenen direkten Sprungantworten der (nicht-adaptiven) Stromregelung eine deutliche Abhängigkeit von den vorherrschenden Netzverhältnissen, vgl. Abb. 4.22 (a). Weiterhin ist der Einfluss der variierenden Netzbedingungen auf die geregelten Verkopplungsdynamiken minimal, Abb. 4.22 (b). Grundsätzlich bestätigen die gemessenen Sprungantworten die Schlussfolgerungen aus dem Kap. 4.3.2. Sind die tatsächlichen Netzverhältnisse stärker als die zur Auslegung der Regelung angenommenen Netzverhältnisse, hier der Fall $S_{sc,pu} = 17,7$ und $X/R = 0,1$, so kommt es zu einer deutlichen Erhöhung der geregelten Stromdynamik gegenüber der ausgelegten Dynamik. Dies äußert sich in einer signifikanten Erhöhung der Überschwingweite bei dem gemessenen Sollwertsprung (roter Verlauf) über den nominell ausgelegten Stromverlauf (grüner Verlauf) hinaus. Sind im Gegensatz dazu die tatsächlichen Netzverhältnisse schwächer als das zur Auslegung der Regelung angenommenen Netzverhältnisse, hier die emulierten Fälle $S_{sc,pu} = 9,2$ und $X/R = 1,6$ bzw. $S_{sc,pu} = 5,3$ und $X/R = 2,9$, so kommt es zu einer Verringerung der Regelungsdynamik. Dies äußert sich in einer Reduzierung der Überschwingweite und einer Erhöhung der Ausregelzeit.

Nun wird die Adaption der Parameter der Stromregelung an variierende Netzimpedanzen unter Laborbedingungen analysiert. Die NVN verwendet, um verschiedene charakteristische Netzbedingungen zu emulieren. Des Weiteren wird die Netzvorbelastung durch den zur Verfügung stehenden Netzimpedanz-Analysator vermessen. Für die Adaption der Regelparameter werden die gemessenen Impedanzwerte berücksichtigt.

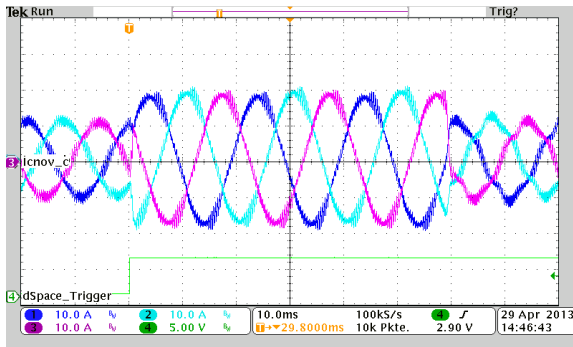
In Abb. 4.23 sind die Messergebnisse (Messreihe 4) der an die variierte Netzimpedanz angepassten Stromregelung abgebildet. Im Sinne einer Vergleichbarkeit mit den Messergebnissen der nicht-adaptiven Stromregelung (vgl. Abb. 4.22) werden grundsätzlich (bis auf die natürliche Variation der Netzvorbelastung) identische Randbedingungen emuliert. Die Analyse der gemessenen direkten Sprungantworten, vgl. Abb. 4.23 (a), offenbart, dass die Adaption der variierten Netzparameter unter Laborbedingungen validiert werden kann. Dieser Schluss wird mit einem nahezu von den emulierten Netzbedingungen unabhängigen Verlauf der Sprungantwort begründet. Lediglich für den Fall besonders schwacher Netzbedingungen, hier der Fall $S_{sc,pu} = 5,3$ und $X/R = 2,9$, weicht die gemessene Sprungantwort marginal von dem theoretisch ausgelegten Verlauf ab. Dies äußert sich in einer Erhöhung der Ausregelungszeit um einen Abtastschritt. Weiterhin zeigt die Analyse der gemessenen Verkopplungsdynamiken, vgl. Abb. 4.23 (b), eine leichte Abhängigkeit von den emulierten Netzparametern. Während die Verläufe der gemessenen d -Stromkomponenten für die Fälle stärkerer Netzbedingungen (hier: $S_{sc,pu} = 17,7$ und $X/R = 0,1$ bzw. $S_{sc,pu} = 15,2$ und $X/R = 0,6$) den Referenzwert ohne signifikante Abweichungen folgen, nehmen die Verkopplungsdynamiken für die beiden verbleibenden Fälle schwächerer Netzbedingungen leicht zu. Dieser Effekt ist auf eine Erhöhung der Netzzrückwirkungen durch den Netzpulsstromrichter für diese schwachen und induktiven Netzbedingungen zurückzuführen.



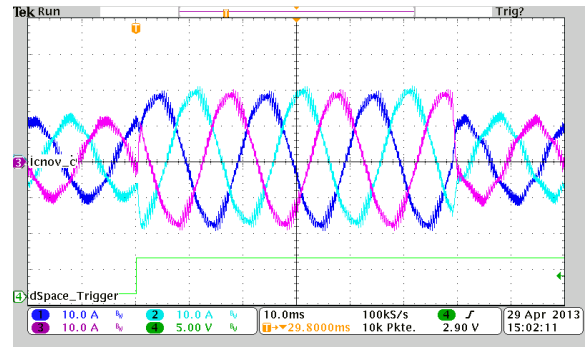
(a)



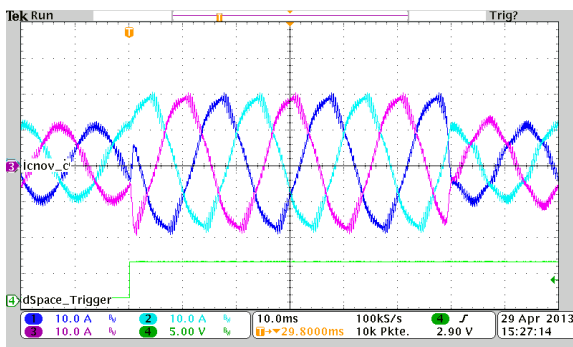
(b)



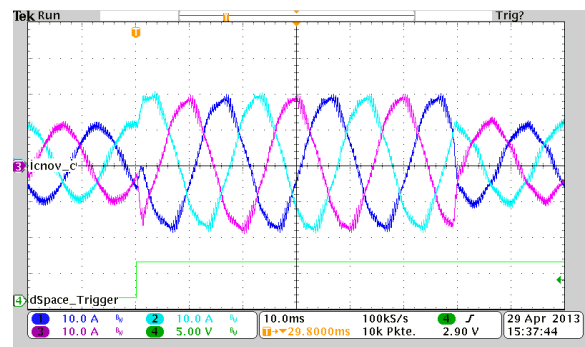
(c)



(d)



(e)



(f)

Abb. 4.23: Sprungantwort des Stromregelkreises für variierende Netzimpedanzverhältnisse mit Adaption der Netzimpedanz (Messreihe 4)

($P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,4$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$, $L_{\text{Netz,meas}} = 60 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz,meas}} = 300 \text{ m}\Omega$):

(a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende Netzimpedanzen,

Oszillogramm für (c) $S_{sc,pu} = 17,7$ bzw. $X/R = 0,1$; (d) $S_{sc,pu} = 15,2$ bzw. $X/R = 0,6$;

(e) $S_{sc,pu} = 9,2$ bzw. $X/R = 1,6$ und (f) $S_{sc,pu} = 5,3$ bzw. $X/R = 2,9$

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die theoretischen Voranalysen aus den Kap. 4.3.1 bis 4.3.3 unter Laborbedingungen validiert werden können. Grundsätzlich zeigt der entwickelte Stromregler das theoretisch erwartete Verhalten. Dies gilt insbesondere für die vermessenen Entkopplungseigenschaften. Diese sind über alle betrachteten ω_k/ω_s -Verhältnisse, Einstellfaktoren γ sowie Netzverhältnisse minimal und weisen nur geringfügige Abweichungen von den theoretisch erwarteten Verläufen auf. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass nicht nur der Stromregler, sondern auch die zugrunde gelegte Streckenmodellierung validiert wird. Weiterhin zeigen die messtechnischen Untersuchungen, das besonders bei den betrachteten Grenzfällen, d.h. sehr schwache und stark induktive Netzverhältnisse bzw. sehr hohe ω_k/ω_s -Verhältnisse, die erreichbare Regelgüte durch Sekundäreffekte begrenzt wird. Als besonders kritische Sekundäreffekte werden die Netzurückwirkungen des Netzpulsstromrichters auf die Anschlussspannungen bei sehr schwachen Netzverhältnissen und die Verschlechterung des Störgrößenverhaltens für hohe ω_k/ω_s -Verhältnisse identifiziert.

4.3.6 Zusammenfassung und Bewertung der komplexwertigen und rein zeitdiskret entwickelten Stromregelung

In diesem Kapitel wurde die komplexwertige und rein zeitdiskret entwickelte Stromregelung für einen Netzpulsstromrichter mit netzseitigem L-Filter entwickelt und untersucht. Die Analysen werden für drei verschiedene digital implementierte PWM-Abtastkonzepte durchgeführt. Diese sind: eine symmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn einer Trägerperiode (kurz: *s-PWM-start*), eine symmetrische PWM mit Abtastung zur Mitte einer Trägerperiode (kurz: *s-PWM-middle*) sowie eine asymmetrische PWM mit Abtastung zu Beginn und zur Mitte einer Trägerperiode (kurz: *a-PWM*). Die Entwicklung der Stromregelung basiert auf einer rein zeitdiskreten Modellierung der Regelstrecke in einem mit der Kreisfrequenz ω_k rotierenden *dq*-KOS. Hierbei findet die modifizierte *z*-Transformation Anwendung. Dies ist notwendig, da bei dem *s-PWM-middle* Verfahren die durch die Berechnung der Regelgrößen hervorgerufene Streckentotzeit ein nicht-ganzzahlig Vielfaches der Abtastzeit ist (genauer: $T_d = \frac{1}{2} T_s$). Diese nicht-ganzzahlige Totzeit wäre durch die Anwendung der konventionellen *z*-Transformation lediglich durch eine Approximation modellierbar [170]. Die zeitdiskrete Modellierung der Streckendynamiken führt weiterhin zu der Feststellung, dass sowohl die stationäre Streckenverstärkung als auch die Lage der dynamikbestimmenden dominanten Polstelle des L-Filters komplexwertig und vom jeweilig vorliegenden ω_k/ω_s -Verhältnis abhängig sind.

Auf der Grundlage dieser präzisen Modellierung des Übertragungsverhaltens der Regelstrecke des Netzpulsstromrichters mit L-Filter wird ein komplexwertiger und auf einem rein zeitdiskreten Regelungsansatz basierender Stromregler entworfen. Der vorgestellte Regelungsansatz basiert auf einer Kompensation der größten Zeitkonstante (hier: die Zeitkonstante τ_f des L-Filters) durch eine (komplexwertige) Nullstelle sowie einer Kompensation der Streckenverstärkung durch eine (komplexwertige) Reglerverstärkung. Zur Einstellung der dynamischen Eigenschaften der Stromregelung dient ein zusätzlich eingeführter reellwertiger Einstellfaktor γ .

Der Regelungsentwurf basiert auf einer rein analytischen Betrachtung der relevanten Streckendynamiken und macht es daher möglich variierende Netzparameter während des Regelungsbetriebes zu adaptieren. Eine Analyse des Einflusses variierender ohmsch-induktiver Netzverhältnisse auf eine nicht-adaptive Implementierung des Stromreglers zeigt, dass eine Adaption der Netzimpedanz zielführend ist. Dies gilt besonders für schwache Netzbedingungen (geringe relative Netzkurzschlussleistungen) mit stark induktivem Charakter (X/R -Verhältnis groß). Es wird eine Parameteradaption auf der Basis eines durch Messung (genauer: Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme) und Schätzung (genauer: Erweiterter Kalman-Filter) kombinierten Identifikationsverfahrens vorgeschlagen und untersucht. Dieser Absatz wird als adaptiver Regler mit Identifikationsmodell (engl. *model identification adaptive systems*, kurz: MIAS) klassifiziert.

Sowohl die theoretischen Analysen als auch die messtechnischen Untersuchungen zeigen, dass es durch den entwickelten Stromregelungsansatz möglich ist, eine nahezu vollständige Kompensation der Streckenverkopplung zu erreichen. Dies gilt insbesondere für große ω_k/ω_s -Verhältnisse. Weiterhin wird eine hervorragende Stromregelungsdynamik über weite Netzimpedanzverhältnisse erreicht. Neben einer Adaption der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS ist dafür auch eine Adaption variierender Netzparameter notwendig.

4.4 Netzadaptive Regelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter

In diesem Abschnitt wird die netzadaptive Stromregelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter betrachtet. Genauer wird ein netzadaptives Regelungskonzept für einen Netzpulsstromrichter mit LCL-Filter entwickelt, welches an die bereits im vorhergehenden Kapitel neu entwickelte komplexwertige Stromregelung anknüpft. Dabei wird die zuvor vorgestellte Stromregelung für die Regelung der äquivalenten L-Filterdynamik des LCL-Filters verwendet. Die aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz wird durch einen frequenzselektiven Sollwertfilter ermöglicht. Den Analysen der Regelung des Systems mit L-Filter folgend, werden auch bei dem vorgeschlagenen aktiven Dämpfungskonzept die Verkopplungsdynamiken des LCL-Filters bei dem Regelungsentwurf im rotierenden dq -KOS berücksichtigt. Dies führt auf eine neuartige und komplexwertige aktive Dämpfung, bei welcher sowohl die direkten Übertragungscharakteristiken als auch die Verkopplungsdynamiken des LCL-Filters einbezogen werden. Weiterhin bildet das bereits beschriebene netzadaptive Regelungskonzept die Grundlage für die netzadaptive Regelung der äquivalenten L-Filterdynamik des LCL-Systems. Insofern beschränken sich die Ausführungen zur netzadaptiven Stromregelung eines Stromrichters mit LCL-Filter auf eine Analyse des Einflusses einer variierenden Netzimpedanz auf die aktive Dämpfung bzw. eine netzadaptive Realisierung der aktiven Dämpfung. Ferner werden mögliche Interaktionen zwischen dem zugrunde gelegten Stromregler und dem aktiven Dämpfungsnetzwerk thematisiert. Ein wesentlicher Teil der messtechnischen Untersuchungen befasst sich mit dem Verhalten der Stromregelung bei transienten (sprunghaften) Änderungen der Netzimpedanz.

4.4.1 Auslegung eines LCL-Filters unter Berücksichtigung einer variierenden Netzimpedanz

Die Auslegung von LCL-Filtern für die Netzanbindung von Stromrichtern mit Spannungszwischenkreis ist Bestandteil verschiedenster wissenschaftlicher Untersuchungen [123;124;156;171-173] und wird daher im Folgenden nicht im Einzelnen wiedergegeben. Normalerweise stellen die vorherrschenden Netzbedingungen am Anschlusspunkt des Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter eine wichtige Randbedingung für die Auslegung der Filtercharakteristik dar. Neben den inhärenten Filtereigenschaften von induktiven Impedanzanteilen bzw. der dämpfenden Wirkung von ohmschen Impedanzanteilen für den LCL-Filter sind die Netzbedingungen vor allem bei der Festlegung der notwendigen Dämpfungscharakteristik substantiell. Genauer werden in der Regel die normativen (Oberschwingungs-) Grenzwerte für die Rückwirkungen der gepulsten Ausgangsspannung des Stromrichters auf den netzseitigen Ausgangsstrom in Abhängigkeit der vorherrschenden relativen Netzkurzschlussleistung festgelegt (vgl. z.B. IEEE 519-1992 bzw. IEC 61000 Serie).

Im Weiteren wird die Berücksichtigung einer variierenden Netzimpedanz bei der Dimensionierung der Filterinduktivitäten thematisiert. Für die Betrachtungen wird angenommen, dass bereits eine erforderliche Mindestdämpfung $a_{f,min}$ der dominanten Schaltfrequenzanteile durch den Netzfilter in Abhängigkeit des verwendeten PWM-Verfahrens sowie des geforderten Betriebsbereiches festgelegt sind [124]. Ausgangspunkt der Betrachtungen ist daher eine schon im Vorfeld bestimmte Gesamtinduktivität L_f des LCL-Filters.

Zunächst wird das Verhältnis der umrichterseitigen Filterinduktivität L_{fc} zur netzseitigen Filterinduktivität L_{fg} definiert als:

$$\lambda = \frac{L_{fc}}{L_{fg}} \quad (4.59)$$

Für die folgenden Analysen wird dieses Verhältnis λ als variabel angesehen. Weiterhin wird die Gesamtinduktivität des Filters bestimmt zu:

$$L_f = L_{fc} + L_{fg} \quad (4.60)$$

Unter Berücksichtigung des Induktivitätsverhältnisses λ sowie der Gesamtinduktivität L_f werden die einzelnen Filterinduktivitäten berechnet zu:

$$\begin{aligned} L_{fc} &= \frac{\lambda}{1 + \lambda} L_f \\ L_{fg} &= \frac{1}{1 + \lambda} L_f \end{aligned} \quad (4.61)$$

Durch die Darstellung der einzelnen Filterinduktivitäten in Abhängigkeit des Induktivitätsverhältnisses sowie der Gesamtinduktivität ist es möglich den Einfluss variierender Induktivitätsverhältnisse auf die Filtereigenschaften zu untersuchen.

Im Folgenden wird der Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die Lage der Resonanzfrequenz f_{Res} des LCL-Filters untersucht. Da ohmsche Netzanteile lediglich dämpfend auf die Filtereigenschaften wirken, reicht es aus, die Betrachtungen auf variierende induktive Anteile der Netzimpedanz zu beschränken [8]. Weiterhin ist es notwendig zwischen der nominellen LCL-Filterresonanz und der realen LCL-Filterresonanz zu unterscheiden. Die nominelle (ausgelegte) Resonanzfrequenz berücksichtigt die zur Auslegung angenommene (nominelle) Netzinduktivität $L_{Netz,nom}$. Dahingegen beschreibt die reale LCL-Filterresonanzfrequenz die durch eine Variation der Netzinduktivität L_{Netz} resultierende und tatsächlich auf den Netzpulsstromrichter wirkende Resonanzfrequenz.

Dementsprechend wird die nominelle Resonanzfrequenz des LCL-Filters $f_{Res,nom}$ wie folgt definiert:

$$f_{Res,nom} = f_{Res}|_{L_{Netz}=L_{Netz,nom}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{fc} + (L_{fg} + L_{Netz,nom})}{L_{fc}(L_{fg} + L_{Netz,nom})C_f}} \quad (4.62)$$

Die auf den Umrichter wirkende reale LCL-Filterresonanzfrequenz f_{Res} bestimmt sich durch:

$$f_{Res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{fc} + (L_{fg} + L_{Netz})}{L_{fc}(L_{fg} + L_{Netz})C_f}} \quad (4.63)$$

In Hinblick auf die im LCL-Filter entstehenden Verluste (hier vorrangig die Kernverluste der umrichterseitigen Filterinduktivität L_{fc}) sowie die entstehenden Leistungshalbleiterverluste wird nachfolgend die Stromschwankungsbreite Δi bzw. der resultierende Verzerrungsstrom ΔI_N des Umrichterausgangstromes i_{Conv} betrachtet (vgl. auch Anhang 8.2.7, S. 306). Die Stromschwankungsbreite hängt im Allgemeinen von der Umrichtertopologie, der Zwischenkreisspannung, der Trägerfrequenz und der drehstromseitigen Induktivität ab. Nach [174] bestimmt sich die drehstromseitige Stromschwankungsbreite eines zweistufigen Umrichters mit Spannungszwischenkreis zu:

$$\Delta i_{Conv} = \frac{U_{DC} T_{Träger}}{8L} \quad (4.64)$$

Während die Glg. (4.64) für Netzpulsstromrichter mit L-Filter direkt anwendbar ist, hier entspricht der drehstromseitige Induktivitätswert L der Filterinduktivität L_f , ist eine weiterführende Differenzierung der Betrachtungen für LCL-Filterssysteme notwendig. Genau genommen wird bei LCL-Filtern der Stromverlauf am Ausgang des Umrichters (d.h. insbesondere die resultierende Stromschwankungsbreite) sowohl von der umrichterseitigen

und der netzseitigen Filterinduktivität als auch von der Filterkapazität bestimmt. Da in der Regel jedoch die LCL-Filterresonanz f_{Res} deutlich geringer ist als die für die Entstehung der Stromschwankungen relevanten Schaltfrequenzanteile f_{sw} , wird das hochfrequente Filterübertragungsverhalten der Ausgangsspannung u_{Conv} des Umrichters zum Ausgangsstrom i_{Conv} hauptsächlich durch die Übertragungsdynamik der umrichterseitigen Induktivität L_{fc} charakterisiert [123]. Ausgehend von dieser Überlegung wird die folgende Annahme für die weiteren Betrachtungen der Stromschwankungsbreite für Netzpulsstromrichter mit LCL-Filter getroffen:

$$\Delta i_{Conv} \approx \frac{U_{DC} T_{Träger}}{8 L_{fc}} \text{ für } f_{Res} \ll f_{sw} \quad (4.65)$$

Auf Basis dieser Annäherung ist es möglich den Effektivwert des aus den Schalthandlungen entstehenden Verzerrungsstroms bezogen auf eine Grundschwingungsperiode zu berechnen [174] (im Folgenden kurz: Verzerrungsstrom). Der Verzerrungsstrom ΔI_N hängt von der diskutierten Stromschwankungsbreite, dem angewendeten Modulationsverfahren und dem Modulationsindex, mit dem der Stromrichter betrieben wird, ab. Daher ist der Verzerrungsstrom betriebspunktabhängig und im Allgemeinen nicht konstant. Im Anhang 8.2.7 bzw. 8.2.8 (S. 306 f.) ist eine weiterführende Betrachtung des Verzerrungsstroms zusammengefasst.

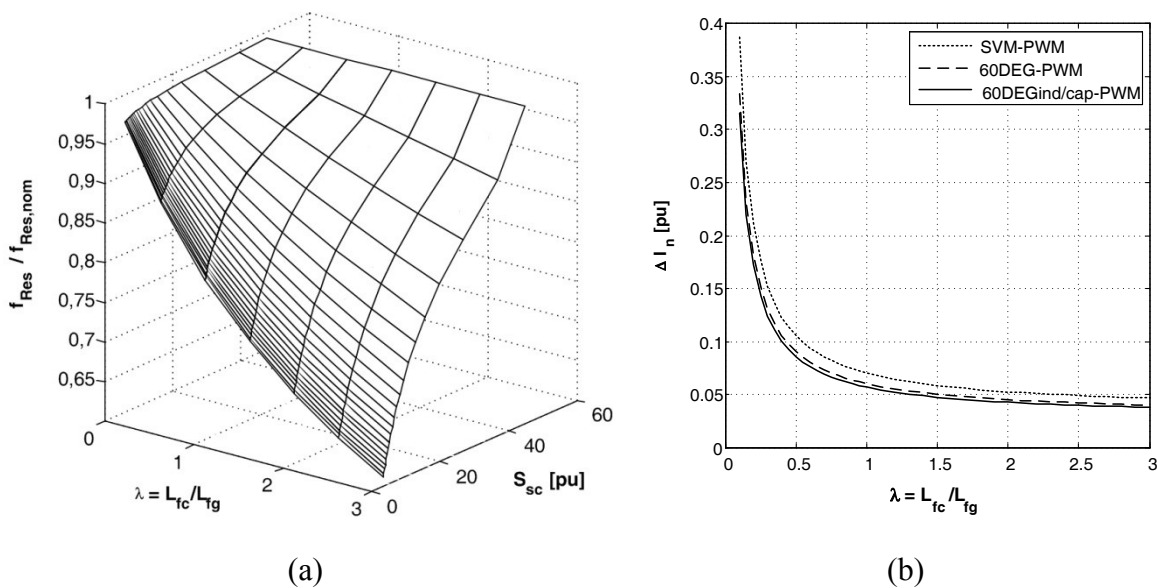


Abb. 4.24: Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf die Resonanzfrequenz eines LCL-Filters für verschiedene Verhältnisse $\lambda = L_{fc} / L_{fg}$:
 ($L_f = 0,24 \text{ pu} = \text{konst.}$; $C_f = 0,11 \text{ pu} = \text{konst.}$; $S_{SC,nom} = 43,5$;
 $X/R_{nom} = 0,2$; $f_{Res,nom} = 14,4 \text{ pu}$)

(a) relative Veränderung der Resonanzfrequenz gegenüber dem Induktivitätsverhältnis sowie der relativen Kurzschlussleistung des Netzes und (b) Einfluss eines variierenden Induktivitätsverhältnisses auf den Verzerrungsstrom des Netzpulsstromrichters

$$(U_{DC,Boost} = 24 \%; M = 1,0; f_{Träger} = 51 \text{ pu})$$

Der aus den Schalthandlungen und der gewählten PWM-Methode hervorgerufene Verzerrungsstrom hat einen direkten Einfluss auf die entstehenden Leistungshalbleiterverluste und die entstehenden Kernverluste der umrichterseitigen Induktivität. Nach [174] bzw. [175] führt eine Erhöhung des Verzerrungsstroms gleichermaßen zu einer Erhöhung der Durchlass- und Schaltverluste der verwendeten Leistungshalbleiter. Des Weiteren führt nach [171] eine Erhöhung des Verzerrungsstroms zu einer Erhöhung der Kernverluste der umrichterseitigen Induktivität.

Die Abb. 4.24 (a) zeigt den Einfluss einer variierenden (induktiven) Netzimpedanz auf die Lage der Resonanzfrequenz eines LCL-Filters für verschiedene Induktivitätsverhältnisse λ . Genauer wird die relative, auf die nominelle Resonanzfrequenz des Filters bezogene, Veränderung der realen Filterresonanz für veränderte Induktivitätsverhältnisse und relative Netzkurzschlussleistungen dargestellt. Aus dieser exemplarischen Darstellung werden folgende qualitative Schlussfolgerungen gezogen:

- Wenn $\lambda < 1$ (d.h. $L_{fc} < L_{fg}$), dann ist die Auswirkung einer variierenden Netzimpedanz (unter sonst unveränderten Randbedingungen) auf die Lage der realen Resonanzfrequenz des LCL-Filters gering.
- Wenn $\lambda > 1$ (d.h. $L_{fc} > L_{fg}$), dann ist die Auswirkung einer variierenden Netzimpedanz (unter sonst unveränderten Randbedingungen) auf die Lage der realen Resonanzfrequenz des LCL-Filters hoch.

In der Abb. 4.24 (b) ist der Einfluss eines variierenden Induktivitätsverhältnisses auf den umrichterseitigen Verzerrungsstrom für verschiedene PWM-Verfahren dargestellt. Es wird hierfür ein konstanter Modulationsindex vorausgesetzt. Eine tabellarische Übersicht der PWM-Verfahren sowie der angewendeten Notation wird im Anhang 8.2.6 (S. 306) dargelegt. Aus den abgebildeten Verläufen werden die folgenden qualitativen Schlussfolgerungen gezogen:

- Wenn $\lambda < 1$ (d.h. $L_{fc} < L_{fg}$), dann wird der Verzerrungsstrom erhöht. Dies führt (unter sonst unveränderten Randbedingungen) zu einer Erhöhung der Leistungshalbleiterverluste und der Kernverluste der umrichterseitigen Filterinduktivität gegenüber größeren Induktivitätsverhältnissen.
- Wenn $\lambda > 1$ (d.h. $L_{fc} > L_{fg}$), dann wird der Verzerrungsstrom reduziert. Dies führt (unter sonst unveränderten Randbedingungen) zu einer Verringerung der Leistungshalbleiterverluste und der Kernverluste der umrichterseitigen Filterinduktivität gegenüber kleineren Induktivitätsverhältnissen.

Die vorhergehenden Betrachtungen offenbaren: Die Berücksichtigung einer variierenden Netzimpedanz bei der Auslegung eines LCL-Filters führt auf ein typisches Optimierungsproblem in Bezug auf das Filterinduktivitätsverhältnis und die zu erwartenden Netzbedingungen. Einer Reduzierung der Sensitivität der Lage der realen Filterresonanz, und damit gleichbedeutend einer notwendigen Robustheit der zu entwerfenden (regelungstechnischen) aktiven Dämpfung der Filterresonanz, für variierende induktive Netzimpedanzanteile steht eine Erhöhung der Filter- und Leistungshalbleiterverluste in Abhängigkeit des Fil-

terinduktivitätsverhältnisses gegenüber. Durch eine (regelungstechnische) Adaption der Netzimpedanz ist es möglich die Lösung dieses Optimierungsproblems im Vergleich zu konventionellen nicht-adaptiven Regelungsmethoden im Sinne einer Reduzierung der Filter- und Leistungshalbleiterverluste bei gleichzeitiger Gewährleistung einer ausreichenden Robustheit gegenüber Veränderungen der Netzimpedanz zu verschieben. Folglich werden die nachfolgenden Betrachtungen ausschließlich für die aus regelungstechnischer Sicht anspruchsvolleren Induktivitätsverhältnisse $\lambda > 1$ durchgeführt.

4.4.2 Übersicht und Auswahl von Verfahren zur aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz

In diesem Abschnitt wird eine Übersicht zu verschiedenen, in der aktuellen Literatur beschriebenen, aktiven Dämpfungsverfahren dargestellt. Eine Auswahl dieser aktiven Dämpfungsverfahren wird aufgrund der verwendeten Regelungsrückführung klassifiziert und bezüglich den zu erwartenden Robustheitseigenschaften (ohne Parameteradaption) gegenüber Variationen der Netzparameter bewertet. Die Ausführungen werden auf indirekte Stromregelungsverfahren beschränkt und zielen auf eine Auswahl eines repräsentativen aktiven Dämpfungsverfahrens als Grundlage für die netzadaptive Regelung eines Netzpulsstromrichters ab.

In Tab. 4.9 ist eine Auswahl gängiger aktiver Dämpfungsverfahren zusammengefasst. Die Übersicht spiegelt den Stand der Technik wider, erhebt jedoch nicht den Anspruch eine vollständige und lückenlose Übersicht aller aktiven Dämpfungsverfahren darzulegen. Vielmehr wird die Klassifizierung der dargestellten Verfahren aufgrund der verwendeten Regelungsrückführung in den Fokus der nachfolgenden Betrachtungen gerückt.

Tab. 4.9: Klassifizierung aktiver Dämpfungsverfahren (Auswahl) für eine indirekte Stromregelung anhand der verwendeten Regelungsrückführung

partielle Zustandsrückführung		vollständige Zustandsrückführung
Rückführung eines Zustandes	Rückführung zweier Zustände	
(1) i_{PCC}/i_{Comv} -Rückführung ohne AD [176-178]	(1) i_{PCC}/i_{Comv} - und i_{cf} -Rückführung: - Proportional [182] - Virtueller Widerstand [183]	(1) PI-Zustandsraumregelung [188]
(2) i_{PCC}/i_{Comv} -Rückführung mit Sollspannungs-Filter [179-181]: - Tiefpass-Filter - Lead-Lag-Glieder - Notch-Filter - Bi-Quad-Filter	(2) i_{PCC}/i_{Comv} - und u_{cf} -Rückführung: - Derivativ [133] - Proportional [161] - Prädiktiv [184] - Lead-Lag [185]	(2) Weiterführende nichtlineare Verfahren: - Sliding-Mode-Regelung [189] - (Prädiktive) Deadbeat-Regelung [190] - Passivitätsbasierte Regelung [191]
(3) i_{PCC}/i_{Comv} -Rückführung mit H_∞ -Regelung [162]	(3) i_{PCC} - und i_{Comv} -Rückführung: - LCCL-Regelung [186;187]	

Die hier verwendete Klassifizierung der für die aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz verwendeten Verfahren wird in die Rückführung eines LCL-Filterzustandes, die Rückführung zweier LCL-Filterzustände und in eine vollständige Zustandsrückführung (drei Zustände) des LCL-Filters für die Stromregelung unterteilt. Entsprechend der Auflistung gängiger aktiver Dämpfungsverfahren nach Tab. 4.9 wird bei Rückführung eines LCL-Filterzustandes in der Regel der umrichter- bzw. der netzseitige Filterinduktivitätsstrom i_{PCC} genutzt. Aus praktischer Sicht ist die Regelung unter Anwendung des umrichterseitigen Filterstroms i_{Conv} von hoher Relevanz, da für gewöhnlich bereits eine Messung der Ausgangsströme des Umrichters aus Sicherheitsgründen vorgesehen wird [133]. Die Auswahl eines geeigneten aktiven Dämpfungsverfahrens hängt hierbei insbesondere von dem Verhältnis der Filterresonanzfrequenz zur Regelfrequenz, also der Lage der LCL-Filterresonanzpole im Einheitskreis, sowie der verwendeten Regelungsrückführung (i_{Conv} oder i_{PCC}) ab [176]. Werden zwei Regelungsrückführungen für die aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz verwendet, dann kommt neben der Rückführung des umrichter- bzw. netzseitigen Filterstroms eine zusätzliche Rückführung des Filterkapazitätsstroms i_{Cf} bzw. der -spannung u_{Cf} in Frage. Ferner ist es möglich den umrichter- und den netzseitigen Filterstrom als Regelungsrückführung zu benutzen. Bei einer Vielzahl der zitierten und auf einer partiellen Zustandsrückführung basierenden aktiven Dämpfungsverfahren wird ein Stromregler eingesetzt, welcher für die Regelung der äquivalenten L-Filterdynamik des LCL-Filters ausgelegt ist und durch ein zusätzliches aktives Dämpfungsnetzwerk erweitert wird (engl. *multi-loop active damping*). Dahingegen basieren die Regelungsverfahren mit einer vollständigen Zustandsrückführung der LCL-Filterzustände meist auf weiterführenden Regelungs- und Auslegungsstrategien, wie z.B. die PI-Zustandsraumregelung mit Polplatzierung oder weiterentwickelten nichtlinearen Regelungskonzepten.

Werden die beschriebenen (nicht-adaptiven) Verfahren hinsichtlich den zu erwartenden Robustheitseigenschaften gegenüber Variationen der Netzparameter (unter Berücksichtigung vergleichbarer Regelungsdynamiken) verglichen, so ist die Schlussfolgerung naheliegend, dass die Robustheit gegenüber Variationen der Netzparameter für eine zunehmende Anzahl an Regelungsrückführungen zunimmt. Diese Annahme wird neben den bereits in Tab. 4.9 aufgeführten grundlegenden Arbeiten durch die Analysen zum Einfluss variierender Netzparameter auf verschiedene repräsentative (nicht-adaptive) aktive Dämpfungsverfahren [192;193] weiter gefestigt.

Neben den aufgeführten nicht-adaptiven Stromregelungsverfahren mit aktiver Dämpfung der LCL-Filterresonanz sind in der aktuellen Fachliteratur ebenfalls netzadaptive Regelungsansätze dokumentiert. Im Folgenden werden diese (indirekten) netzadaptiven Regelungsverfahren für Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis und netzseitigem LCL-Filter wiedergegeben und hinsichtlich des zur Anwendung kommenden adaptiven Regelungskonzeptes (d.h. MRAS oder MIAS, vgl. Kap. 4.1, S. 90 f.) sowie der zur Regelung verwendeten Regelungsrückführungen klassifiziert.

In [17] wird ein Stromregelungskonzept mit Verwendung eines Referenzmodells, d.h. eine MRAS-basierte Regelung, zur Adaption variierender Netzparameter für einen Netzpuls-

stromrichter mit netzseitigem LCL-Filter vorgestellt. Die Analysen werden in eine Vorbeurteilung zur Theorie MRAS-basierter Regelungsverfahren, eine Systemmodellierung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filtern, einen Regelungsentwurf sowie eine Diskussion der Regelungsauslegung unterteilt. Das Regelungsverfahren basiert auf einer vollständigen Rückführung der LCL-Filterzustände. Genauer werden für die Umsetzung der MRAS-basierten netzadaptiven Stromregelung die gemessenen umrichter- und netzseitigen Filterinduktivitätsströme sowie die gemessenen Filterkapazitätsspannungen verwendet. Die theoretische Ausarbeitung des netzadaptiven Regelungskonzeptes wird durch eine messtechnische Analyse des entwickelten adaptiven Regelungsansatzes unter Laborbedingungen ergänzt. Die Untersuchungen aus [17] zeigen, dass der netzadaptive Regelungsansatz zu einer hohen Regelungsgüte mit gleichzeitig hoher Regelungsdynamik über einen weiten Bereich variierender Netzbedingungen führt. Darüber hinaus wird der immense Messaufwand durch die vollständige Rückführung der LCL-Filterzustände als kritisch bewertet. Weiterhin werden die hohen Anforderungen an die benötigte Rechenleistung durch die Berechnung der adaptiven Regelungsrückführungen in Echtzeit, die Festlegung der Initialisierungsbedingungen des Reglers sowie der Einfluss der beim Regelungsentwurf unbeachteten nichtlinearen Streckeneffekte und deren Einfluss auf die erreichbare Regelgüte (hier besonders Ventilschutzzeiten und Sättigungseffekte der Filterinduktivitäten) als nachteilig eingeschätzt.

Auf Grundlage der Untersuchungen aus [17] wird in [194] ein weiteres netzadaptives MRAS-basiertes Regelungskonzept für einen Netzpulsstromrichter mit LCL-Filter entwickelt. Die Untersuchungen aus [194] zielen auf eine Reduzierung der für die netzadaptive Stromregelung notwendigen Regelungsrückführungen ab. Genauer wird eine mehrschleifige MRAS-Regelung mit partieller Zustandsrückführung entwickelt. Dafür werden die netzseitigen Filterinduktivitätsströme und die Spannungen über den Filterkapazitäten als Rückführungsgrößen verwendet. Die simulativen Untersuchungen des entwickelten Regelungskonzeptes zeigen ein vielversprechendes Verhalten für variierte Netzbedingungen. Jedoch lassen die dargestellten Simulationsergebnisse keine tiefergehende Bewertung des Verfahrens zu.

In [12] wird eine netzadaptive Regelung für einen Netzpulsstromrichter mit LCL-Filter unter Verwendung eines Parameterschätzers vorgestellt. Dieses Verfahren wird daher als adaptive Regelung mit Identifikationsmodell (kurz: MIAS) klassifiziert. Als Regler kommt ein prädiktiver Stromregler mit annäherndem Deadbeat-Verhalten mit Rückführung der netzseitigen Filterinduktivitätsströme zum Einsatz. Des Weiteren wird für die Identifikation variierender Netzbedingungen ein auf neuronalen Netzwerken basierender Parameterschätzer verwendet. Da dieser Parameterschätzer neben den Netzparametern auch mögliche Variationen der Filterparameter berücksichtigt, ist es notwendig neben den netzseitigen Filterinduktivitätsströmen auch die Spannungen über den Filterkapazitäten zu messen. Die Analysen aus [12] werden durch messtechnische Untersuchungen und einen Vergleich zu konventionellen Stromregelungsverfahren vertieft. Dabei bietet besonders dieser einen tiefen Einblick zu möglichen Stabilitätsproblemen bei variierenden Netzbedingungen. Kritisch zu bewerten ist, dass durch die Berücksichtigung möglicher Variationen der LCL-

Filterparameter eine Messung zweier LCL-Filterzustände benötigt wird. Ferner erscheint die Entwicklung, Auslegung und Implementierung des auf neuronalen Netzwerken basierenden Parameterschätzers komplex und sehr rechenintensiv zu sein. Eine weiterführende Analyse zu diesen Problematiken wird in [12] nicht gegeben.

Die einführenden Betrachtungen zeigen, dass sowohl die Auslegung des LCL-Filters als auch die Anzahl der für die Stromregelung verwendeten Zustandsrückführungen einen wesentlichen Einfluss auf die zu erwartenden Robustheitseigenschaften des stromgeregelten Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter gegenüber Variationen der Netzimpedanz haben. Bei der Auslegung des LCL-Filters führt die Wahl des Verhältnisses λ der umrichterseitigen zur netzseitigen Induktivität für Werte größer Eins zu einer erhöhten Sensitivität der Lage der realen Filterresonanzfrequenz gegenüber Netzinduktivitätsveränderungen. Weiterhin ist bei (nicht-adaptiven) aktiven Dämpfungsverfahren die lediglich eine Rückführungsgröße des LCL-Filters verwenden eine erhöhte Sensitivität der Stromregelung gegenüber variierenden Netzbedingungen im Vergleich zur Rückführung mehrerer Zustände zu erwarten. Die vorhergehenden Analysen zeigen jedoch auch, dass im Sinne der Reduzierung der Leistungshalbleiterverluste und der Kernverluste der umrichterseitigen Induktivität sowie der für die Regelung notwendigen Messsensorik eben diese beschriebenen Bedingungen maßgebend sind. Diesem Gedankengang folgend wird im Weiteren ein netzadaptives aktives Dämpfungskonzept für LCL-Filter mit Induktivitätsverhältnissen λ größer Eins entwickelt, welches nur eine Regelungsrückführung verwendet. Es wird eine aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz mit Verwendung des bereits beschriebenen komplexwertigen und rein zeitdiskret entworfenen Stromreglers mit einer zusätzlichen frequenzselektiven Sollwertfilterung vorgestellt. Ein solcher Ansatz grenzt sich deutlich von den bereits in der Literatur beschriebenen netzadaptiven Stromregelungsverfahren ab. Neben der Nutzung bereits industriell gebräuchlicher und wohl bekannter Regelkreisstrukturen und Auslegungsstrategien wird des Weiteren die Anzahl der für eine netzadaptive Regelung benötigten Messsensoren auf ein Minimalmaß reduziert.

4.4.3 Entwicklung einer komplexwertigen aktiven Dämpfung unter Verwendung eines frequenzselektiven Sollwertfilters

Die aktive Dämpfung von LCL-Filterresonanzen durch Sollwertfilterung ist in der Fachliteratur vielfältig dokumentiert, z.B. in [179-181], und wird für die weiteren Betrachtungen als Stand der Technik vorausgesetzt.

In Abb. 4.25 ist das Blockschaltbild der Regelung eines Netzpulsstromrichters mit aktiver Dämpfung einer LCL-Filterresonanz durch einen frequenzselektiven Sollwertfilter abgebildet. Die Regelung basiert auf der Struktur einer spannungsorientierten Regelung mit einer äußeren Zwischenkreisspannungs- bzw. Blindleistungsregelung sowie einer inneren indirekten komplexwertigen Stromregelung. Das aktive Dämpfungsnetzwerk wird zur Filterung der PWM-Sollwertspannungen vorgesehen. Daher wird das Netzwerk zwischen dem Ausgang der Stromregelung und dem Eingang der PWM in die beschriebene Regelungsstruktur eingegliedert.

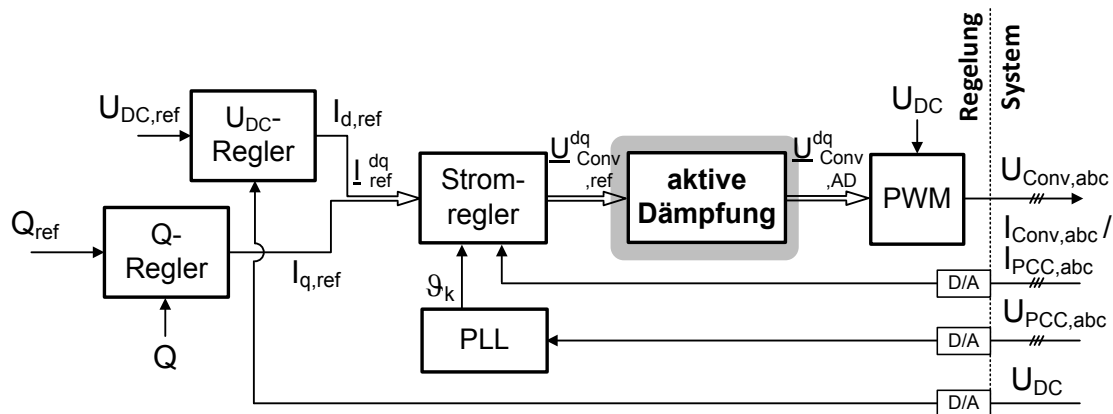


Abb. 4.25: Blockschaltbild der spannungsorientierten Regulationsstruktur mit aktiver Dämpfung der LCL-Filterresonanz durch Filterung der PWM-Referenzspannung

Die Fachliteratur zeigt verschiedenste Ansätze zur Wahl der Struktur und der Auslegung eines frequenzselektiven Sollwertfilters zur aktiven Dämpfung von LCL-Filterresonanzen möglich sind [179;180;195]. In [179] wird eine Übersicht und Bewertung verschiedener Filteransätze gegeben. Die Analysen basieren auf einer zeitkontinuierlichen Betrachtung der Filtereigenschaften und einer anschließenden Transformation der zeitkontinuierlichen Filterbeschreibung in eine entsprechende zeitdiskrete Beschreibung. Als mögliche Filter zur aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanzen werden Notch-Filter, Lead-Lag-Glieder, Tiefpass-Filter und Biquadratische-Filter hervorgehoben. Von diesen möglichen Sollwertfiltern wird in [179] besonders die Verwendung von Notch- und Tiefpassfiltern für die aktive Dämpfung als zielführend beschrieben. Im Gegensatz zu den zunächst rein zeitkontinuierlichen Betrachtungen möglicher Filtercharakteristiken aus [179] wird in [180] ein rein zeitdiskreter Ansatz zur Wahl der Struktur und der Auslegung von Sollwertfiltern zur aktiven Dämpfung vorgestellt. In der Regel wird bei einem solchen rein zeitdiskret-basierten Filteransatz zunächst die Ordnung des zu entwerfenden Filters festgelegt und daraufhin die gewünschte Filtercharakteristik durch Optimierung der Pol-Nullstellenlagen bzw. des Frequenzgangs angepasst.

In Abgrenzung und Verfeinerung zu den beschriebenen Fachbeiträgen werden die Ziele der hier durchzuführenden Entwicklung des frequenzselektiven aktiven Dämpfungsnetzwerkes wie folgt definiert:

1. Das in Kap. 4.3.1 (vgl. S. 117 ff.) beschriebene grundlegende Stromregelungskonzept mit Kompensation der Verkopplungsdynamiken soll für die Regelung der (niederfrequenten) äquivalenten L-Filterdynamik der Regelstrecke mit LCL-Filter zur Anwendung kommen. Als Regelungsrückführungen (für den nicht-adaptiven Regelungsentwurf) sollen entweder der netzseitige Strom i_{PCC} oder der umrichterseitige Strom i_{Conv} verwendet werden.
2. Der Regelungsentwurf soll im dq -KOS durchgeführt werden. Demnach kommt das in Kap. 4.2.6 (vgl. S. 107 ff.) abgeleitete Modell der abgetasteten Regelstrecke mit LCL-Filter zur Anwendung.

3. Die bei der Regelung im rotierenden KOS auftretenden Verkopplungsdynamiken des LCL-Filters sollen durch den Regelungsentwurf (idealerweise) vollständig kompensiert werden. Dies heißt insbesondere, dass sowohl die Verkopplungen der (niederfrequenten) äquivalenten L-Filterdynamik als auch die Verkopplungen der (hochfrequenten) Filterresonanzen (im Folgenden kurz: LCL-Resonanzverkopplungen) kompensiert werden sollen.
4. Der grundlegende Regelungsentwurf soll eine möglichst einfache netzadaptive Implementierung des aktiven Dämpfungsnetzwerkes ermöglichen. Hierbei soll, bedingt durch die notwendigen Eingangsgrößen des kombinierten Identifikationsverfahrens der Netzimpedanz (vgl. Kap. 3.4, S. 84 ff.), lediglich der netzseitige Strom i_{PCC} für die Regelung verwendet werden.

Zunächst wird der in Kap. 4.3.1 (vgl. S. 117 ff.) beschriebene Stromregelungsansatz auf die Regelung der (niederfrequenten) äquivalenten L-Filterdynamik des LCL-Filtersystems angepasst. Wie bereits in dem Abschnitt 4.2.6 (vgl. Tab. 4.4, S. 111) erläutert, wird dafür die sich aus der Summation der Einzelinduktivitäten und der Wicklungswiderstände ergebende Filterzeitkonstante mit Berücksichtigung des nominellen Netzzustandes verwendet [154], d.h.:

$$\begin{aligned} L_f &= L_{fc} + L_{fg} + L_{Netz,nom} \\ R_f &= R_{fc} + R_{fg} + R_{Netz,nom} \end{aligned} \quad (4.66)$$

Die Einstellung der Regelungsparameter des zugrunde gelegten Stromreglers wird mit den in (4.66) beschriebenen äquivalenten L-Filterparametern L_f und R_f durchgeführt. Weiterhin wird die Einstellung der Robustheits- und Dynamikeigenschaften durch den Einstellfaktor γ realisiert. Da das niederfrequente Übertragungsverhalten des LCL-Filters sowohl für die Verwendung des netzseitigen Stromes i_{PCC} als auch des umrichterseitigen Stromes i_{Conv} als Regelungsrückführung durch die beschriebene äquivalente L-Filterdynamik angenähert wird, wird für die nachfolgenden Analysen die Einstellung des Stromreglers unabhängig der verwendeten Rückführungsgröße beibehalten.

Im Weiteren wird die Struktur des Sollwertfilters festgelegt. Durch die Verwendung eines LCL-Filters weist die Regelstrecke zwei resonante (hochfrequente) Systempole auf. Das aus dem resonanten Polpaar resultierende und in der Regel schwach gedämpfte resonante Streckenverhalten soll durch ein zusätzliches Nullstellenpaar des zu entwerfenden aktiven Dämpfungsnetzwerkes gezielt manipuliert werden. Durch die Anforderung, dass das zu entwerfende aktive Dämpfungsnetzwerk ein kausales Filterverhalten aufweisen soll, wird ein weiteres Polpaar in der Struktur des Sollwertfilters vorgesehen. Daher wird die Struktur des aktiven Dämpfungsnetzwerkes zu einem Filter zweiter Ordnung festgelegt, d.h.:

$$\underline{AD}^{dq}(z) \Big|_{\omega_k=0 \text{ s}^{-1}} = \frac{\underline{U}_{Conv,AD}^{dq}(z)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(z)} = K_{AD} \frac{(z - z_{01})(z - z_{02})}{(z - z_{\infty 1})(z - z_{\infty 2})} = K_{AD} \frac{z^2 + a_1 z + a_0}{z^2 + b_1 z + b_0} \quad (4.67)$$

Das aktive Dämpfungsnetzwerk $\underline{AD}^{dq}(z)$ wird nach Glg. (4.67) allgemein durch eine Filterverstärkung K_{AD} , ein Nullstellenpaar z_{01}/z_{02} und ein Polstellenpaar $z_{\infty 1}/z_{\infty 2}$ beschrieben. Des Weiteren lässt sich diese Beschreibung in eine äquivalente Darstellung mit reellwertigen Filterkoeffizienten a_1 , a_0 , b_1 und b_0 überführen. Die Beschreibung der Filtercharakteristik in Koeffizienten-Schreibweise (anstelle einer Pol-Nullstellen-Schreibweise) ist besonders für die Implementierung des Filters hilfreich.

Damit das aktive Dämpfungsnetzwerk einen minimalen Einfluss auf die stationäre Verstärkung des offenen Regelkreises über einen möglichst weiten Frequenzbereich hat, wird die Filterverstärkung K_{AD} allgemein festgelegt zu:

$$K_{AD} \stackrel{!}{=} \frac{1}{\underline{AD}^{dq}(z=1)} = \frac{1 + b_1 + b_0}{1 + a_1 + a_0} \quad (4.68)$$

Die Einstellung des Filterverhaltens erfolgt im Weiteren durch eine Pol-Nullstellenplatzierung. Hierbei wird grundsätzlich die Lage der i -ten Pol- bzw. Nullstelle in der z -Ebene durch die Eigenkreisfrequenz ω_i sowie durch die Dämpfung D_i beschrieben. Unter Berücksichtigung der Abtast- bzw. Regelungsperiodendauer T_s gilt dann allgemein:

$$z_i = e^{-D_i \omega_i T_s} e^{j \sqrt{1-D_i^2} \omega_i T_s} \quad (4.69)$$

Zunächst wird das Nullstellenpaar z_{01}/z_{02} des Sollwertfilters, welches zur Manipulation des resonanten Polpaares des LCL-Filters verwendet wird, konjugiert komplex gewählt und allgemein festgelegt zu:

$$\begin{aligned} z_{01} &= e^{-D_0 \omega_0 T_s} e^{j \sqrt{1-D_0^2} \omega_0 T_s} \\ z_{02} &= e^{-D_0 \omega_0 T_s} e^{-j \sqrt{1-D_0^2} \omega_0 T_s} \end{aligned} \quad (4.70)$$

Dieser Überlegung folgend wird das Polstellenpaar $z_{\infty 1}/z_{\infty 2}$ des Sollwertfilters auch konjugiert komplex gewählt und zunächst allgemein festgelegt zu:

$$\begin{aligned} z_{\infty 1} &= e^{-D_\infty \omega_\infty T_s} e^{j \sqrt{1-D_\infty^2} \omega_\infty T_s} \\ z_{\infty 2} &= e^{-D_\infty \omega_\infty T_s} e^{-j \sqrt{1-D_\infty^2} \omega_\infty T_s} \end{aligned} \quad (4.71)$$

In Tab. 4.10 ist die Berechnung der einzelnen reellwertigen Filterkoeffizienten basierend auf der Beschreibung der Pol-Nullstellenlagen des beschriebenen Sollwertfilters zweiter Ordnung zusammengefasst.

Tab. 4.10: Koeffizienten des Filters für die aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz ohne Kompensation der LCL-Resonanzverkopplungen

$a_1 = -2 e^{-D_0 \omega_0 T_s} \cos\left(\sqrt{1 - D_0^2} \omega_0 T_s\right)$	$a_0 = e^{-2 D_0 \omega_0 T_s}$
$b_1 = -2 e^{-D_\infty \omega_\infty T_s} \cos\left(\sqrt{1 - D_\infty^2} \omega_\infty T_s\right)$	$b_0 = e^{-2 D_\infty \omega_\infty T_s}$

In Abb. 4.26 sind das komplexwertige und das skalare Blockschaltbild des aktiven Dämpfungsnetzwerkes im rotierenden dq -KOS dargestellt. Die Wahl von konjugiert komplexen Pol-Nullstellenpaaren führt zu einer rein reellwertigen Beschreibung des aktiven Dämpfungsnetzwerkes ohne Berücksichtigung von Verkopplungsdynamiken, vgl. Abb. 4.26 (b). Demnach führt die Wahl dieser Filterstruktur zunächst dazu, dass die Sollwertfilterung der d -Spannungskomponente $U_{Conv,d,ref}$ unabhängig von der q -Spannungskomponente $U_{Conv,q,ref}$ durchgeführt wird.

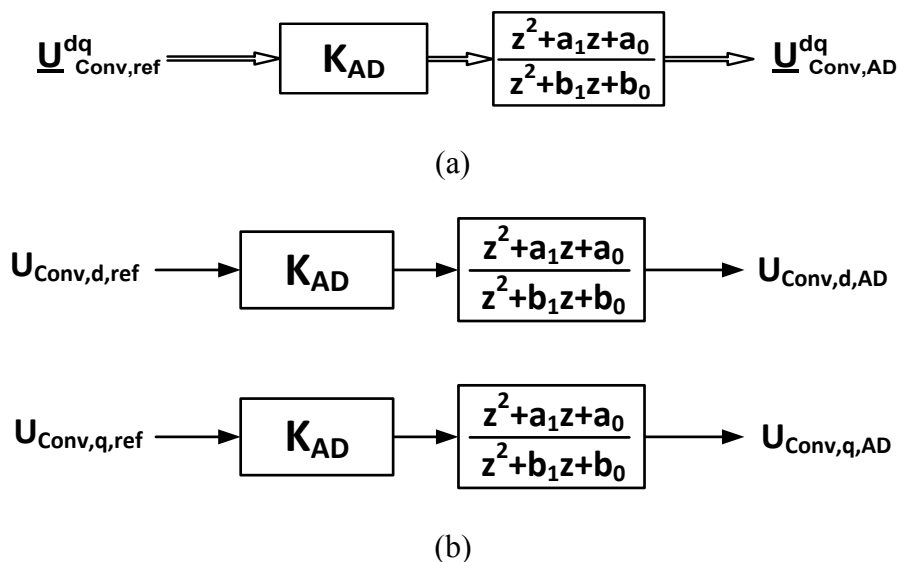
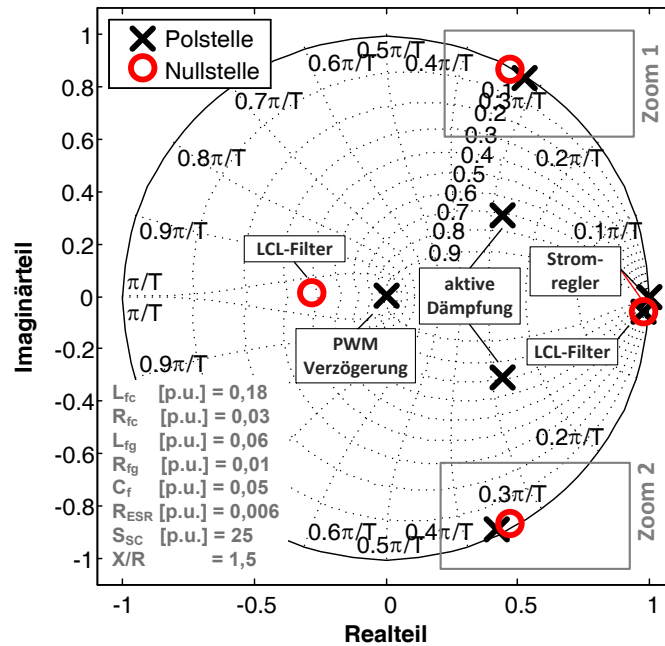
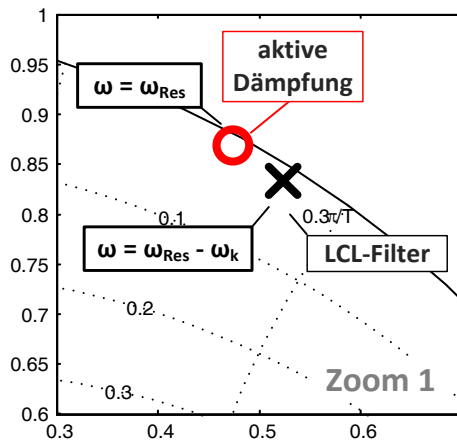


Abb. 4.26: Blockschaltbild der aktiven Dämpfung durch Filterung der PWM-Referenzspannung ohne Kompensation der LCL-Resonanzverkopplungen: (a) komplexwertiges Blockschaltbild und (b) skalares Blockschaltbild

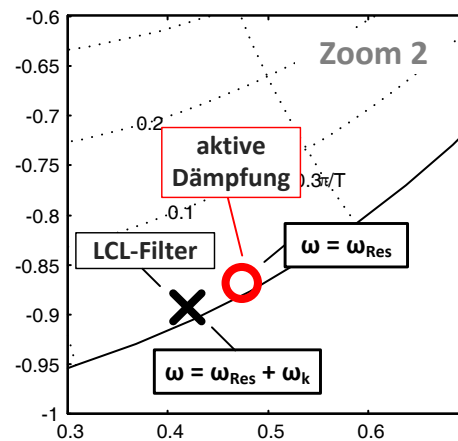
Das entworfene aktive Dämpfungsnetzwerk wird im Folgenden auf Basis einer repräsentativen LCL-Filterkonfiguration und einer beispielhaften Regelungs- bzw. Filtereinstellung bewertet. In Abb. 4.27 ist dazu ein Pol-Nullstellen Diagramm des offenen Regelkreises mit LCL-Filter und Rückführung des umrichterseitigen Stroms i_{Conv} dargestellt. Die Darstellung basiert auf einer komplexwertigen Beschreibung des Regelkreises im rotierenden KOS (vgl. Kap. 4.2.6, S. 107 ff., hier beispielhaft gewählt: $\omega_k/\omega_s = 1/102$). Wie das Pol-Nullstellen Diagramm aus Abb. 4.27 (a) zeigt, wird die vom ω_k/ω_s -Verhältnis abhängige Polstelle der äquivalenten L-Filter Dynamik des LCL-Filters durch die Nullstelle des komplexwertigen Stromreglers kompensiert.



(a)



(b)



(c)

Abb. 4.27: Pol-Nullstellen Verteilung der Regelung im rotierenden dq -KOS mit komplexwertiger Stromregelung und reellwertigem aktiven Dämpfungsnetzwerk sowie

Rückführung des netzseitigen Stromes $\underline{I}_{Conv}^{dq}$:

(beispielhaft: $\omega_k/\omega_s = 1/102$, $\gamma = 0,3$, $D_0 = 0,01$, $\omega_0/\omega_{Res} = 1,0$, $D_\infty = 1/\sqrt{2}$, $\omega_\infty/\omega_{0,g} = 1,0$)

(a) Pol-Nullstellen Diagramm des offenen Regelkreises, (b) Vergrößerung des Bereiches 1 und (c) Vergrößerung des Bereiches 2

In den Abb. 4.27 (b) und (c) sind die für die weiteren Betrachtungen relevanten Bereiche um die reale LCL-Resonanzkreisfrequenz ω_{Res} des Pol-Nullstellen Diagramms aus Abb. 4.27 (a) vergrößert dargestellt. Die zeitdiskrete Modellierung der LCL-Filterdynamik im rotierenden KOS führt nach Kap. 4.2.6 (vgl. S. 107 ff.) zu einer Abhängigkeit der Lage der resonanten LCL-Filter Polstellen vom ω_k/ω_s -Verhältnis. Genauer wird die resonante Polstelle des LCL-Filters mit positivem Imaginärteil um die Kreisfrequenz ω_k des rotierenden

KOS (mit gleichbleibender Dämpfung) verringert. Dahingegen wird die resonante Polstelle des LCL-Filters mit negativem Imaginärteil um die Kreisfrequenz ω_k (mit gleichbleibender Dämpfung) erhöht. Wird nun die Kreisfrequenz ω_0 des konjugiert komplexen Nullstellenpaares des frequenzselektiven Sollwertfilters zur aktiven Dämpfung der Filterresonanz gleich der realen Resonanzkreisfrequenz ω_{Res} des LCL-Filters gewählt, so zeigen die vergrößerten Bereiche aus Abb. 4.27 (b) und (c), dass diese (hochfrequenten) Verkopplungseffekte durch das bisher beschriebene aktive Dämpfungsnetzwerk im rotierenden KOS nicht berücksichtigt werden. Das zur aktiven Dämpfung der resonanten LCL-Filterpole vorgesehene konjugiert komplexe Nullstellenpaar unterscheidet sich in der Lage der Kreisfrequenz jeweils um die Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS. Um diesem Effekt entgegenzuwirken, wäre es möglich die Frequenzselektivität des reellwertigen Sollwertfilters zu verringern. Dies wäre jedoch i. Allg. mit einer Verringerung der dynamischen Filtereigenschaften gleichbedeutend. In Hinblick auf ein möglichst dynamisches Filterverhalten ist es daher zielführend die auftretenden und vom ω_k/ω_s -Verhältnis abhängigen (hochfrequenten) Verkopplungseffekte der resonanten LCL-Filterpole im Entwurf des aktiven Dämpfungsnetzwerkes zu berücksichtigen.

Die beispielhaften Betrachtungen aus Abb. 4.27 zeigen deutlich: Die Wahl eines konjugiert komplexen Nullstellenpaares des aktiven Dämpfungsnetzwerkes zur Manipulation des resonanten LCL-Filterpolpaares berücksichtigt nicht die bei der Stromregelung im rotierenden KOS auftretenden Verkopplungseffekte. Hierbei dient das gewählte Beispiel lediglich zur Illustration der beschriebenen Zusammenhänge. Eine Verallgemeinerung der getroffenen Schlussfolgerung ist aufgrund des in Kap. 4.2.6 (vgl. S. 107 ff.) analytisch berechneten Regelstreckenmodells zulässig. Diese Grundgedanken dienen im Weiteren als Motivation ein komplexwertiges aktives Dämpfungsnetzwerk zu entwickeln, welches die (hochfrequenten) Verkopplungsdynamiken (idealerweise) vollständig kompensiert.

In der Fachliteratur gibt es kaum Lösungsansätze, welche die Kompensation der hochfrequenten Verkopplungsdynamiken von LCL-Filtern für die Stromregelung im rotierenden KOS beschreiben. Lediglich in [190] wird ein komplexwertiges Stromregelungsverfahren, welches hierauf eingeht, vorgestellt. Der dort beschriebene Regelungsentwurf basiert auf einer prädiktiven Dead-Beat-Regelung eines Netzpulsstromrichters mit LCL-Filter im Zustandsraum mit vollständiger Rückführung der LCL-Filterzustände (d.h. i_{PCC} , i_{Conv} , u_{Cf} und auch u_{PCC}). In Abgrenzung zu der hier zu entwickelnden Stromregelung mit aktiver Dämpfung durch einen frequenzselektiven Sollwertfilter ist für das Regelungskonzept aus [190] eine Messung aller relevanten LCL-Filterzustände notwendig. Des Weiteren basiert der Regelungsentwurf aus [190] auf einer rein numerischen Betrachtung der zeitdiskreten Strecken- und Regelungsdynamiken, wohingegen hier ein analytischer Regelungsentwurf zur Anwendung kommen soll.

Im ersten und wichtigsten Schritt der Entwicklung eines komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes mit Kompensation der LCL-Resonanzverkopplungen werden die Lagen des bisher konjugiert komplex gewählten Nullstellenpaares des Sollwertfilters angepasst. Die vom ω_k/ω_s -Verhältnis abhängige Verschiebung der LCL-Resonanzpole wird eindeutig

durch das analytische Modell der abgetasteten Regelstrecke mit LCL-Filter beschrieben. Demzufolge wird die Eigenfrequenz der Sollwertfilter-Nullstelle mit positiven Imaginärteil z_{01} um den Wert der Kreisfrequenz ω_k des rotierenden KOS verringert. Dahingegen wird die Eigenfrequenz der Sollwertfilter-Nullstelle mit negativem Imaginärteil z_{02} um den Wert der Kreisfrequenz ω_k erhöht. Unter Berücksichtigung der bisher verwendeten Notation bestimmen sich die Lagen der Nullstellen des aktiven Dämpfungsnetzwerkes mit Berücksichtigung der LCL-Resonanzverkopplung daher zu:

$$\begin{aligned} z_{01} &= e^{-D_0(\omega_0 - \omega_k)T_s} e^{j\sqrt{1-D_0^2}(\omega_0 - \omega_k)T_s} \\ z_{02} &= e^{-D_0(\omega_0 + \omega_k)T_s} e^{-j\sqrt{1-D_0^2}(\omega_0 + \omega_k)T_s} \end{aligned} \quad (4.72)$$

Da bereits das Nullstellenpaar z_{01}/z_{02} die LCL-Resonanzverkopplungen berücksichtigt, wird im Folgenden von einer Anpassung der Lage der Filterpolstellen abgesehen. Demnach tritt das Polstellenpaar $z_{\infty 1}/z_{\infty 2}$ des Sollwertfilters unverändert konjugiert komplex auf und wird festgelegt zu:

$$\begin{aligned} z_{\infty 1} &= e^{-D_\infty \omega_\infty T_s} e^{j\sqrt{1-D_\infty^2} \omega_\infty T_s} \\ z_{\infty 2} &= e^{-D_\infty \omega_\infty T_s} e^{-j\sqrt{1-D_\infty^2} \omega_\infty T_s} \end{aligned} \quad (4.73)$$

Die Kompensation der LCL-Resonanzverkopplung durch eine Anpassung der Lage der Nullstellen des aktiven Dämpfungsnetzwerkes führt dazu, dass das Nullstellenpaar z_{01}/z_{02} nicht mehr konjugiert komplex auftritt. Infolgedessen wird auch das Übertragungsverhalten $\underline{AD}^{dq}(z)$ des aktiven Dämpfungsnetzwerkes durch eine komplexwertige Übertragungsfunktion beschrieben. Für die weiteren Betrachtungen wird daher die folgende Form des aktiven Dämpfungsnetzwerkes zugrunde gelegt:

$$\begin{aligned} \underline{AD}^{dq} \Big|_{\omega_k \neq 0} s^{-1}(z) &= \frac{\underline{U}_{Conv,AD}^{dq}(z)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(z)} = K_{AD} \frac{(z - z_{01})(z - z_{02})}{(z - z_{\infty 1})(z - z_{\infty 2})} \\ &= (K_{AD,re} + jK_{AD,im}) \left(\frac{z^2 + a_1 z + a_0}{z^2 + b_1 z + b_0} + j \frac{c_1 z + c_0}{z^2 + b_1 z + b_0} \right) \end{aligned} \quad (4.74)$$

Wiederum lässt sich die Darstellung der Übertragungsfunktion des aktiven Dämpfungsnetzwerkes von einer Pol-Nullstellen-Darstellung in eine Darstellung in Koeffizientenschreibweise überführen. Hierbei ist im Sinne einer Implementierung des Dämpfungsnetzwerkes eine Aufteilung der (nun komplexwertigen) Filterverstärkung K_{AD} sowie der Übertragungsfunktion in den Real- bzw. Imaginärteil sinnvoll, vgl. Glg. (4.74). In Tab. 4.11 ist die Berechnung der reellwertigen Filterkoeffizienten a_1 , a_0 , b_1 , b_0 , c_1 und c_0 auf Basis der Darstellung der Lagen der Pol-Nullstellen des Sollwertfilters zusammengefasst.

Tab. 4.11: Koeffizienten des Filters für die aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz mit Kompensation der LCL-Resonanzverkopplungen

$a_1 = -e^{-D_0(\omega_0+\omega_k)T_s} \cos\left(\sqrt{1-D_0^2}(\omega_0+\omega_k)T_s\right) - e^{-D_0(\omega_0-\omega_k)T_s} \cos\left(\sqrt{1-D_0^2}(\omega_0-\omega_k)T_s\right)$	$a_0 = e^{-2D_0\omega_0T_s} \cos\left(2\sqrt{1-D_0^2}\omega_kT_s\right)$
$c_1 = e^{-D_0(\omega_0+\omega_k)T_s} \sin\left(\sqrt{1-D_0^2}(\omega_0+\omega_k)T_s\right) - e^{-D_0(\omega_0-\omega_k)T_s} \sin\left(\sqrt{1-D_0^2}(\omega_0-\omega_k)T_s\right)$	$c_0 = -e^{-2D_0\omega_0T_s} \sin\left(2\sqrt{1-D_0^2}\omega_kT_s\right)$
$b_1 = -2e^{-D_\infty\omega_\infty T_s} \cos\left(\sqrt{1-D_\infty^2}\omega_\infty T_s\right)$	$b_0 = e^{-2D_\infty\omega_\infty T_s}$

Die bereits bei der reellwertigen Formulierung des aktiven Dämpfungsnetzwerkes getroffene Anforderung, dass das aktive Dämpfungsnetzwerk einen möglichst minimalen Einfluss auf die stationäre Verstärkung des offenen Regelkreises über einen möglichst weiten Frequenzbereich haben soll, führt wiederum zu der Festlegung der Filterverstärkung K_{AD} nach:

$$K_{AD} = K_{AD,re} + jK_{AD,im} \stackrel{!}{=} \frac{1}{\underline{AD}dq|_{\omega_k \neq 0 s^{-1}}(z=1)} \quad (4.75)$$

Der Realteil $K_{AD,re}$ bzw. der Imaginärteil $K_{AD,im}$ der nun komplexwertigen Filterverstärkung K_{AD} berechnet sich dann allgemein zu:

$$K_{AD,re} = \frac{(1+a_1+a_0)(1+b_1+b_0)}{(a_1+a_0)^2 + (c_1+c_0)^2 + 2(a_1+a_0) + 1} \quad (4.76)$$

$$K_{AD,im} = -\frac{(c_1+c_0)(1+b_1+b_0)}{(a_1+a_0)^2 + (c_1+c_0)^2 + 2(a_1+a_0) + 1}$$

Das allgemeine Blockschaltbild des resultierenden komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes mit Berücksichtigung der LCL-Resonanzverkopplungen im rotierenden KOS wird in Abb. 4.28 dargestellt. Sowohl das komplexwertige Blockschaltbild, vgl. Abb. 4.28 (a), als auch das skalare Blockschaltbild, vgl. Abb. 4.28 (b), zeigen die Berücksichtigung der LCL-Resonanzverkopplungen durch die auftretenden Verkopplungsdynamiken zwischen den d - und q -Spannungskomponenten. Im Vergleich zu dem Blockschaltbild des zunächst reellwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes nach Abb. 4.26 scheint die Struktur des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes zwar deutlich umfangreicher zu sein, jedoch wird eine Kompensation der LCL-Resonanzverkopplungen durch das vorgeschlagene Netzwerk gewährleistet.

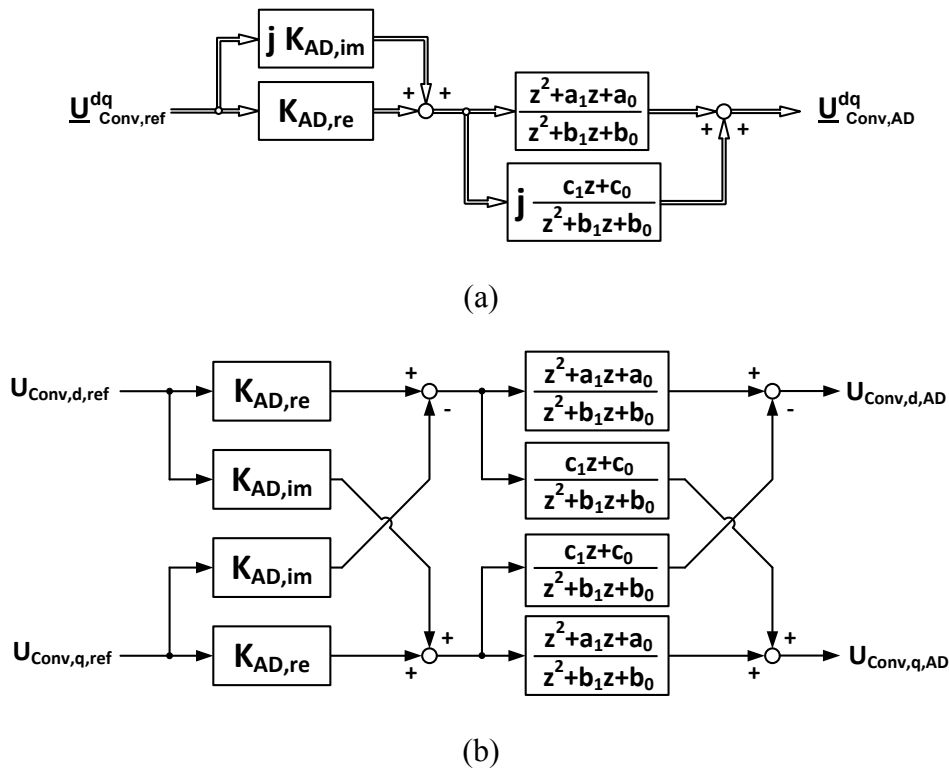
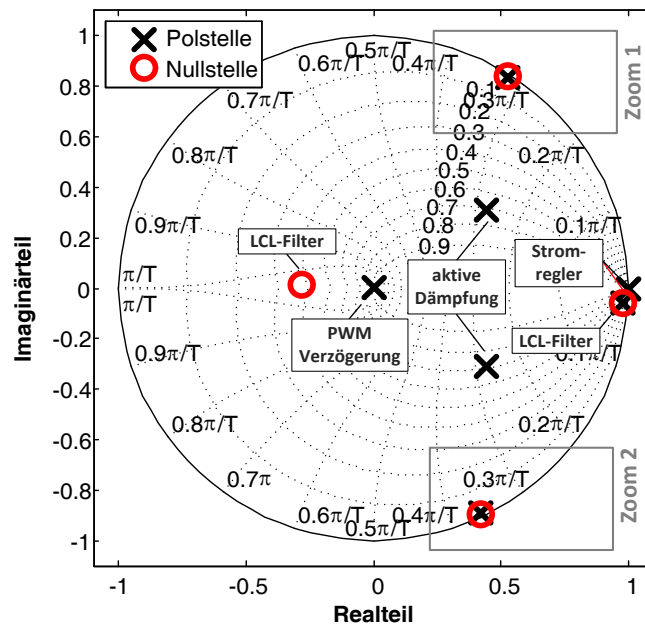


Abb. 4.28: Blockschaltbild der aktiven Dämpfung durch Filterung der PWM-Referenzspannung mit Kompensation der LCL-Resonanzverkopplungen: (a) komplexwertiges Blockschaltbild und (b) skalares Blockschaltbild

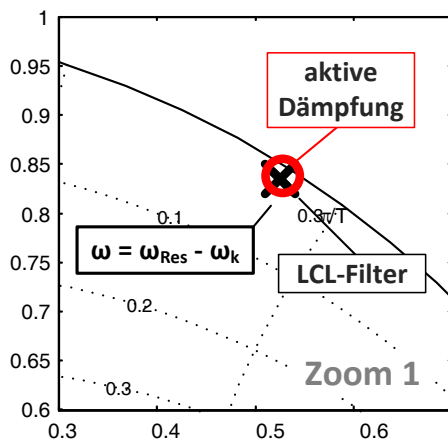
Zur Verdeutlichung des Effektes der Berücksichtigung der LCL-Resonanzverkopplungen im Entwurf des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes wird das bereits angeführte Beispiel des reellwertigen Regelungsentwurfs (vgl. Abb. 4.27, S. 162) herangezogen. In Abb. 4.29 (a) ist dazu die Pol-Nullstellen Verteilung des offenen Regelkreises mit LCL-Filter und Rückführung des umrichterseitigen Stroms i_{Conv} dargestellt. Grundsätzlich wird in dem Beispiel aus Abb. 4.29 eine identische Regelungseinstellung wie in Abb. 4.27 verwendet. Nun werden jedoch die LCL-Resonanzverkopplungen durch das komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk berücksichtigt. Eine Vergrößerung des Pol-Nullstellen Diagramms um die kritische Resonanzkreisfrequenz ω_{Res} des LCL-Filters, vgl. Abb. 4.29 (b) und (c), zeigt, dass die Nullstellen des aktiven Dämpfungsnetzwerkes auf die vom ω_k/ω_s -Verhältnis abhängigen resonanten Pole des LCL-Filter angepasst sind. Demzufolge wird (zumindest theoretisch) eine Kompensation der LCL-Resonanzverkopplungen durch das vorgeschlagene komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk erreicht.

Zum Abschluss der Entwicklung des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes wird die Auslegung der Filtercharakteristik diskutiert. Um einen möglichst allgemeinen Ansatz zu erreichen, werden dafür zwei repräsentative LCL-Filterkonfigurationen zugrunde gelegt. In Hinblick auf die Vorbetrachtungen aus Kap. 4.4.1 (vgl. S. 150 ff.) zur Berücksichtigung variierender Netzimpedanzen bei der Auslegung eines LCL-Filters wird für beide betrachteten Filterkonfiguration ein identisches L_{fc}/L_{fg} -Verhältnis vorausgesetzt. Dagegen unterscheiden sich die Filterkonfigurationen in der Lage der realen Filterresonanz

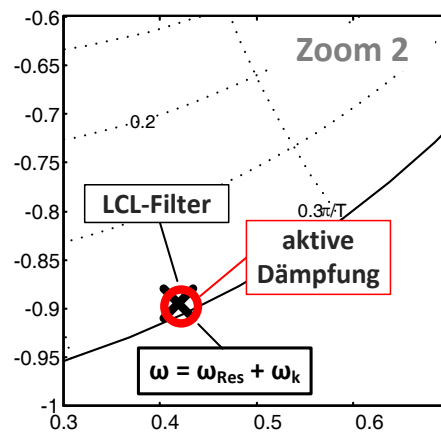
f_{Res} . Zum einen wird eine LCL-Filterkonfiguration angenommen, bei der die relative Lage (bezogen auf die Trägerfrequenz $f_{Träger}$) der Filterresonanzfrequenz hoch ist (im Folgenden kurz: LCL-Konfiguration I bzw. LCL I). Zum anderen wird eine Filterkonfiguration angenommen, bei der die relative Lage der Resonanzfrequenz gering ist (im Weiteren kurz: LCL-Konfiguration II bzw. LCL II). In Tab. 4.12 sind die Werte der angenommenen LCL-Filterkonfigurationen zusammenfassend dargestellt.



(a)



(b)



(c)

Abb. 4.29: Pol-Nullstellen Verteilung der Regelung im rotierenden dq -KOS mit komplexwertiger Stromregelung und komplexwertigem aktiven Dämpfungsnetzwerk sowie

Rückführung des netzseitigen Stromes I_{Conv}^{dq} :

(beispielhaft: $\omega_k/\omega_s = 1/102$, $\gamma = 0,3$, $D_0 = 0,01$, $\omega_0/\omega_{Res} = 1,0$, $D_\infty = 1/\sqrt{2}$, $\omega_\infty/\omega_{0,g} = 1,0$)

(a) Pol-Nullstellen Diagramm des offenen Regelkreises, (b) Vergrößerung des Bereiches 1 und (c) Vergrößerung des Bereiches 2

Tab. 4.12: Betrachtete LCL-Filterkonfigurationen für die Untersuchungen der netzadaptiven komplexwertigen aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz

LCL-Filter		L_{fc} (pu)	R_{fc} (pu)	L_{fg} (pu)	R_{fg} (pu)	C_f (pu)	R_{ESR}^\dagger (pu)	$f_{Träger}^*$ (pu)	$f_{Res}^\# / f_{Träger}$	$f_{0,g}^\# / f_{Träger}$
I	f_{Res} hoch	3 mH (0,18)	180 mΩ (0,03)	1 mH (0,06)	60 mΩ (0,01)	16,2 μF (0,03)	50 mΩ (0,009)	2,55 kHz (51)	0,48	0,39
II	f_{Res} gering	3 mH (0,18)	180 mΩ (0,03)	1 mH (0,06)	60 mΩ (0,01)	64,8 μF (0,11)	20 mΩ (0,004)	2,55 kHz (51)	0,24	0,20

† Äquivalenter Serienwiderstand bei der Resonanzfrequenz der jeweils betrachteten LCL-Filterkonfiguration, vgl. Anhang 8.3.2, (S. 310 ff.)

* Es wird die Abtaststrategie *a*-PWM vorausgesetzt

$^\#$ Berücksichtigt eine nominelle Netzvorbelastung von $S_{sc,pu} = 25$, $X/R = 1,5$

Grundsätzlich können verschiedene Auslegungsstrategien des Sollwertfilters zur aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz zum Einsatz kommen. So zeigen die Analysen aus [180] z.B. eine Pol-Nullstellen-Platzierungsstrategie, welche auf der Optimierung der Regelungsperformance durch genetische Algorithmen basiert. Des Weiteren wird in [179] die Einstellung verschiedener, in ihrer grundlegenden Struktur fest vorgegebener, Sollwertfilter (d.h. Notch-Filter, Tiefpass-Filter, Lead-Lag-Glied bzw. Biquadratischer-Filter) diskutiert. Da hier für die Regelungsrückführung der (zunächst) nicht-parameteradaptiven Stromregelung sowohl der umrichterseitige Strom i_{Conv} als auch der netzseitige Strom i_{PCC} zulässig ist, ist darüber hinaus eine Diskussion der Notwendigkeit der Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes erforderlich.

Nach dem aktuellen Stand der Technik ist eine aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz (für gewöhnlich) in den folgenden Fällen notwendig [176;178]:

1. Wenn das Verhältnis der (realen) LCL-Resonanzfrequenz f_{Res} zur PWM-Trägerfrequenz $f_{Träger}$ hoch ist und der umrichterseitige Strom i_{Conv} als Regelungsrückführung verwendet wird.
2. Wenn das Verhältnis der (realen) LCL-Resonanzfrequenz f_{Res} zur PWM-Trägerfrequenz $f_{Träger}$ gering ist und der netzseitige Strom i_{PCC} als Regelungsrückführung verwendet wird.

Liegt das Verhältnis der LCL-Resonanzfrequenz f_{Res} zur PWM-Trägerfrequenz $f_{Träger}$ in mittleren Frequenzbereichen, dann ist zunächst keine konkrete Vorabausage möglich und eine genauere Analyse mit den gegebenen Randbedingungen notwendig.

Die hier zur Anwendung kommende Auslegungsstrategie der komplexwertigen Stromregelung sowie des aktiven Dämpfungsnetzwerkes für die verschiedenen LCL-Filterkonfigurationen und Regelungsrückführungen zielt auf eine möglichst hohe Führgrößendynamik bei gleichzeitig ausreichend hoher Dämpfung des resonanten LCL-Filterverhaltens ab. Ferner wird eine nominelle Netzvorbelastung (vgl. Tab. 4.12) durch die Auslegung berücksichtigt.

Tab. 4.13: Regelungseinstellung und -performance der komplexwertigen aktiven Dämpfung in Abhängigkeit der Filterkonfiguration und Regelungsrückführung

LCL	Rückführung	Regelungseinstellung					Regelungsperformance [#]					
		γ	D_0	$\frac{\omega_0}{\omega_{Res}}$	D_∞	$\frac{\omega_\infty}{\omega_{0,g}}$	$\frac{bw_{Hz}}{f_s}$	a_{dB} [dB]	φ_R [°]	OS* [%]	$\frac{T_{rt}^{**}}{T_s}$	$\frac{T_{st}^{***}}{T_s}$
I	i_{Conv}	0,3	0,01	1,0	0,1	1,0	0,14	7,8	57	15	3	6
	i_{PCC}	0,3	0,01	1,0	0,2	3,5	0,14	7,1	53	16	3	8
II	i_{PCC}	0,3	0,01	1,0	$1/\sqrt{2}$	2,0	0,13	5,8	43	30	3	9

[#] Bezieht sich auf die direkte Stromübertragungsdynamik
^{*} Überschwingweite: Maximal auftretendes Überschwingen bezogen auf stationären Endwert
^{**} Anstiegszeit: Zeit um von 5% auf 95% des stationären Endwertes zu gelangen
^{***} Ausregelzeit: Zeit, ab der ein 5% Toleranzband nicht mehr verlassen wird

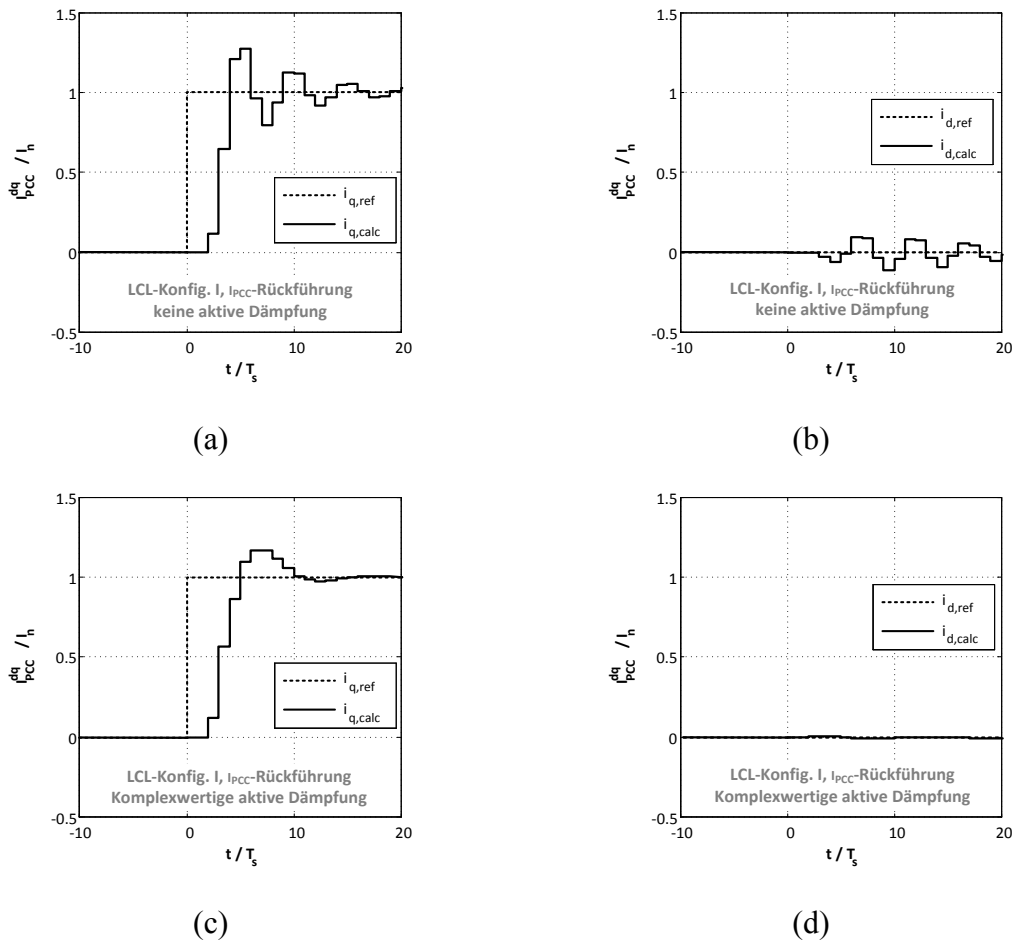


Abb. 4.30: Berechnete Sprungantworten der Stromregelung im rotierenden KOS für die LCL-Konfiguration I und i_{PCC} -Rückführung (Systemparameter vgl. Tab. 4.12, Regelungseinstellung vgl. Tab. 4.13):
 (a) q -Stromkomponente ohne aktive Dämpfung, (b) d -Stromkomponente ohne aktive Dämpfung, (c) q -Stromkomponente mit komplexwertiger aktiver Dämpfung und (d) d -Stromkomponente mit komplexwertiger aktiver Dämpfung

In Tab. 4.13 sind die Regelungseinstellungen und die daraus resultierenden Regelungsperformances für ausgewählte Fälle der LCL-Filterkonfigurationen sowie der Verwendung verschiedener Regelungsrückführungen zusammengefasst. Die Regelungsperformance bezieht sich dabei auf die direkte Übertragungsdynamik, d.h. d -Sollwert zu d -Istwert bzw. q -Sollwert zu q -Istwert der dq -Stromkomponenten, der komplexwertigen Stromregelung. Sowohl die Auslegung der komplexwertigen Stromregelung als auch die Einstellungen der aktiven Dämpfungsnetzwerke basieren für alle gezeigten Fälle auf der Absicht, eine (nahezu) identische Bandbreite (hier: $b_{w_{Hz}/f_s} = 0,13 \dots 0,14$) bei gleichzeitig möglichst guten Robustheitseigenschaften zu erzielen. In Anbetracht der vorab identifizierten kritischen Fälle, bei denen ein aktives Dämpfungsnetzwerk zum Erreichen eines stabilen Regelverhaltens (in der Regel) unabdingbar ist, ist der Fall der LCL-Konfiguration I und Rückführung des umrichterseitigen Stroms i_{Conv} und der Fall der LCL-Konfiguration II und Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} hervorzuheben. Dahingegen würde der in der Tab. 4.13 gezeigte Fall der LCL-Filterkonfiguration I und Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} auch ohne das aktive Dämpfungsnetzwerk ein stabiles Regelungsverhalten aufweisen.

Zur Veranschaulichung der aus den vorgeschlagenen Regelungseinstellungen resultierenden Führgrößendynamiken werden in Abb. 4.30 und Abb. 4.31 die theoretisch berechneten Sprungantworten der gewählten LCL-Konfigurationen und Regelungsrückführungen dargestellt.

In der Abb. 4.30 werden die Sprungantworten für den Fall der LCL-Konfiguration I sowie Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} dargestellt. Es wird jeweils ein Sollwertsprung auf der q -Stromkomponente angenommen und die daraus berechnete direkte (q - zu- q -Stromkomponente) und indirekte Sprungantwort (q - zu- d -Stromkomponente) abgebildet. In der Abb. 4.30 (a) und (b) ist die Sprungantwort ohne Verwendung einer aktiven Dämpfung abgebildet, wohingegen in Abb. 4.30 (c) und (d) das entwickelte komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk (unter sonst identischen Randbedingungen) bei der Berechnung der Sprungantwort berücksichtigt wird. Ein Vergleich der Sprungantworten zeigt, dass obwohl ein stabiles Regelverhalten ohne Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes erreicht wird, die Regelgüte jedoch deutlich durch die Verwendung des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes erhöht wird. Die Verwendung des aktiven Dämpfungsnetzwerkes führt zwar zu einer Erhöhung der Anstiegszeit der direkten Sprungantwort im Vergleich zu der Stromregelung ohne aktive Dämpfung, jedoch werden die Ausregelzeit und das Nachschwingen bei der Verwendung des aktiven Dämpfungsnetzwerkes deutlich reduziert. Des Weiteren werden die Verkopplungseffekte, sichtbar auf den indirekten Sprungantworten, deutlich durch das komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk reduziert. Demzufolge ist es auch für diesen Fall sinnvoll, das vorgeschlagene komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk für die Stromregelung vorzusehen.

Die Sprungantworten der für die Stabilität der Stromregelung kritischen Fälle sind in der Abb. 4.31 zusammengefasst. Die Darstellungen zeigen, dass sowohl für die LCL-Konfiguration I und Rückführung des umrichterseitigen Stroms i_{Conv} , vgl. Abb. 4.31 (a) und (b), als auch für die LCL-Konfiguration II und Rückführung des netzseitigen Stroms

i_{PCC} , vgl. Abb. 4.31 (c) und (d), ein stabiles Regelverhalten mit hoher Regelungsdynamik und guter Kompensation der Verkopplungsdynamiken erreicht wird. Da als Grundlage für die Auslegung der Regeldynamiken eine (nahezu) identische Regelbandbreite festgelegt wird, zeigen die drei theoretischen Sprungantworten mit Verwendung des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes zwar vergleichbare Anregungsdynamiken, jedoch unterschiedliche Ausregeldynamiken. Dies spiegelt sich insbesondere in den vergleichbaren Anstiegszeiten und den unterschiedlichen Überschwingweiten und Ausregelzeiten der dargestellten Sprungantworten wider.

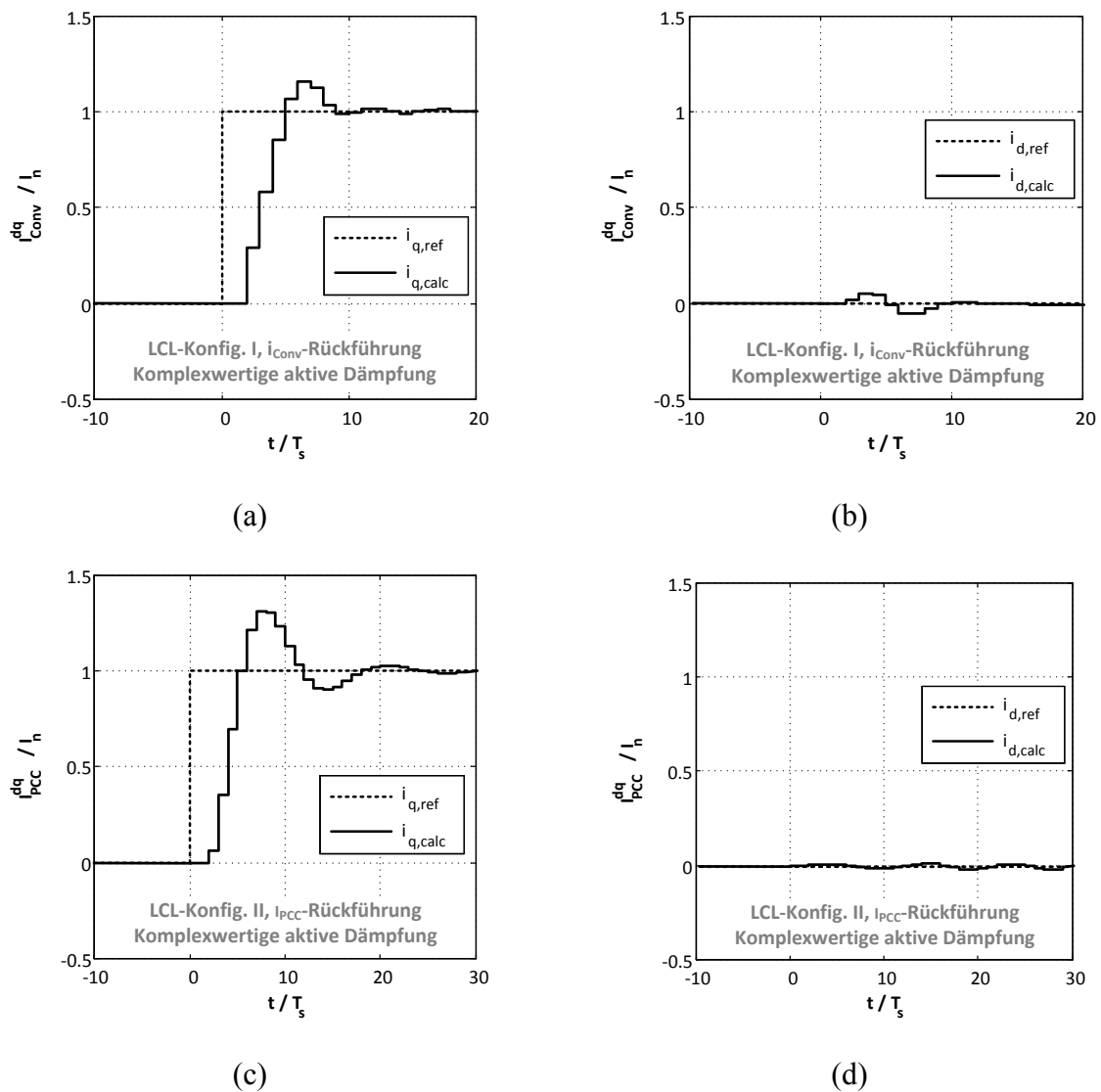


Abb. 4.31: Berechnete Sprungantworten der Stromregelung im rotierenden KOS (Systemparameter vgl. Tab. 4.12, Regelungseinstellung vgl. Tab. 4.13):

i_{Conv} -Rückführung und LCL-Konfiguration I mit komplexwertiger aktiver Dämpfung
(a) q -Stromkomponente und (b) d -Stromkomponente sowie

i_{PCC} -Rückführung und LCL-Konfiguration II mit komplexwertiger aktiver Dämpfung
(c) q -Stromkomponente und (d) d -Stromkomponente

4.4.4 Einfluss einer variierenden Netzimpedanz auf das gewählte aktive Dämpfungsverfahren

Die Untersuchungen des Einflusses variierender Netzimpedanzen auf das entwickelte aktive Dämpfungsverfahren werden analog zu den Betrachtungen aus Kap. 4.3.2 (S. 123 ff.) durchgeführt. Die Auswirkungen variierender Netzimpedanzen werden dort als Parameterunsicherheit der Regelstrecke aufgefasst, dabei findet ein ohmsch-induktives Netzmodell Anwendung. In Kap. 4.3.2 wird der Einfluss variierender Netzverhältnisse auf die zugrunde gelegte komplexwertige Stromregelung mithilfe einer Fallstudie beschrieben. Für die Fallstudie werden zwei typische Netzbedingungen angenommen (vgl. Tab. 4.6, S.127): (1) Ein typisches Niederspannungsnetz mit geringer Netzbelastung (kurz: 1. Fall LV) und (2) ein typisches Mittelspannungsnetz mit hoher Netzbelastung (kurz: 2. Fall MV).

Sowohl die bereits getroffenen Schlussfolgerungen zu dem Einfluss variierender Netzimpedanzen auf die zugrunde gelegte komplexwertige Stromregelung (aus Kap. 4.3.2) als auch die Untersuchungen zu der Berücksichtigung variierender Netzverhältnisse bei der Auslegung eines LCL-Filters (aus Kap. 4.4.1) zeigen deutlich, dass besonders induktive Netzverhältnisse einen hohen Einfluss auf die erreichbare Regelgüte und die Stabilitätsgrenzen der Stromregelung haben. Dahingegen wirken ohmsche Netzverhältnisse dämpfend auf die zu regelnden Streckendynamiken. Diesen Gedankengängen folgend wird im Weiteren lediglich der Fall stark induktiver Netzverhältnisse diskutiert. Bei den in der Fallstudie angenommenen Netzverhältnissen ist diese Randbedingung für den Fall des Mittelspannungsnetzes mit hoher Netzbelastung (2. Fall MV) gegeben. Im Sinne der Übersichtlichkeit der Analysen wird auf eine Darstellung der entsprechenden Nyquist-Diagramme (wie in Kap. 4.3.2 durchgeführt) zur Bewertung der Robustheitseigenschaften verzichtet. Dahingegen werden die Ergebnisse der Robustheitsuntersuchungen tabellarisch zusammengefasst. Des Weiteren wird in Hinblick auf die Erweiterung des Stromregelungskonzeptes auf eine Adaption variierender Netzimpedanzen lediglich die Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} betrachtet. Diese Einschränkung der Analysen liegt in dem zur Anwendung kommenden Identifikationsverfahren der Netzimpedanz begründet, vgl. Kap. 3 (S. 19 ff.). Hier ist die Messung der Anschlussströme i_{PCC} als Eingangsgröße der Bestimmung der Netzparameter im adaptiven Regelungsbetrieb des Netzpulsstromrichters notwendig.

Zunächst wird der Einfluss variierender Netzimpedanzen auf die Stromregelung mit der LCL-Konfiguration I und Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} diskutiert. Die Voranalysen zeigen, dass unter idealen Bedingungen hier zwar kein aktives Dämpfungsnetzwerk zum Erreichen eines stabilen Regelverhaltens benötigt wird, jedoch die erreichbare Regelgüte deutlich durch die Verwendung der vorgeschlagenen frequenzselektiven Sollwertfilterung erhöht wird. Die Dimensionierung der LCL-Filterparameter ist der Tab. 4.12 (S. 168) zu entnehmen. Die Einstellung der Regelungsparameter wird in Tab. 4.13 (S. 169) zusammengefasst. Die für die Auslegung des zugrunde gelegten Stromreglers und des aktiven Dämpfungsnetzwerks angenommenen nominellen Netzparameter des Mittelspannungsnetzes mit hoher Belastung werden in Tab. 4.6 (S. 127) dargestellt.

Tab. 4.14: Robustheitseigenschaften der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse (2. Fall MV, vgl. Tab. 4.6, S.127, LCL-Konfig. I, i_{PCC} -Rückführung)

Netzzustand	direkte Stromdynamik $G_{dd}(z)$			indirekte Stromdynamik $G_{dq}(z)$	
	a_{dB} [dB]	φ_R [°]	bw_{Hz}/f_s	a_{dB} [dB]	φ_R [°]
$X/R_{real} = X/R_{nom} = 5$					
$S_{scpu,real} = 5$	8,9	44	0,07	5,5	26
$S_{scpu,real} = 15$	8,2	59	0,11	8,2	50
$S_{scpu,real} = 25$	8,0	57	0,12	28,3	90
$S_{scpu,real} = 50$	instabil				
$S_{scpu,real} = S_{scpu,nom} = 25$					
$X/R_{real} = 1$	8,0	56	0,12	13,2	105
$X/R_{real} = 2,5$	8,1	57	0,12	27,9	93
$X/R_{real} = 5$	8,0	57	0,12	28,3	90
$X/R_{real} = 10$	8,1	57	0,12	15,0	88

In der Tab. 4.14 sind die Ergebnisse der theoretischen Robustheitsuntersuchungen der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für die LCL-Konfiguration I mit Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} zusammengefasst. Die Ergebnisse werden in die Robustheitseigenschaften der direkten und der indirekten Stromregelungsdynamik in Abhängigkeit der angenommenen realen Netzbedingungen aufgeteilt. Werden die Fälle, bei denen die nominellen Netzparameter mit den realen Netzparametern übereinstimmen, betrachtet, so fällt zunächst eine Abweichung der Robustheitseigenschaften der direkten Stromübertragungsdynamik zu den Werten der Regelungsperformance aus Tab. 4.13 auf. Dieser Unterschied liegt in der abweichenden nominellen Netzbedingungen der Fallstudie begründet. Ein besonders signifikantes Ergebnis aus Tab. 4.14 ist, dass eine Verdoppelung der realen relativen Kurzschlussleistung des Netzes (bei gleichbleibendem nominellen X/R-Verhältnis) gegenüber der nominellen relativen Kurzschlussleistung zu instabilem Regelverhalten führt. Des Weiteren führt eine Verringerung der realen relativen Netzkurzschlussleistung (bei gleichbleibendem nominellen X/R-Verhältnis) gegenüber der nominellen relativen Netzkurzschlussleistung zu einer deutlichen Reduzierung der Robustheitseigenschaften der indirekten Stromregelungsdynamik. Dahingegen werden die Robustheitseigenschaften der direkten geregelten Stromdynamik durch eine Verringerung der realen relativen Netzkurzschlussleistung nur geringfügig beeinflusst. Für eine Variation der X/R-Verhältnisse bei konstanter (nomineller) relativer Netzkurzschlussleistung wird zwar über den gesamten betrachteten Aufweitungsbereich ein stabiles Regelverhalten erreicht, jedoch werden wiederum die Robustheitseigenschaften der indirekten Stromübertragungsdynamik durch variierende, von dem nominellen X/R-Verhältnis abweichende, Netzbedingungen reduziert. Die Robustheitseigenschaften der direkten geregelten Stromübertragungsdynamik bleiben dahingegen nahezu unbeeinflusst von den abweichenden X/R-Verhältnissen (bei gleichbleibender nomineller relativer Netzkurzschlussleistung).

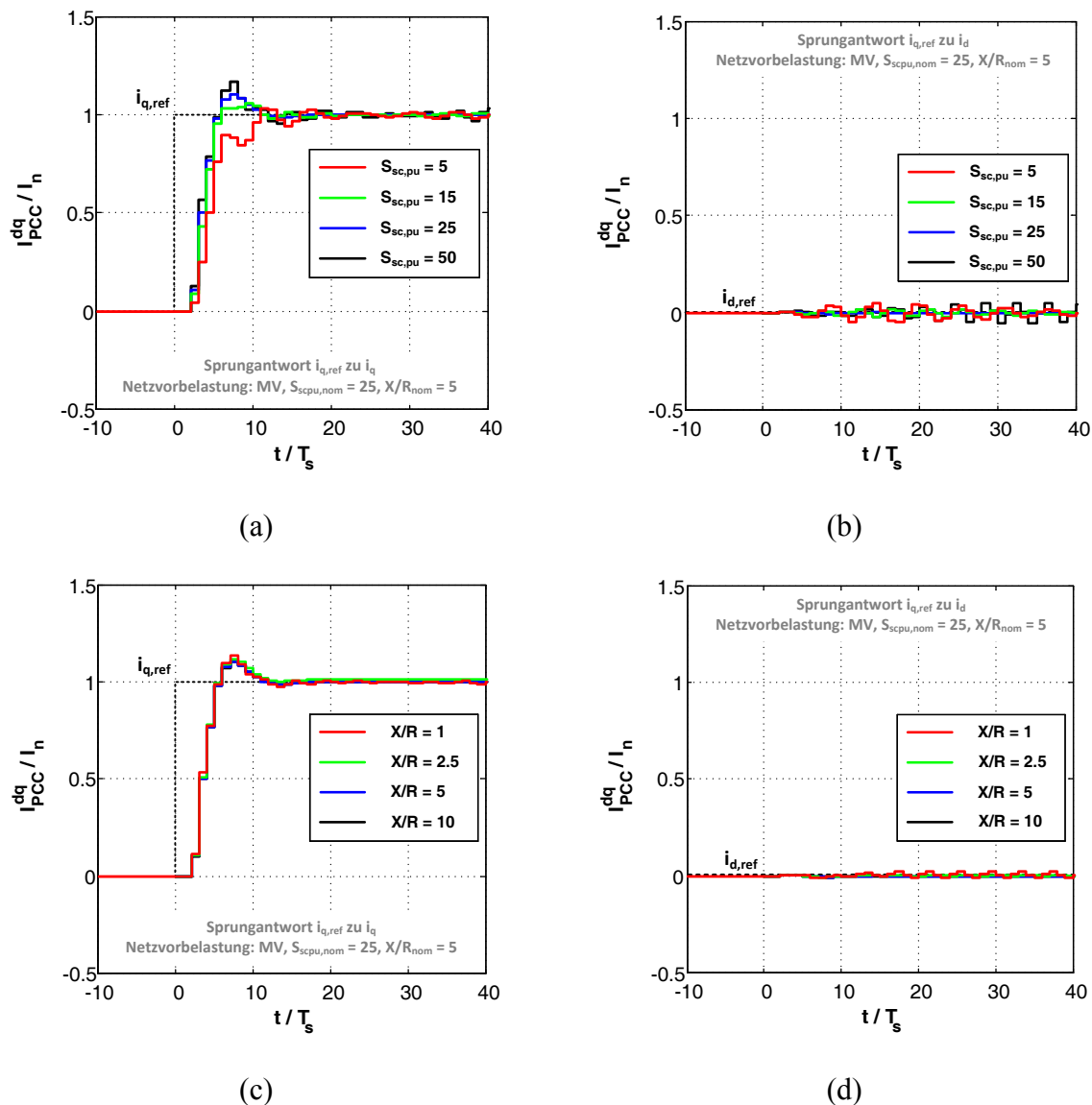


Abb. 4.32: Berechnete Sprungantwort der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse:
 (2. Fall MV, vgl. Tab. 4.6, S.127, LCL-Konfig. I, i_{PCC} -Rückführung, $f_s = 5,1$ kHz, α -PWM)
 (a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende relative Netzkurzschlussleistungen;
 (c) q - und (d) d -Stromkomponente für variierende X/R-Verhältnisse des Netzes

Die Abb. 4.32 zeigt die berechneten Sprungantworten der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für die beschriebenen variierten (induktiven) Netzverhältnisse mit LCL-Konfiguration I und Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} . In der Abb. 4.32 (a) und (b) sind die Sprungantworten der direkten (hier: q -Strom Sollwert zu q -Strom Istwert) und der indirekten (hier: q -Strom Sollwert zu d -Strom Istwert) Übertragungsdynamik für variierende relative Netzkurzschlussleistungen (bei gleichbleibendem nominellen X/R-Verhältnis) dargestellt. Die Abb. 4.32 (c) und (d) zeigt die entsprechenden Sprungantworten für variierende X/R-Verhältnisse des Netzes (bei gleichbleibender nomineller relativer Netzkurzschlussleistung). Die illustrierten Sprungantworten zeigen, dass vor allem relative Netzkurzschlussleistungen, welche von der nominellen Netzbedingung abweichen (bei

gleichbleibendem nominellen X/R-Verhältnis), einen deutlichen Einfluss auf die erreichbare Regeldynamik haben. Genauer führt eine Erhöhung der realen relativen Netzkurzschlussleistung gegenüber der nominellen relativen Netzkurzschlussleistung zu einer Erhöhung der Dynamik der direkten Sprungantwort und zu einem schwach gedämpften Aufschwingen der indirekten Sprungantwort. Das schwach gedämpfte Aufschwingen der indirekten Sprungantwort führt in diesem Fall obendrein zu einem instabilen Stromregelverhalten. Sind die realen relativen Netzkurzschlussleistungen dahingegen kleiner als die nominelle Netzkurzschlussleistung (bei gleichbleibendem nominellen X/R-Verhältnis), dann wird die Dynamik der direkten Sprungantwort deutlich verringert. Dies spiegelt sich insbesondere in einer Verringerung der Regelungsbandbreite für die betrachteten Fälle wider, vgl. Tab. 4.14. Weiterhin nehmen die Verkopplungsdynamiken, zu erkennen an der indirekten Sprungantwort aus Abb. 4.32 (b), für kleiner werdende reale relative Netzkurzschlussleistungen deutlich zu. In Abgrenzung zu dem Fall größer werdender relativer Netzkurzschlussleistungen bleiben die Verkopplungsdynamiken für die betrachteten Netzbedingungen jedoch im stabilen Regelbereich. Eine Variation des X/R-Verhältnisses der angenommenen Netzbedingungen (bei gleichbleibender nomineller relativer Netzkurzschlussleistung) hat einen geringfügigen Einfluss auf die Regeldynamik. Hier bleibt eine leichte Erhöhung der Verkopplungsdynamiken, vgl. Abb. 4.32 (d), für reale X/R-Verhältnisse festzuhalten, welche kleiner sind als das zur Auslegung der Stromregelung angenommene X/R-Verhältnis.

Tab. 4.15: Robustheitseigenschaften der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse (2. Fall MV, vgl. Tab. 4.6, S.127, LCL-Konfig. II, i_{PCC} -Rückführung)

Netzzustand	direkte Stromdynamik $G_{dd}(z)$			indirekte Stromdynamik $G_{dq}(z)$	
	a_{dB} [dB]	φ_R [°]	bw_{Hz}/f_s	a_{dB} [dB]	φ_R [°]
$X/R_{real} = X/R_{nom} = 5$					
$S_{scpu,real} = 15$					instabil
$S_{scpu,real} = 20$	6,7	45	0,10	3,7	28
$S_{scpu,real} = 25$	6,8	49	0,11	45,5	91
$S_{scpu,real} = 30$	6,3	46	0,12	2,3	28
$S_{scpu,real} = 50$					instabil
$S_{scpu,real} = S_{scpu,nom} = 25$					
$X/R_{real} = 1$	6,0	44	0,12	8,3	78
$X/R_{real} = 2,5$	7,0	48	0,11	20,7	94
$X/R_{real} = 5$	6,8	49	0,11	45,5	91
$X/R_{real} = 10$	6,8	49	0,11	14,6	100

Die Ergebnisse der Robustheitsuntersuchungen für variierende Netzverhältnisse bezüglich der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung mit der LCL-Konfiguration II und i_{PCC} -Rückführung sind in Tab. 4.15 zusammengefasst. Die Ergebnisse zeigen klar, dass die Stabilitätsgrenzen der Stromregelung für diese Filterkonfiguration durch variierende Netzbedingungen deutlich reduziert werden. Für den Fall, dass die realen relativen Netzkurzschlussleistungen (bei gleichbleibendem nominellen X/R-Verhältnis) von der nominellen relativen Netzkurzschlussleistung abweichen, wird ein stabiles Stromregelverhalten in dem Intervall der relativen Netzkurzschlussleistung von 20 bis 30 erreicht. In Bezug zu dem angenommenen Aufweitungsbereich möglicher Netzimpedanzen des Fallbeispiels (2. Fall, MV, $S_{sc,pu} = 5 \dots 50$) stellt dies eine signifikante Einschränkung des Stabilitätsbereichs der Stromregelung dar. Es wird ein besonders hoher Einfluss der variierenden relativen Netzkurzschlussleistungen auf die Robustheitseigenschaften der indirekten geregelten Stromdynamik festgestellt. Hier kommt es zu einer deutlichen Reduzierung der Amplitudenreserve für abweichende relative Netzkurzschlussleistungen. Dieser Trend ist auch bei der Variation der X/R-Verhältnisse des Netzes zu erkennen. Hier wird zwar über dem gesamten angenommenen Wertebereich möglicher X/R-Verhältnisse des Netzes (bei gleichbleibender nomineller relativer Netzkurzschlussleistung) ein stabiles Regelverhalten erreicht, jedoch werden auch hier die Robustheitseigenschaften durch (von dem nominellen Netzzustand) abweichende X/R-Verhältnisse reduziert.

In der Abb. 4.33 ist der Einfluss variierender Netzimpedanzverhältnisse auf die Regeldynamik der Stromregelung mit LCL-Filterkonfiguration II und Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} abgebildet. Die Darstellung der Sprungantworten wird in die Betrachtung des Einflusses variierender relativer Netzkurzschlussleistungen (bei konstantem nominellen X/R-Verhältnis des Netzes), vgl. Abb. 4.33 (a) und (b), und in die Betrachtung des Einflusses variierender X/R-Verhältnisse des Netzes (bei gleichbleibender nomineller relativer Netzkurzschlussleistung), vgl. Abb. 4.33 (c) und (d), untergliedert. Zunächst wird der Fall variierender relativer Netzkurzschlussleistungen diskutiert. Weicht hier die reale relative Netzkurzschlussleistung von der nominellen relativen Netzkurzschlussleistung ab, so ist eine deutliche Erhöhung der Verkopplungsdynamiken, erkennbar an der indirekten Sprungantwort aus Abb. 4.33 (b), festzuhalten. Diese Erhöhung der Verkopplungsdynamiken führt schlussendlich auch zu einem instabilen Regelverhalten bei einer realen relativen Netzkurzschlussleistung von 15. Dahingegen hat eine Variation der X/R-Verhältnisse des Netzes nur geringfügigen Einfluss auf die Verkopplungsdynamiken der Stromregelung, vgl. Abb. 4.33 (d). Eine Variation des X/R-Verhältnisses des Netzes (bei gleichbleibender nomineller relativer Netzkurzschlussleistung) führt des Weiteren zu einer Erhöhung der direkten Stromregelungsdynamik für den Fall, dass das reale X/R-Verhältnis kleiner dem nominellen X/R-Verhältnis des Netzes ist, vgl. Abb. 4.33 (c). Eine Erhöhung des realen X/R-Verhältnisses über das nominelle X/R-Verhältnis des Netzes hat einen unwesentlichen Einfluss auf die direkte Stromregelungsdynamik.

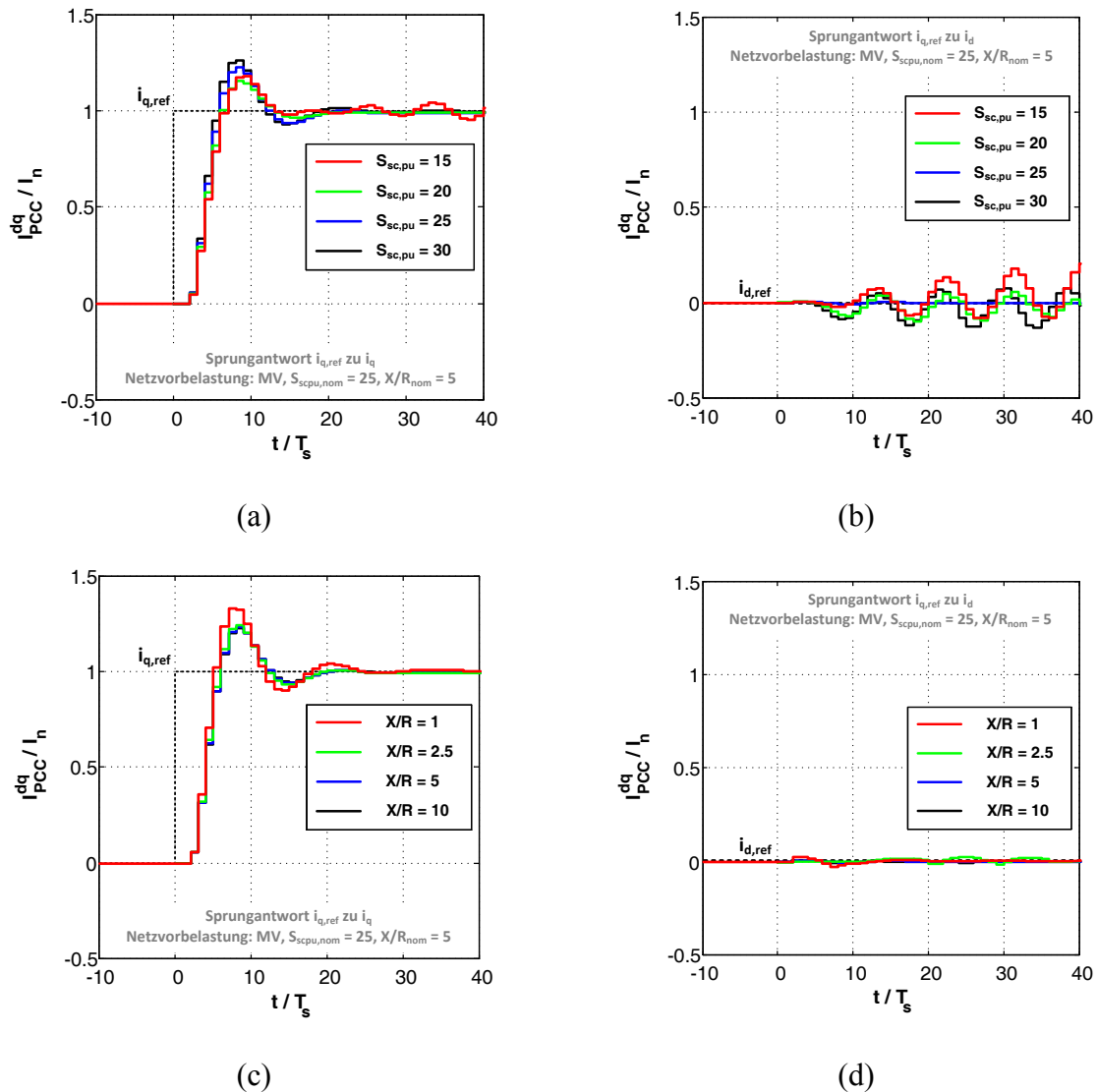


Abb. 4.33: Berechnete Sprungantwort der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse:
 (2. Fall MV, vgl. Tab. 4.6, S.127, LCL-Konfig. II, i_{PCC} -Rückführung, $f_s = 5,1 \text{ kHz}$, a -PWM)
 (a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende relative Netzkurzschlussleistungen;
 (c) q - und (d) d -Stromkomponente für variierende X/R -Verhältnisse des Netzes

Aus den in den vorhergehenden Abschnitten diskutierten Fallbeispielen zu dem Einfluss variierender Netzbedingungen auf die Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung sowie Verwendung verschiedener LCL-Filterkonfigurationen werden folgende Schlussfolgerungen gezogen:

- Induktive Netzimpedanzverhältnisse mit geringer relativer Netzkurzschlussleistung haben einen hohen Einfluss auf die erreichbaren dynamischen Eigenschaften sowie die Robustheitsparameter bzw. Stabilitätsgrenzen der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung der LCL-Filterresonanzen.
- Für die Festlegung der minimalen Robustheits- und Stabilitätsgrenzen der Stromregelung mit komplexwertigem aktiven Dämpfungsnetzwerk sind sowohl die direkte

Stromregelungsdynamik (d.h. d -Strom Sollwert zu d -Strom Istwert bzw. q -Strom Sollwert zu q -Strom Istwert) als auch die indirekte Stromregelungsdynamik (d.h. d -Strom Sollwert zu q -Strom Istwert bzw. q -Strom Sollwert zu d -Strom Istwert) maßgebend.

- Im Sinne der erreichbaren Stabilitätsgrenzen bei variierenden Netzbedingungen sind besonders diejenigen LCL-Filterkonfigurationen und Regelungsrückführungen kritisch, bei denen der Einsatz eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes zum Erreichen eines stabilen (nominellen) Regelverhaltens unabdingbar sind (hier: LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC}).
- Die Annahme zu schwacher Netzbedingungen bei der Auslegung der Stromregelung (d.h. $S_{scpu,nom} \leq S_{scpu,real}$) führt grundsätzlich zu einer Erhöhung der Stromregelungsdynamik über die nominelle Regelungsauslegung hinaus. Das führt im ungünstigsten Fall zu instabilen Stromregelungsverhalten. Dies trifft insbesondere auch für die vermeintlich unkritischen Fälle der LCL-Filterkonfigurationen und Regelungsrückführungen zu, bei denen grundsätzlich kein aktives Dämpfungsnetzwerk zum Erreichen eines stabilen Regelverhaltens notwendig wäre (hier: LCL-Konfiguration I und i_{PCC} -Rückführung).
- Netzverhältnisse, welche von den nominellen Bedingungen abweichen, führen grundsätzlich zu einer Erhöhung der Verkopplungsdynamiken der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung der LCL-Filterresonanzen.

4.4.5 Adaption des gewählten aktiven Dämpfungsverfahrens an variierende Netzimpedanzen

In diesem Abschnitt wird das in Kap. 4.4.3 (vgl. S. 157 ff.) entwickelte Stromregelungskonzept mit komplexwertiger aktiver Dämpfung von LCL-Filterresonanzen um eine Adaption variierender Netzimpedanzen erweitert. Das Stromregelungskonzept basiert auf einer Regelung der äquivalenten (niederfrequenten) L-Filterdynamik des LCL-Filters durch die zugrunde gelegte komplexwertige Stromregelung (vgl. Kap. 4.3.1, S. 117 ff.) sowie der aktiven Dämpfung des (hochfrequenten) resonanten LCL-Filterverhaltens durch eine komplexwertige frequenzselektive Sollwertfilterung. Entsprechend dieser Aufteilung werden auch die Betrachtungen zu der Adaption variierender Netzimpedanzen für das vorgeschlagene Stromregelungskonzept unterteilt.

Zunächst wird die Adaption der Stromregelung an variierender Netzparameter für die Regelung der (niederfrequenten) äquivalenten L-Filterdynamik des LCL-Filters diskutiert. Grundsätzlich kommt hier das bereits in Kap. 4.3.3 (vgl. S. 133 ff.) beschriebene adaptive Regelungskonzept für einen Netzpulsstromrichter mit netzseitigem L-Filterssystem zur Anwendung. Hier unterscheidet sich lediglich die Berechnung der für die Nachführung der Regelparameter verwendeten Regelstreckenparameter derart, dass:

$$L_f' = \begin{cases} L_{fc} + L_{fg} + L_{Netz,nom}, & \text{bei Initialisierung der Stromregelung} \\ L_{fc} + L_{fg} + L_{Netz,est}, & \text{im adaptiven Stromregelungsbetrieb} \end{cases} \quad (4.77)$$

$$R'_f = \begin{cases} R_{fc} + R_{fg} + R_{Netz,nom}, & \text{bei Initialisierung der Stromregelung} \\ R_{fc} + R_{fg} + R_{Netz,est}, & \text{im adaptiven Stromregelungsbetrieb} \end{cases}$$

Dementsprechend erfolgt die Nachführung der Nullstelle z_0 und die Anpassung der Reglerverstärkung K_{rz} der zugrunde gelegten Stromregelung weiterhin nach den Glg. (4.54)-(4.56) (vgl. S. 133-134).

Nachfolgend wird die Adaption des frequenzselektiven Sollwertfilters für die komplexwertige aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanzen an variierende Netzimpedanzverhältnisse diskutiert.

Die Einstellung der Sollwertfilterung unter Berücksichtigung nomineller Netzbedingungen wird in Kap. 4.4.3 (vgl. Tab. 4.13, S. 169) vorgestellt. Die Abstimmung des Filterverhaltens erfolgt dort in Abhängigkeit der betrachteten LCL-Filterkonfiguration und der verwendeten Regelungsrückführung. Es kommt eine Polplatzierungsstrategie zur Anwendung, bei welcher die Lage der Nullstellen des Sollwertfilters in Abhängigkeit der realen LCL-Filter Resonanzkreisfrequenz ω_{Res} sowie einer entsprechenden Dämpfung D_0 beschrieben wird. Die Lage der Polstellen des frequenzselektiven Sollwertfilters wird über die reale Anti-Resonanzkreisfrequenz $\omega_{0,g}$ des LCL-Filters sowie über die Dämpfung D_∞ beschrieben. Aus dieser Beschreibung der Pol-Nullstellenlagen durch ihre Eigenkreisfrequenzen ω_i und Dämpfungen D_i wird weiterhin eine Berechnung der entsprechenden Filterkoeffizienten für eine effiziente Implementierung auf einem Echtzeit-Rechensystem vorgestellt (vgl. Tab. 4.11, S. 165). Des Weiteren basiert die Berechnung der Filterverstärkung K_{AD} auf diesen Filterkoeffizienten (vgl. Glg. (4.75) bzw. (4.76), S. 165). Die Auslegung der Filterverstärkung K_{AD} zielt darauf ab, die stationäre Verstärkung des offenen Regelkreises über einen möglichst weiten Frequenzbereich nur geringfügig zu beeinflussen.

Diese beschriebene, von den LCL-Filtereigenschaften ω_{Res} und $\omega_{0,g}$ abhängige, Auslegungsstrategie der frequenzselektiven Sollwertfilterung macht eine Adaption des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes an variierende Netzimpedanzen möglich. Demnach wird die Lage des Nullstellenpaares z_{01}/z_{02} , die Lage des Polstellenpaares $z_{\infty 1}/z_{\infty 2}$ sowie die Berechnung der Filterverstärkung K_{AD} des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes durch eine Nachführung der realen LCL-Filterresonanzkreisfrequenz ω_{Res} sowie der realen Anti-Resonanzkreisfrequenz $\omega_{0,g}$ im adaptiven Regelungsbetrieb an die veränderlichen Netzimpedanzen angepasst.

Da eine Messwerterfassung des netzseitigen Stroms i_{PCC} durch das zur Anwendung kommende kombinierte Identifikationsverfahren der Netzimpedanz notwendig ist, wird im Weiteren auf die Betrachtung der Rückführung des umrichterseitigen Stroms i_{Conv} für die aktive Dämpfung verzichtet. Demzufolge gliedert sich die Entwicklung des netzadaptiven aktiven Dämpfungskonzeptes in die folgenden zwei Fallbeispiele auf:

1. Die LCL-Filterkonfiguration I, d.h. ein LCL-Filter mit hohem $f_{Res}/f_{Träger}$ -Verhältnis ($\approx 0,5$), und Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} .

2. Die LCL-Filterkonfiguration II, d.h. ein LCL-Filter mit niedrigem $f_{Res}/f_{Träger}$ -Verhältnis ($\approx 0,25$), und Rückführung des netzseitigen Stroms i_{PCC} .

Die Adaption der Lage der Nullstellen des frequenzselektiven Sollwertfilters ist, bedingt durch eine identische Auslegung, unabhängig von der betrachteten LCL-Filterkonfiguration. Daher wird die Eigenfrequenz der Filternullstellen im adaptiven Regelungsbetrieb gewählt zu (vgl. Tab. 4.11, S. 165):

$$\omega'_0 = \begin{cases} 1,0 \cdot \omega_{Res,nom}, & \text{bei Initialisierung der Stromregelung} \\ 1,0 \cdot \omega_{Res,est}, & \text{im adaptiven Stromregelungsbetrieb} \end{cases} \quad (4.78)$$

Hierbei berechnen sich die nominelle LCL-Filterresonanzkreisfrequenz $\omega_{Res,nom}$ und die geschätzte reale LCL-Filterresonanzkreisfrequenz $\omega_{Res,est}$ zu:

$$\omega_{Res,nom} = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fg} + L_{Netz,nom}}{C_f L_{fc} (L_{fg} + L_{Netz,nom})}} \quad (4.79)$$

$$\omega_{Res,est} = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fg} + L_{Netz,est}}{C_f L_{fc} (L_{fg} + L_{Netz,est})}}$$

Eine Anpassung der Dämpfung D_0 des Nullstellenpaares z_{01}/z_{02} des Sollwertfilters in Abhängigkeit der vorherrschenden Netzbedingungen wird nicht vorgesehen.

Die Adaption der Lage des Polstellenpaares $z_{\infty 1}/z_{\infty 2}$ des frequenzselektiven Sollwertfilters für die LCL-Filterkonfiguration I wird realisiert durch (vgl. Tab. 4.11, S. 165):

$$\omega'_\infty = \begin{cases} 3,5 \cdot \omega_{0g,nom}, & \text{bei Initialisierung der Stromregelung} \\ 3,5 \cdot \omega_{0g,est}, & \text{im adaptiven Stromregelungsbetrieb} \end{cases} \quad (4.80)$$

Dahingegen wird das Polstellenpaar des Sollwertfilters für die LCL-Filterkonfiguration II durchgeführt durch (vgl. Tab. 4.11, S. 165):

$$\omega'_\infty = \begin{cases} 2,0 \cdot \omega_{0g,nom}, & \text{bei Initialisierung der Stromregelung} \\ 2,0 \cdot \omega_{0g,est}, & \text{im adaptiven Stromregelungsbetrieb} \end{cases} \quad (4.81)$$

Die nominelle Anti-Filterresonanzkreisfrequenz $\omega_{0g,nom}$ und die geschätzte reale Anti-Filterresonanzkreisfrequenz $\omega_{0g,est}$ der betrachteten LCL-Filterkonfigurationen berechnen sich dabei zu:

$$\omega_{0g,nom} = \frac{1}{\sqrt{C_f (L_{fg} + L_{Netz,nom})}} \quad (4.82)$$

$$\omega_{0g,est} = \frac{1}{\sqrt{C_f(L_{fg} + L_{Netz,est})}}$$

Es wird wiederum von einer Anpassung der Dämpfung D_{∞} des Polstellenpaares $z_{\infty 1}/z_{\infty 2}$ des Sollwertfilters in Abhängigkeit der vorherrschenden Netzbedingungen abgesehen.

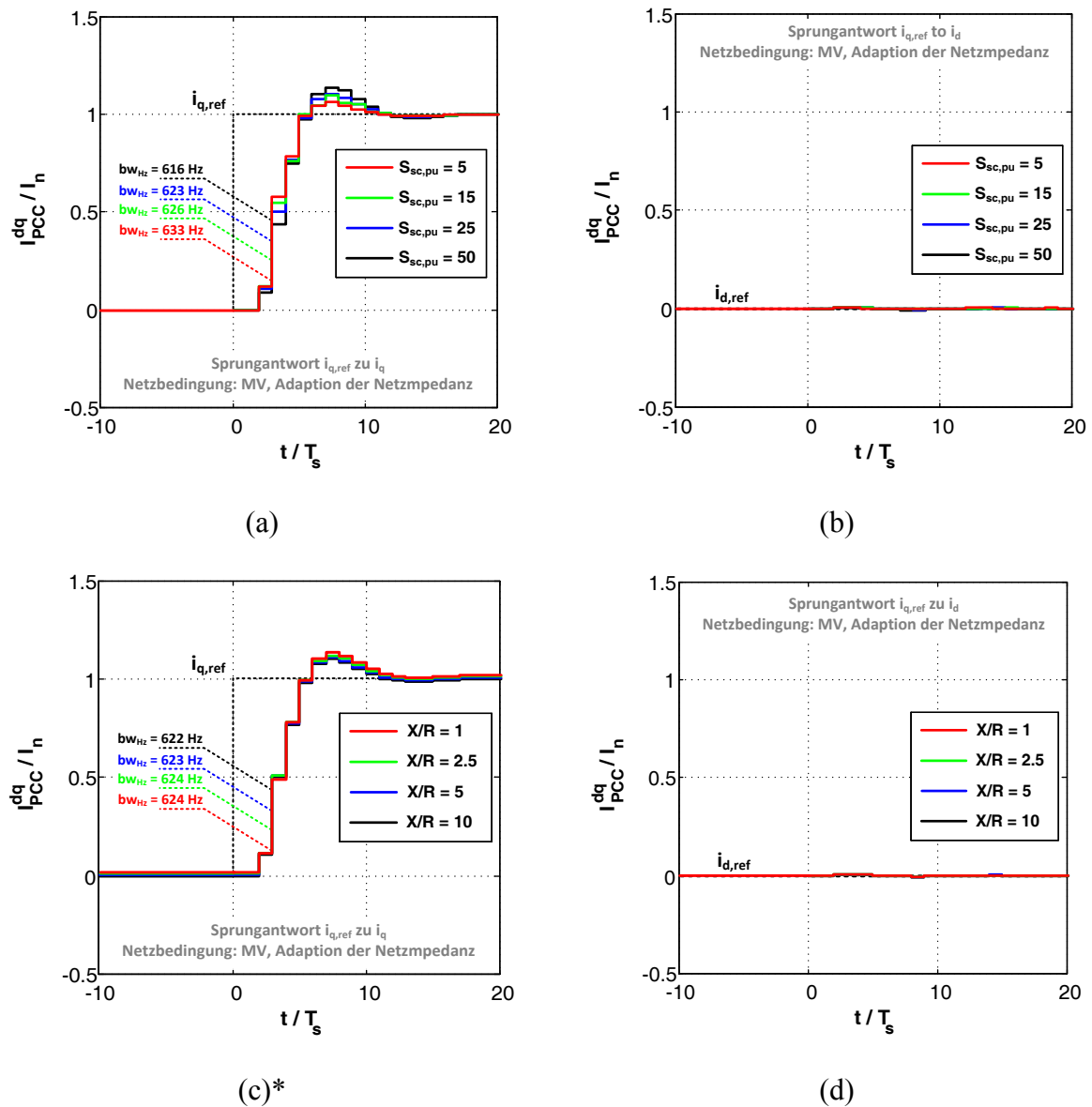


Abb. 4.34: Theoretisch berechnete Sprungantwort der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung bei Adaption variierender Netzimpedanzverhältnisse:
(2. Fall MV, vgl. Tab. 4.6, S.127, LCL-Konfig. I, i_{PCC} -Rückführung, $f_s = 5,1 \text{ kHz}$, a -PWM)
(a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende relative Netzkurzschlussleistungen;
(c) q - und (c) d -Stromkomponente für variierende X/R -Verhältnisse des Netzes

*zur Illustration wurden berechnete Verläufe leicht verschoben um die identischen Stromverläufe sichtbar zu machen

In Abb. 4.34 sind die theoretisch berechneten Sprungantworten der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung bei Adaption variierender Netzimpedanzen für den Fall des typischen Mittelspannungsnetzes mit hoher Belastung sowie mit Verwendung der LCL-Filterkonfiguration I dargestellt. Im Vergleich zu dem Regelverhalten der nicht-adaptiven Stromregelung unter sonst gleichen Randbedingungen (vgl. Abb. 4.32, S. 174) wird zunächst der Stabilitätsbereich der Stromregelung erweitert. Des Weiteren werden durch die Adaption der variierenden Netzbedingungen die Verkopplungsdynamiken, zu erkennen an den Sprungantworten der indirekten Stromdynamiken aus Abb. 4.34 (b) und (d), deutlich reduziert. Die Bandbreite sowie die Sprungantworten der direkten Stromregelungsdynamiken, vgl. Abb. 4.34 (a) und (c), sind nahezu unabhängig von den betrachteten Netzbedingungen. Hier ist eine geringfügige Abhängigkeit der Anstiegszeit sowie der Überschwingweiten von den angenommenen Netzbedingungen festzustellen. Die von den Netzbedingungen abhängigen Abweichungen der Regelungsdynamiken für die betrachteten Sollwertsprünge sind auf das vorgeschlagene Adaptionskonzept der Dämpfungen der Pol- bzw. Nullstellenpaare des frequenzselektiven Sollwertfilters zurückzuführen. Diese werden aufgrund der Verringerung des Auslegungsaufwandes der adaptiven aktiven Dämpfung unabhängig von dem Netzzustand auf einen konstanten Wert festgelegt. Eine Veränderung der Netzbedingungen, genauer des ohmschen Anteils der Netzimpedanz, führt zu einer veränderten inhärenten Dämpfung der LCL-Filterresonanz. Diese veränderte inhärente Dämpfung der LCL-Filterresonanz führt ihrerseits zu einem von den Netzbedingungen abhängigen Anregel- und Überschwingverhalten der adaptiven Stromregelung.

Die Abb. 4.35 zeigt die theoretisch berechneten Sprungantworten der netzadaptiven Stromregelung mit Verwendung der LCL-Filterkonfiguration II unter der Annahme typischer Netzbedingungen eines Mittelspannungsnetzes mit hoher Belastung. Im Vergleich zu der nicht-adaptiven Stromregelung für die betrachteten variierten Netzbedingungen (vgl. Abb. 4.33, S. 177) wird der Stabilitätsbereich durch die netzadaptive aktive Dämpfung deutlich erhöht. Genauer wird für alle angenommenen Netzbedingungen ein stabiles Regelverhalten mit vergleichbarem dynamischen Regelungsverhalten erreicht. Die auftretenden Verkopplungsdynamiken, vgl. Abb. 4.35 (b) und (d), sind nahezu unabhängig von den Netzbedingungen. Die auftretende Abhängigkeit der direkten Stromübertragungsdynamiken, vgl. Abb. 4.35 (a) und (c), ist wiederum auf die vorgeschlagene Adaptionstrategie zurückzuführen.

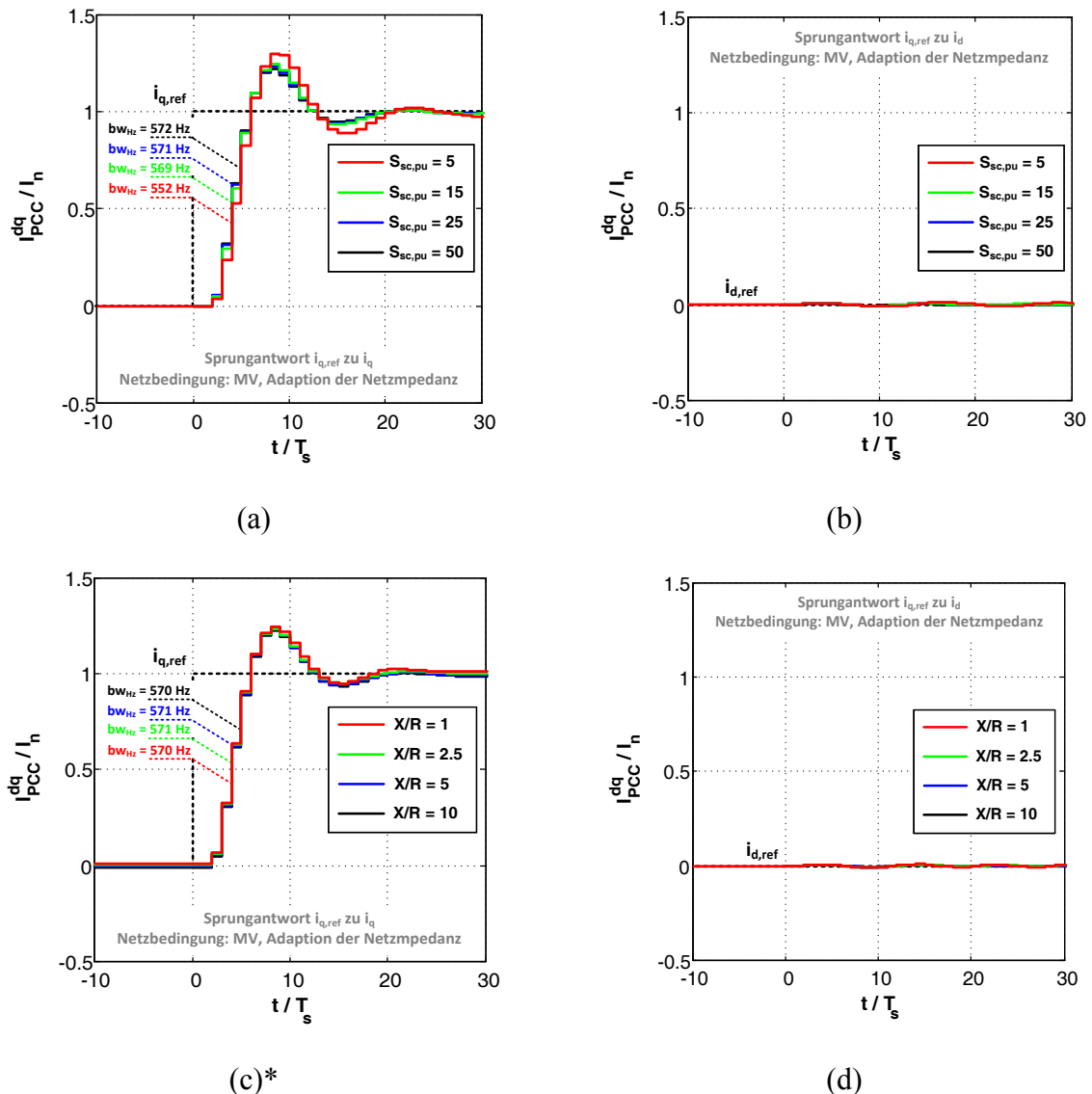


Abb. 4.35: Theoretisch berechnete Sprungantwort der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung bei Adaption variierender Netzimpedanzverhältnisse:

(2. Fall MV, vgl. Tab. 4.6, S.127, LCL-Konfig. II, i_{PCC} -Rückführung, $f_s = 5,1 \text{ kHz}$, a -PWM)

(a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende relative Netzkurzschlussleistungen;

(c) q - und (d) d -Stromkomponente für variierende X/R-Verhältnisse des Netzes

*zur Illustration wurden berechnete Verläufe leicht verschoben um die identischen Stromverläufe sichtbar zu machen

Die beispielhaften Betrachtungen der erreichbaren Sprungantworten der unterschiedlichen LCL-Filterkonfigurationen für die variierten (induktiven) Netzbedingungen zeigen deutlich, dass durch das entwickelte netzadaptive aktive Dämpfungskonzept eine nahezu vom Netzzustand unabhängige Stromregelungsdynamik erreicht wird. Des Weiteren wird, gerade für die kritischen LCL-Filterkonfigurationen bei denen ein stabiles Regelverhalten nur durch die Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes erreicht wird, der Stabilitätsbereich im Vergleich zu einer nicht-adaptiven Stromregelung deutlich erhöht. Genauer wird hier, zumindest theoretisch, für alle Netzverhältnisse ein stabiles Stromregelungsver-

halten mit hoher Regelungsdynamik erreicht. Der notwendige Messaufwand des entwickelten netzadaptiven Stromregelungskonzeptes wird durch die Verwendung des netzseitigen Stroms i_{PCC} sowohl für die Identifikation der Netzimpedanz als auch für die Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung auf ein minimal mögliches Maß reduziert.

4.4.6 Messergebnisse der vorgestellten aktiven Dämpfungsverfahren bei unveränderlichen Netzbedingungen

Nachfolgend wird das neu entwickelte komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk mit frequenzselektiver Sollwertfilterung unter Laborbedingungen validiert. Die messtechnischen Untersuchungen zielen neben der Bewertung der erreichbaren Regelgüte durch das komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk auch auf einen Vergleich zu der konventionellen reellwertigen Sollwertfilterung ab.

Tab. 4.16: Übersicht der zur Validierung der aktiven Dämpfungsverfahren durchgeführten messtechnischen Untersuchungen

Messung	Abbildung	Untersuchung	Zielsetzung
1	Abb. 4.36	Strom-Sprungantwort mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für LCL I und I_{Conv} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Validierung der komplexwertigen aktiven Dämpfung
2	Abb. 4.37	Strom-Sprungantwort mit reellwertiger aktiver Dämpfung für LCL I und I_{Conv} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Vergleich der reellwertigen und komplexwertigen aktiven Dämpfung
3	Abb. 4.38	Sprunghafte Abschaltung der komplexwertigen aktiven Dämpfung für LCL I und I_{Conv} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Prüfung der Notwendigkeit der aktiven Dämpfung
4	Abb. 4.39	Strom-Sprungantwort ohne aktive Dämpfung für LCL I und I_{PCC} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Vergleich der erreichbaren Regelgüte mit und ohne aktive Dämpfung
5	Abb. 4.40	Strom-Sprungantwort mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für LCL I und I_{PCC} -Rückführung	
6	Abb. 4.41	Strom-Sprungantwort mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für LCL II und I_{PCC} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Vergleich der reellwertigen und komplexwertigen aktiven Dämpfung Prüfung der Notwendigkeit der aktiven Dämpfung
7	Abb. 4.42	Strom-Sprungantwort mit reellwertiger aktiver Dämpfung für LCL II und I_{PCC} -Rückführung	
8	Abb. 4.43	Sprunghafte Abschaltung der komplexwertigen aktiven Dämpfung für LCL II und I_{PCC} -Rückführung	

In Tab. 4.16 ist eine Übersicht der zur Validierung des komplexwertigen aktiven Dämpfungsverfahrens durchgeführten messtechnischen Untersuchungen dargestellt. Es wird die LCL-Filterkonfiguration I und auch die Konfiguration II berücksichtigt. Ferner werden sowohl die für die Stabilität der Stromregelung kritischen Systemkonfigurationen (d.h.

LCL I mit I_{Conv} -Rückführung sowie LCL II mit I_{PCC} -Rückführung) als auch die für die netzadaptive Umsetzung relevanten Systemkonfigurationen (d.h. LCL I mit I_{PCC} -Rückführung und LCL II mit I_{PCC} -Rückführung) betrachtet. Weiterhin sind in Tab. 4.17 die für die messtechnischen Untersuchungen gewählten Randbedingungen zusammengefasst. Für die Analysen wird vorerst angenommen, dass die im Labor vorherrschenden Netzbedingungen bekannt und unveränderlich sind.

Tab. 4.17: Zusammenfassung der gewählten Randbedingungen der Untersuchungen (falls keine abweichenden Angaben)

Variable	Beschreibung	Wert (pu)
$U_{LL,n}$	Spannung am Netzanschlusspunkt	400 V (1,0)
U_{DC}	geregelte Zwischenkreisspannung	700 V (1,75)
$U_{DC,Boost}$	Zwischenkreisspannungsreserve	95 V (0,24)
ω_{grid}	Netzkreisfrequenz	2π 50 Hz (1,0)
L_{Netz}	äquivalente Netzinduktivität (gemessene Vorbelastung)	55 μ H (0,003)
R_{Netz}	äquivalenter Netzwidestand (gemessene Vorbelastung)	260 m Ω (0,05)
$L_{vor,NVN}$	vorgesaltete Induktivität NVN (emulierte Netzbedingung)	0,5 mH (0,03)
$f_{Träger}$	PWM-Trägerfrequenz (a-PWM)	2,55 kHz (51)
PWM	Pulsweiten-Modulationsverfahren	SVM-PWM

Zunächst werden die Messergebnisse zu der LCL-Konfiguration I und Rückführung des umrichterseitigen Stroms I_{Conv} (Messung 1-3) diskutiert. Nach den theoretischen Vorüberlegungen aus Kap. 4.4.3 ist bei dieser Systemkonfiguration die Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes zum Erreichen eines stabilen Stromregelverhaltens unabdingbar.

In Abb. 4.36 ist die gemessene Sprungantwort (Messung 1) der Stromregelung mit komplexwertigem aktiven Dämpfungsnetzwerk für einen Sollwertsprung der q -Komponente (von ca. 5 kVAr kapazitiv) dargestellt. Genauer zeigt die Abb. 4.36 (a) die Sprungantwort der q -Stromkomponente des umrichterseitigen Stroms I_{Conv} , (b) das zugehörige Oszillogramm mit einphasiger Messung der Filterkapazitätsspannung $U_{Cf,a}$ (CH3), des netzseitigen Stroms $I_{PCC,a}$ (CH2) und des umrichterseitigen Stroms $I_{Conv,a}$ (CH1), (c) die Sprungantwort der d -Stromkomponente des umrichterseitigen Stroms und (d) die entsprechende Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung. Im Vergleich zu der analytisch berechneten Sprungantwort für diesen Fall, vgl. Abb. 4.31 (a) und (b) (S. 171), zeigt die vermessene Sprungantwort grundsätzlich die erwarteten Verläufe. Sowohl die direkte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.36 (a), als auch die indirekte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.36 (c), offenbaren bis auf leichte Abweichungen aufgrund von Messungenauigkeiten die erwartete Regelungsdynamik bei gleichzeitig guter Kompensation der Verkopplungsdynamiken, vgl. Abb. 4.36 (d).

Es ist lediglich eine erhöhte Verkopplungsdynamik der q -Stromkomponente festzuhalten. Diese wird hauptsächlich durch die nicht ideal konstanten Lastbedingungen des drehzahlvariablen Antriebssystems während des Experiments hervorgerufen. Zudem wird die LCL-Filterresonanz trotz der hohen Führgrößendynamik sowohl im stationären als auch transienten Regelbetrieb ausreichend aktiv gedämpft. Die ausreichende Dämpfung ist unter anderem an dem Verlauf der Filterkondensatorspannung der ersten Phase $U_{Cf,a}$ im abgebildeten Oszillogramm zu erkennen. Hier ist weder während des Sollwertsprunges (bei Trigger-Zeitpunkt) noch zu einem anderen Zeitpunkt ein oszillierendes Verhalten zu erkennen.

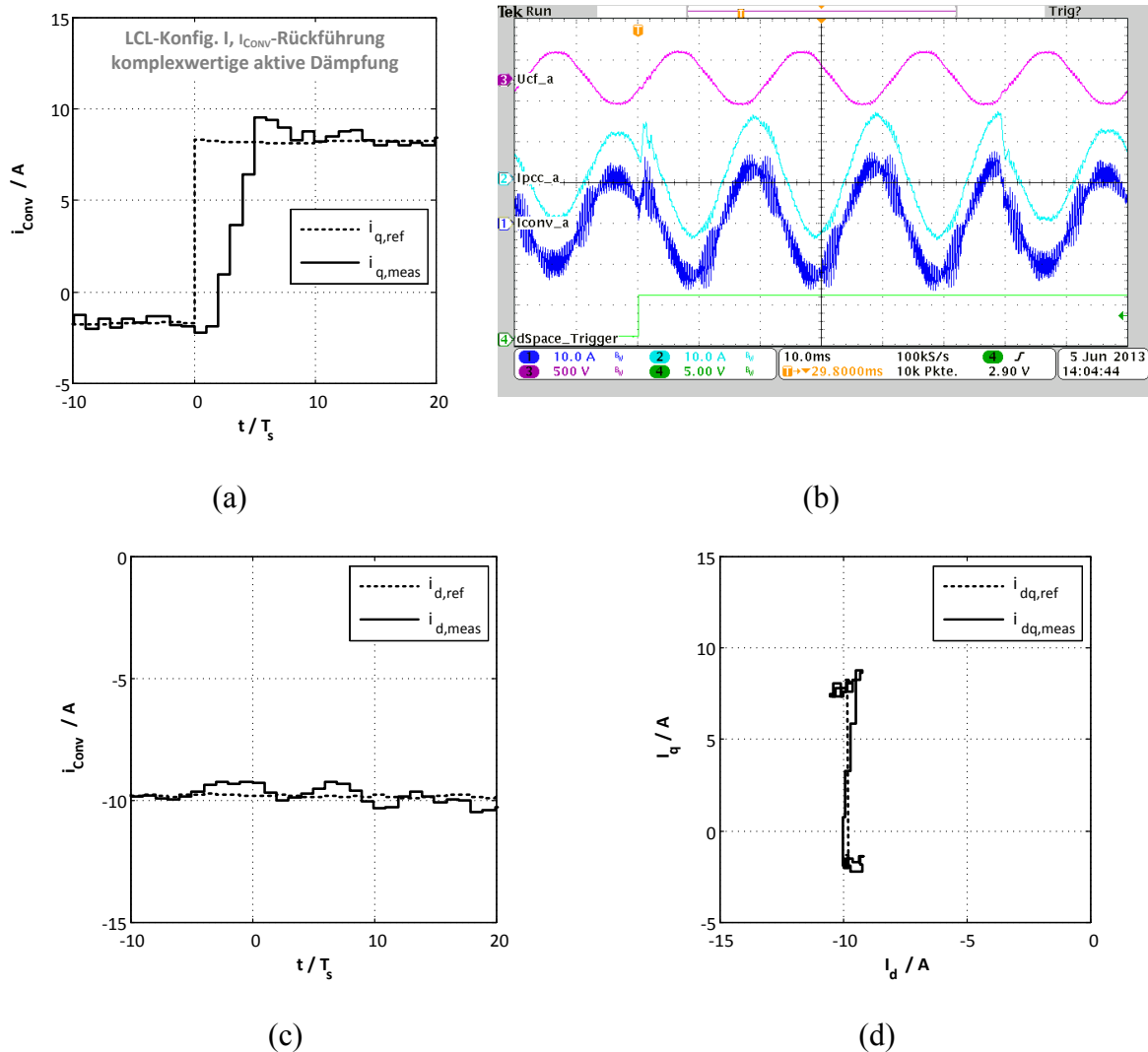


Abb. 4.36: Gemessene Sprungantwort (Messung 1) der Stromregelung auf einen Referenzsprung der q -Stromkomponente mit komplexwertiger aktiver Dämpfung sowie i_{conv} -Rückführung und LCL I ($P = -5 \text{ KW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$):

(a) Sprungantwort der q -Stromkomponente, (b) Oszillogramm, (c) Sprungantwort der d -Stromkomponente und (d) Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung ($-10 \leq t/T_s \leq 20$)

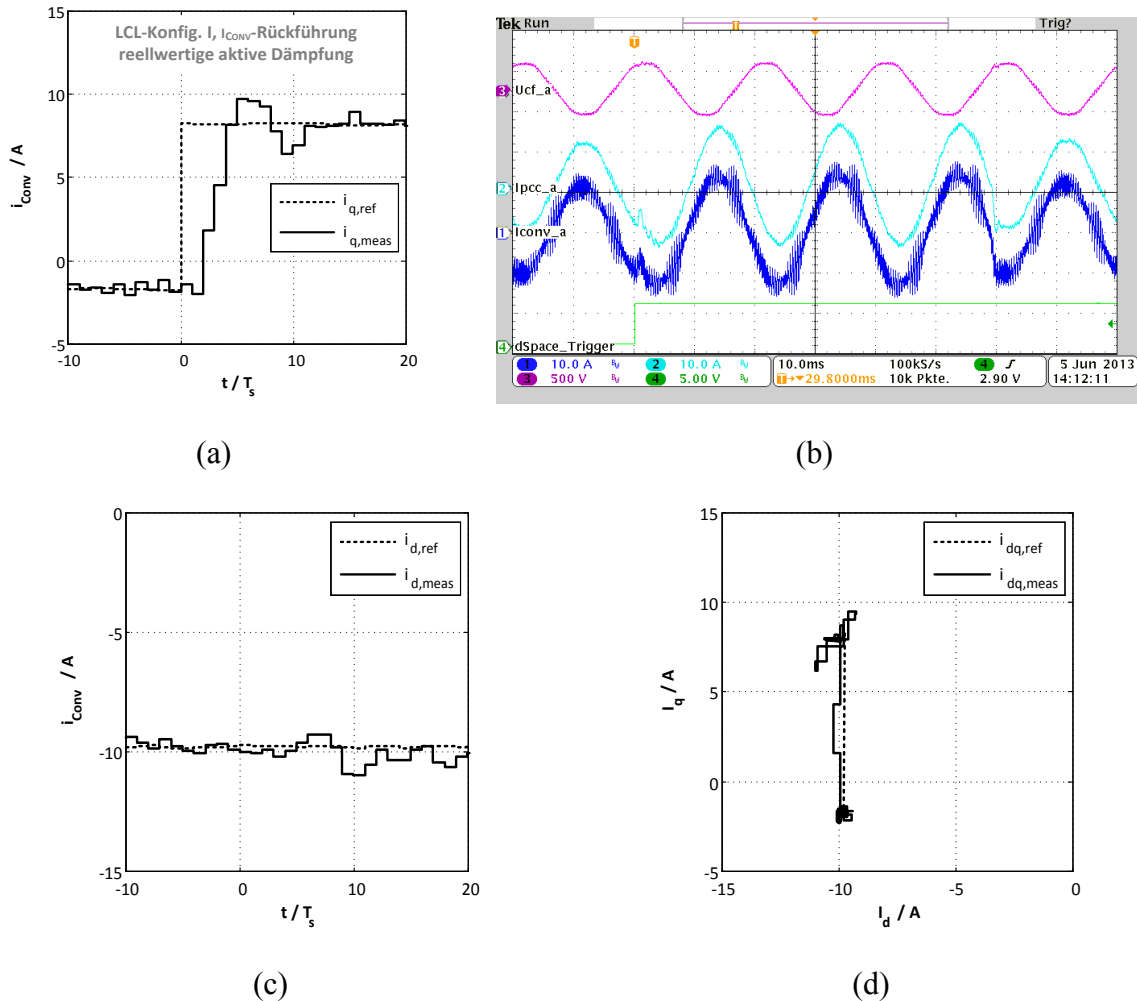


Abb. 4.37: Gemessene Sprungantwort (Messung 2) der Stromregelung auf einen Referenzsprung der q -Stromkomponente mit reellwertiger aktiver Dämpfung sowie i_{Conv} -Rückführung und LCL I ($P = -5 \text{ KW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$):
 (a) Sprungantwort der q -Stromkomponente, (b) Oszillogramm, (c) Sprungantwort der d -Stromkomponente und (d) Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung ($-10 \leq t/T_s \leq 20$)

Die gemessene Sprungantwort der Stromregelung mit Verwendung des reellwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes (Messung 2) wird in Abb. 4.37 dargestellt. Grundsätzlich werden hier die identischen Randbedingungen wie bei der bereits diskutierten Sprungantwort mit komplexwertiger aktiver Dämpfung (Messung 1) zugrunde gelegt. Neben der Darstellung der direkten Sprungantwort, vgl. Abb. 4.37 (a), wird sowohl die indirekte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.37 (c), das zugehörige Oszillogramm, vgl. Abb. 4.37 (b), als auch die Sprungantwort in dq -Koordinaten abgebildet, vgl. Abb. 4.37 (d). Die gemessene Sprungantwort zeigt auf den ersten Blick ähnliche Verläufe wie die Sprungantwort mit komplexwertiger aktiver Dämpfung nach Abb. 4.36. In Abgrenzung hierzu bleibt jedoch eine deutliche Erhöhung des Nachschwingens der q -Stromkomponente, vgl. Abb. 4.37 (a), und des Einflusses auf die indirekte Stromdynamik, vgl. Abb. 4.37 (c), festzuhalten. Auch ein Vergleich der Sprungantwort in dq -Koordinaten, vgl. Abb. 4.37 (d), zu der dq -Sprungantwort mit komplexwertiger aktiver Dämpfung, vgl. Abb. 4.36 (d) belegt diese Beobachtung.

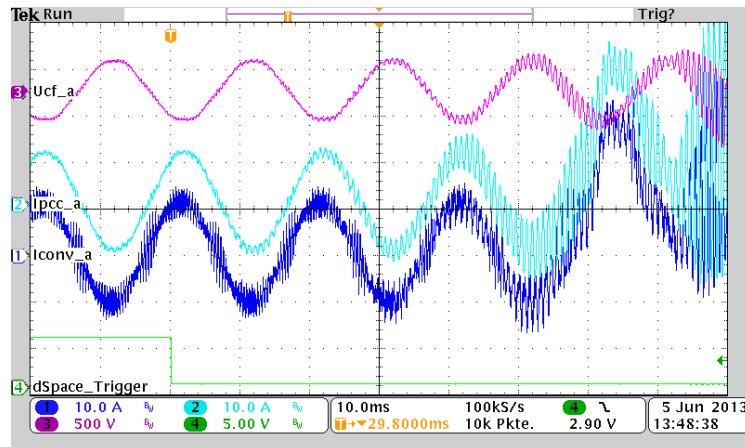


Abb. 4.38: Verhalten der Stromregelung (Messung 3) bei Abschaltung der komplexwertigen aktiven Dämpfung sowie i_{Conv} -Rückführung und LCL I ($P = -5 \text{ KW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$, Abschaltzeitpunkt bei Trigger-Zeitpunkt)

Grundsätzlich zeigen die Messergebnisse mit Verwendung des komplexwertigen und des reellwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes eine ausreichende aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanzen im stationären Regelbetrieb. Jedoch weist die Sprungantwort mit Verwendung des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes eine signifikante Reduzierung der Verkopplungsdynamiken im transienten Regelbetrieb gegenüber den Dynamiken mit reellwertigem Dämpfungsnetzwerk auf.

Zum Abschluss der messtechnischen Untersuchungen zu der LCL-Filterkonfiguration I mit Rückführung des umrichterseitigen Stroms I_{Conv} wird die Notwendigkeit des aktiven Dämpfungsnetzwerkes (Messung 3) für den stabilen Regelbetrieb analysiert. Dazu wird das komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk gezielt während des stationären Regelbetriebs abgeschaltet und die resultierenden Stromverläufe oszillographiert. Die Abb. 4.38 zeigt das zugehörige Oszillogramm. Die Messung verdeutlicht, dass die LCL-Filterresonanz nach Abschalten des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes (zum Trigger-Zeitpunkt) unzureichend gedämpft wird. Durch diese unzureichende Dämpfung der LCL-Filterresonanz kommt es zu einem Aufschwingen der Filterströme und -spannungen, welche letztendlich zu einem instabilen Regelverhalten und einer Auslösung des Überstromschutzes des Netzpulsstromrichters führen.

Nachfolgend werden die Messergebnisse zu der LCL-Filterkonfiguration I mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} (Messung 4 und 5) diskutiert. In den theoretischen Vorbetrachtungen nach Kap. 4.4.3 wird für diese Systemkonfiguration verdeutlicht, dass ein stabiles Regelverhalten auch ohne ein aktives Dämpfungsnetzwerk erreicht wird. Gleichwohl führen die theoretischen Voranalysen auch zu der Schlussfolgerung, dass durch die Verwendung eines (komplexwertigen) aktiven Dämpfungsnetzwerkes die Regelgüte der Stromregelung deutlich erhöht wird. Des Weiteren ist diese Systemkonfiguration für die netzadaptive Umsetzung der Stromregelung relevant. Hier wird eine Messung des netzseitigen Stroms für das vorgeschlagene kombinierte Identifikationsverfahren der Netzimpedanz benötigt.

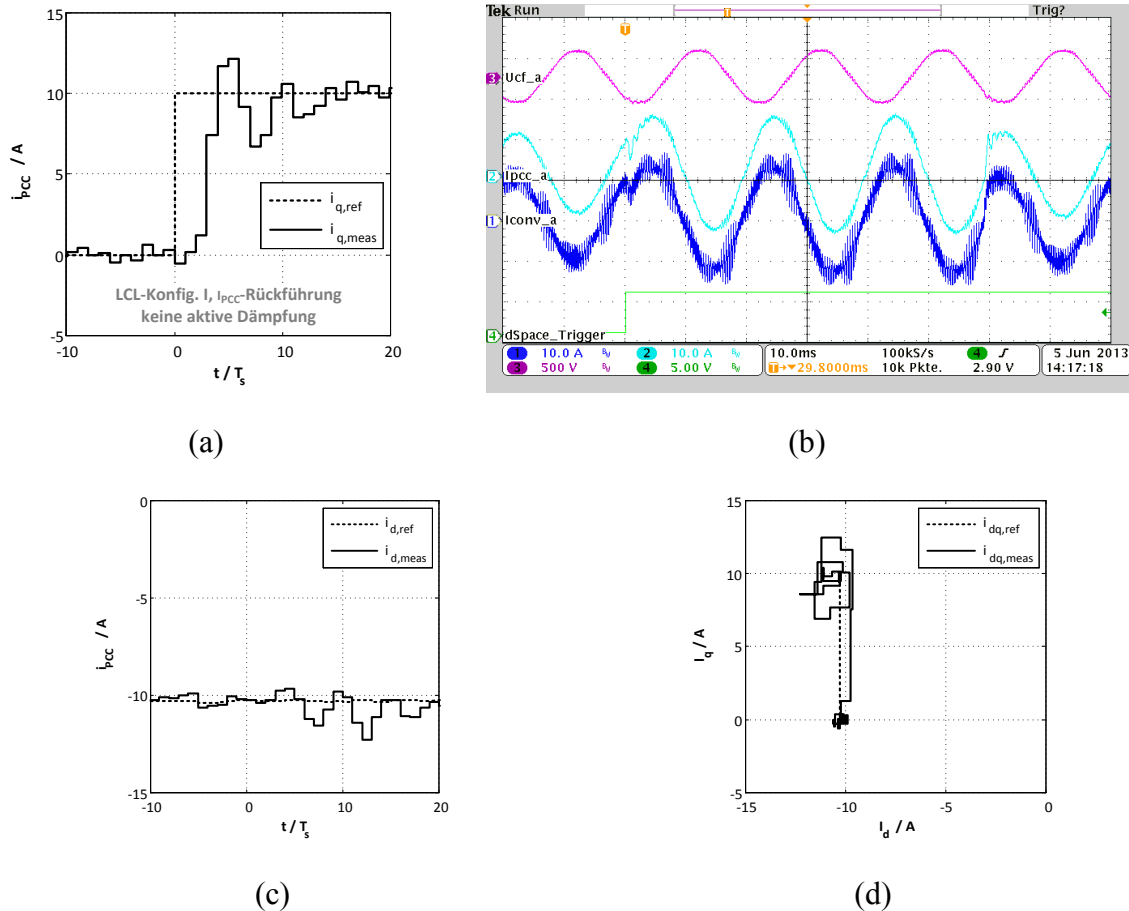


Abb. 4.39: Gemessene Sprungantwort (Messung 4) der Stromregelung auf einen Referenzsprung der q -Stromkomponente ohne aktive Dämpfung sowie i_{PCC} -Rückführung und LCL I ($P = -5 \text{ KW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$):

(a) Sprungantwort der q -Stromkomponente, (b) Oszillogramm, (c) Sprungantwort der d -Stromkomponente und (d) Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung ($-10 \leq t/T_s \leq 20$)

Zunächst wird die Messung ohne Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes (Messung 4) behandelt. Als Bewertungsgrundlage dient die theoretisch berechnete Sprungantwort nach Abb. 4.30 (a) und (b) (vgl. Kap. 4.4.3, S. 169). Die Abb. 4.39 zeigt die gemessene Sprungantwort. Zunächst bleibt festzuhalten, dass auch unter Laborbedingungen ein stabiles Verhalten im stationären Regelbetrieb erreicht wird. Bei genauerer Analyse der abgebildeten Messergebnisse, z.B. des Oszillogramms nach Abb. 4.39 (b), ist indes ein oszillierendes Strom- und Spannungsverhalten der LCL-Filterzustände während des transienten Regelverhaltens (Sollwertsprung zum Trigger-Zeitpunkt) zu erkennen. Sowohl die Betrachtung der direkten Sprungantwort, vgl. Abb. 4.39 (a), als auch der indirekten Sprungantwort, vgl. Abb. 4.39 (c), bestärken diese Feststellung. Die gemessenen Stromverläufe zeigen ein hohes Überschwingen und einen ausgeprägten Nachschwingvorgang im transienten Stromregelbetrieb. Dies resultiert schließlich in einer signifikanten Erhöhung der Verkopplungsdynamiken während des Sollwertsprunges, zu erkennen an der Sprungantwort in dq -Koordinaten nach Abb. 4.39 (d). Demnach decken sich die theoretisch erwarteten und die tatsächlich gemessenen Stromverläufe prinzipiell. Es wird lediglich eine

Erhöhung der Stromwelligkeit der gemessenen d - bzw. q -Stromverläufe während des stationären Regelbetriebs (d.h. ca. $t/T_s \leq 0$ bzw. $t/T_s \geq 15$) gegenüber den theoretisch erwarteten Stromverläufen festgestellt. Dies ist im Wesentlichen auf eine nicht mehr zum Mittelwert des Stroms in einer Trägerperiode stattfindende Abtastung des netzseitigen Strom I_{PCC} zurückzuführen.

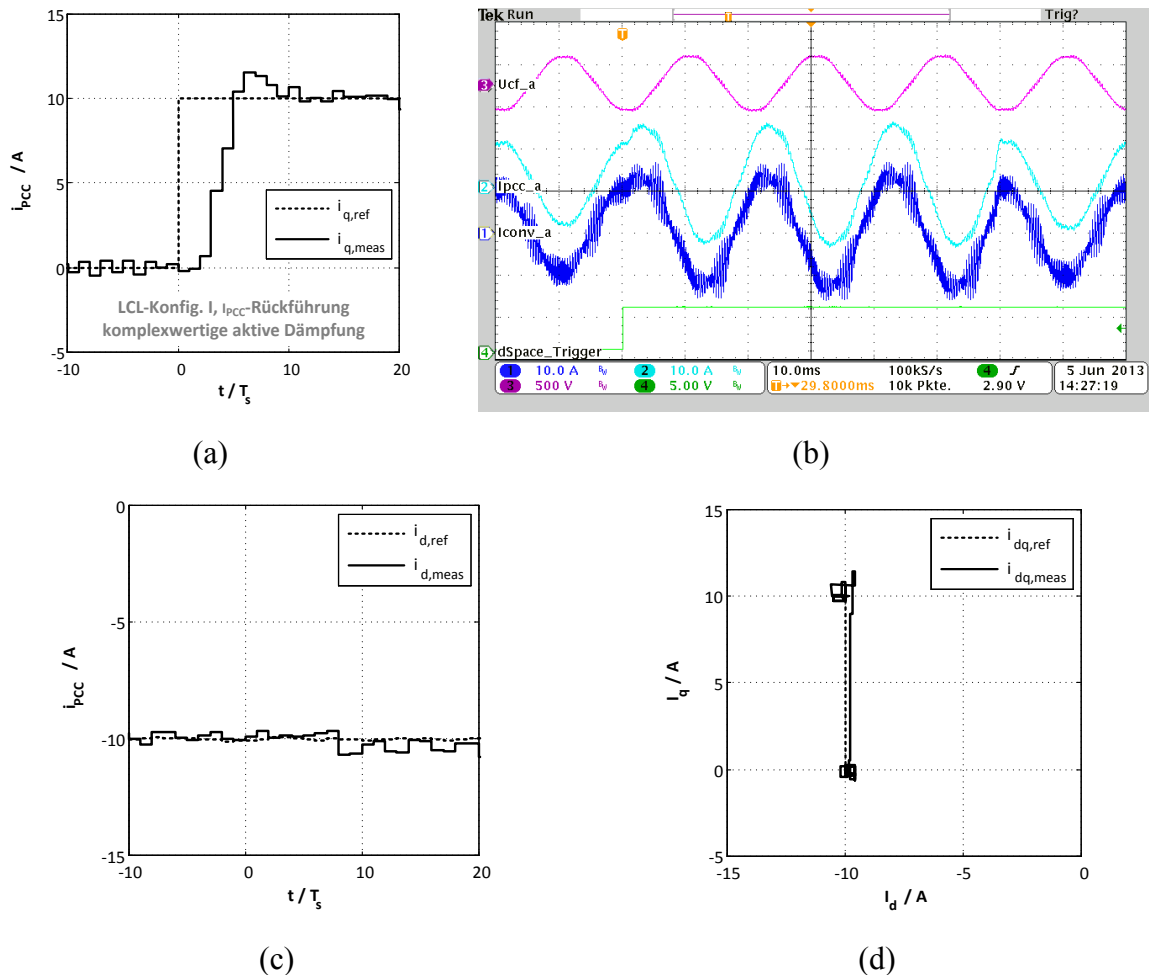


Abb. 4.40: Gemessene Sprungantwort (Messung 5) der Stromregelung auf einen Referenzsprung der q -Stromkomponente mit komplexwertiger aktiver Dämpfung sowie i_{PCC} -Rückführung und LCL I ($P = -5 \text{ kW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$):
 (a) Sprungantwort der q -Stromkomponente, (b) Oszillogramm, (c) Sprungantwort der d -Stromkomponente und (d) Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung ($-10 \leq t/T_s \leq 20$)

Die Abb. 4.40 zeigt die gemessene Sprungantwort (Messung 5) für die LCL-Filterkonfiguration I mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} und Verwendung des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerks. Für die Bewertung dieses Falls wird die theoretisch berechnete Sprungantwort auf einen Einheitssprung nach Abb. 4.30 (c) und (d) (vgl. Kap. 4.4.3, S. 169) verwendet. Bis auf eine geringfügige Erhöhung der Stromwelligkeit im stationären Regelbetrieb weicht die gemessene direkte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.40 (a), und auch die indirekte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.40 (c), nur minimal von den berechneten Verläufen ab. Ferner wird die LCL-Filterresonanz sowohl im stationären als

auch transienten Regelbetrieb ausreichend durch das aktive Dämpfungsnetzwerk gedämpft. Die ausreichende Dämpfung ist unter anderem an dem Verlauf der Filterkondensatorspannung U_{Cfa} des Oszillogramms, vgl. Abb. 4.40 (b), zu erkennen. Der Spannungsverlauf zeigt neben der Spannungsgrundschwingung und der schalthandlungsbedingten hochfrequenten Spannungswelligkeit keine zusätzlich oszillierenden Anteile. Dies führt zu einer hervorragenden Kompensation der niederfrequenten und hochfrequenten LCL-Filterverkopplungsdynamiken während des Sollwertsprunges, vgl. Abb. 4.40 (d).

Die Messergebnisse zu der LCL-Filterkonfiguration I und Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} lassen zwei wesentliche Schlussfolgerungen zu: (1) Wie die theoretischen Voranalysen bereits zeigen, ist die Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerks, obwohl für das Erreichen eines stabilen Regelverhaltens nicht zwingend notwendig, zur Erhöhung der erreichbaren Regelgüte bei gleichzeitiger Verringerung der elektrischen Bauteilbelastung auch unter Laborbedingungen sinnvoll. (2) Ein Vergleich der gemessenen und der analytisch berechneten Stromverläufe für den Fall, dass keine aktive Dämpfung verwendet wird, zeigt die Genauigkeit des entwickelten LCL-Filtermodells. Die gute Übereinstimmung der Ergebnisse lässt auf eine für die hier entscheidenden Dynamiken ausreichend genaue Nachbildung der inhärenten (verlustbedingten) Dämpfung des LCL-Filters durch das LCL-Filtermodell nach Kap. 4.2.3 (S. 96 ff.) schließen.

Zum Abschluss der messtechnischen Untersuchungen der aktiven Dämpfungsverfahren bei unveränderlichen Netzbedingungen werden die Laborergebnisse zu der LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} (Messungen 6, 7, und 8) vorgestellt und diskutiert. Für diese Systemkonfiguration ist die Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes zum Erreichen eines stabilen Stromregelverhaltens unumgänglich. Die dargestellten Experimente zielen auf einen Vergleich des reellwertigen und des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes ab. Ferner wird die Notwendigkeit der aktiven Dämpfung für diese Systemkonfiguration geprüft.

Zunächst werden die Messergebnisse der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung betrachtet (Messung 6). Zur Bewertung der gemessenen Sprungantwort wird die theoretisch abgeleitete Sprungantwort auf einen Einheitssprung für selbigen Fall nach Abb. 4.31 (c) bzw. (d) (vgl. Kap. 4.4.3, S. 171) verwendet. Die Abb. 4.41 zeigt die gemessene direkte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.41 (a), die gemessene indirekte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.41 (c), die Sprungantwort in dq -Koordinaten, vgl. Abb. 4.41 (d), sowie das zugehörige Oszillogramm, vgl. Abb. 4.41 (b), für einen Sollwertsprung (von ca. 5 kVAr kapazitiv) der q -Stromkomponente. Im Wesentlichen entspricht der gemessene Stromverlauf der theoretisch ausgelegten Stromdynamik. Durch das komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk wird eine ausreichende Dämpfung der LCL-Filterresonanz sowohl im transienten als auch im stationären Stromregelbetrieb gewährleistet, vgl. Abb. 4.41 (b). Die Anregelzeit, die Überschwingweite und die Ausregelzeit der gemessenen direkten Sprungantwort, vgl. Abb. 4.41 (a), entsprechen den theoretischen Erwartungen. Hierbei sind lediglich kleine, für die hier betrachteten Anwendungen jedoch tolerierbare, Abweichungen zu erkennen.

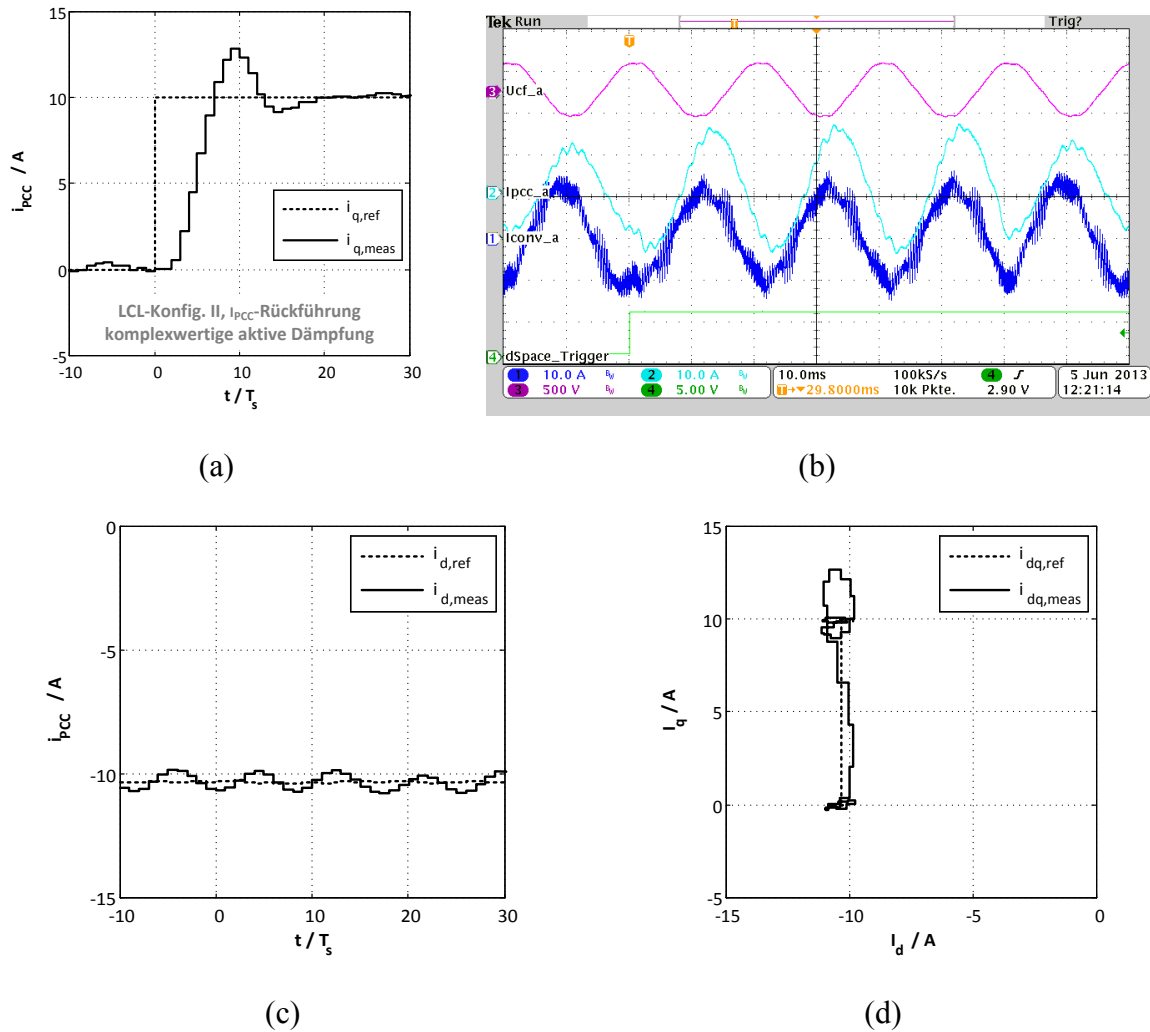


Abb. 4.41: Gemessene Sprungantwort (Messung 6) der Stromregelung auf einen Referenzsprung der q -Stromkomponente mit komplexwertiger aktiver Dämpfung sowie i_{PCC} -Rückführung und LCL II ($P = -5 \text{ KW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$):
 (a) Sprungantwort der q -Stromkomponente, (b) Oszillogramm, (c) Sprungantwort der d -Stromkomponente und (d) Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung ($-10 \leq t/T_s \leq 30$)

Im Gegensatz dazu ist eine deutliche Abweichung der indirekten Sprungantwort, vgl. Abb. 4.41 (c), gegenüber dem theoretisch erwarteten Verlauf festzustellen. Der Verlauf der gemessenen d -Stromkomponente zeigt neben einem nahezu konstanten Gleichanteil eine stationäre Oberschwingungsbelastung. Diese stationäre Oberschwingungsbelastung resultiert aus der nichtidealen Netzspannung des Labornetzes. Diese trägt neben der Grundschwingung weitere charakteristische Oberschwingungsanteile. Hierbei führen speziell die Anteile der elften und dreizehnten Oberschwingungsspannung zu einer entsprechenden Rückwirkung auf den netzseitigen Stromverlauf. Da die Oberschwingungsbelastung des netzseitigen Stroms vom Betriebspunkt des Netzpulsstromrichters unabhängig und mit einer Amplitude von ca. $0,5 \text{ A}$ vergleichsweise gering ist, wird im Weiteren von Maßnahmen zur Reduzierung dieser Oberschwingungsbelastung des netzseitigen Stroms abgesehen.

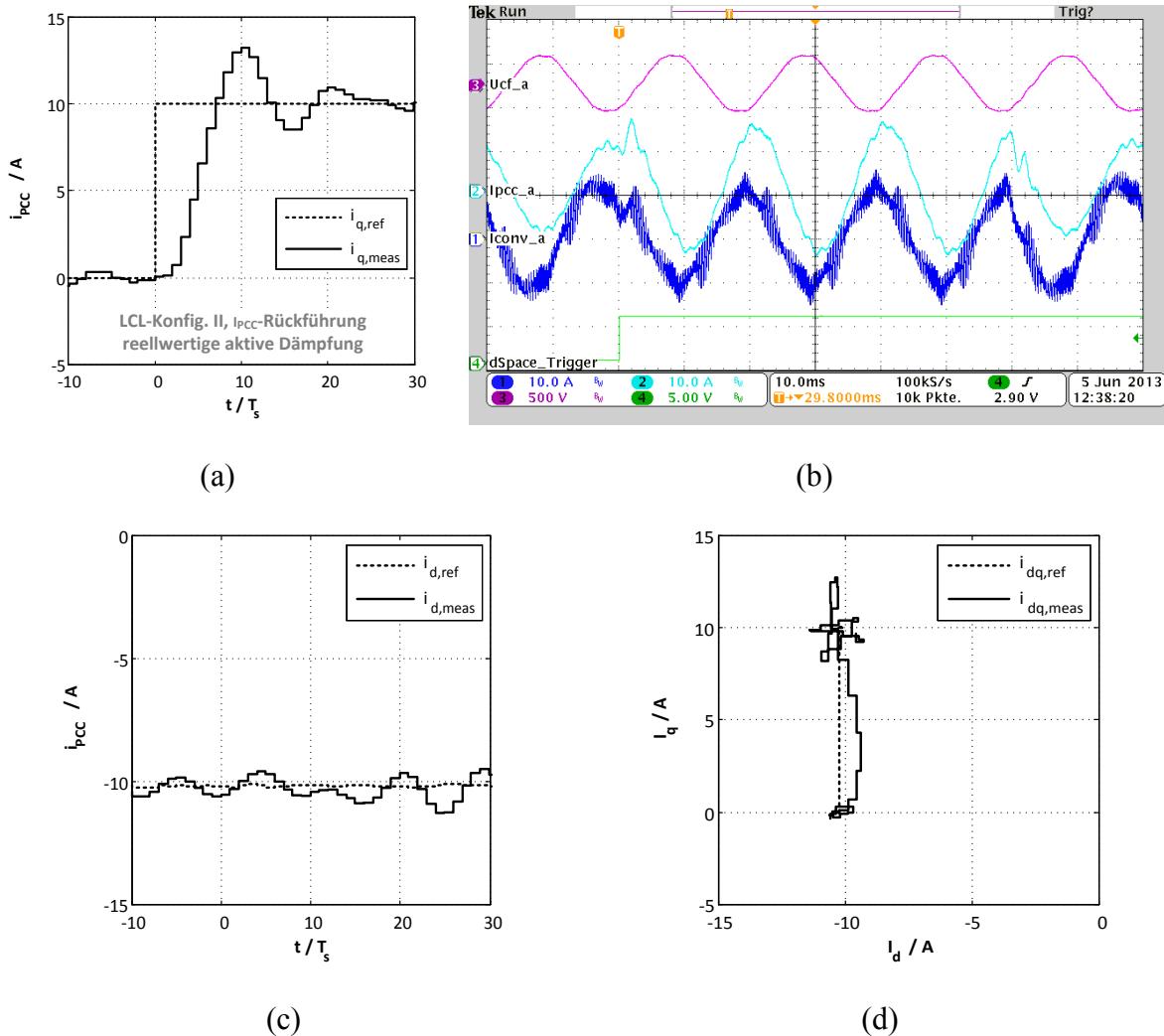


Abb. 4.42: Gemessene Sprungantwort (Messung 7) der Stromregelung auf einen Referenzsprung der q -Stromkomponente mit reellwertiger aktiver Dämpfung sowie i_{pcc} -Rückführung und LCL II ($P = -5 \text{ KW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$):
 (a) Sprungantwort der q -Stromkomponente, (b) Oszillogramm, (c) Sprungantwort der d -Stromkomponente und (d) Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung ($-10 \leq t/T_s \leq 30$)

Die Abb. 4.42 zeigt die gemessene Sprungantwort für die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Strom i_{pcc} sowie Verwendung des reellwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerks (Messung 7). Auch in diesem Fall wird eine ausreichende Dämpfung der LCL-Filterresonanz durch das Dämpfungsnetzwerk sowohl im transienten als auch im stationären Regelbetrieb erreicht, vgl. Abb. 4.42 (b). Ferner zeigt die direkte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.42 (c), ein ausgeprägtes Nachschwingverhalten. Die indirekte Sprungantwort, vgl. Abb. 4.42 (d), weist wiederum eine stationäre Oberschwingungsbelastung auf. Die Begründung hierfür ist identisch zu den bereits für die Messung 6 getroffenen Aussagen.

Ein Vergleich der gemessenen Sprungantworten für die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms i_{pcc} offenbart erneut (wie bereits bei der LCL-

Filterkonfiguration I), dass eine Verbesserung des Führgrößenverhaltens der Stromregelung bei einem Sollwertsprung durch die Verwendung des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes erreicht wird. Dies wird mit einer Reduzierung des auftretenden Nachschwingverhaltens der direkten Sprungantwort sowie der auftretenden Verkopplungsdynamiken der indirekten Sprungantwort mit komplexwertiger aktiver Dämpfung gegenüber der reellwertigen aktiven Dämpfung (bei sonst gleichbleibenden Randbedingungen) begründet.

Nachfolgend wird der Nachweis der Notwendigkeit der aktiven Dämpfung zum Erreichen eines stabilen Regelverhaltens für die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} unter Laborbedingungen erbracht (Messung 8). Dazu wird das komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk gezielt im stationären Betrieb des Netzpulsstromrichters abgeschaltet. Der resultierende Verlauf der Filterkondensatorspannung $U_{CF,a}$ (Ch3), des umrichterseitigen Filterstroms $I_{Conv,a}$ (CH1) sowie des netzseitigen Filterstroms $I_{PCC,a}$ (CH2) wird in dem Oszillogramm nach Abb. 4.43 illustriert. Der Abschaltzeitpunkt des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes wird durch das Trigger-Signal (Ch4, dSpace-Trigger von 5 V auf 0 V) veranschaulicht. Die Verläufe der elektrischen Filterzustände zeigen, dass mit Abschaltung der aktiven Dämpfung die Stromregelung instabil wird. Die starken Oszillationen der Filterzustände, allem voran die des netzseitigen Stroms $I_{PCC,a}$ (Ch2), führen letzten Endes zu einer Auslösung des Überstromschutzes des Netzpulsstromrichters.

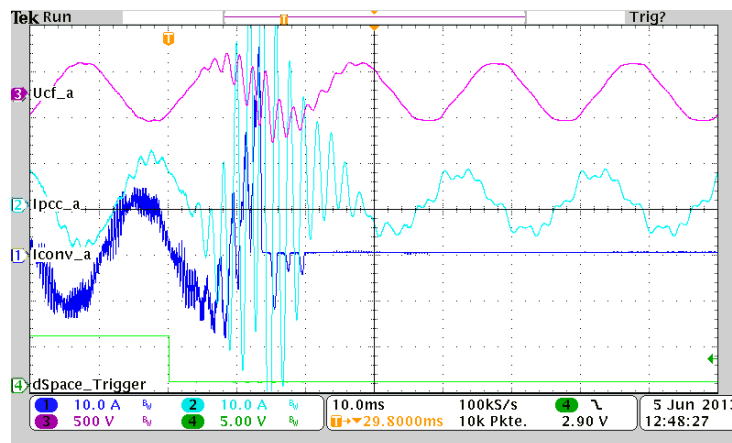


Abb. 4.43: Verhalten der Stromregelung (Messung 8) bei Abschaltung der komplexwertigen aktiven Dämpfung sowie i_{PCC} -Rückführung und LCL II ($P = -5 \text{ KW}$, $S_{sc,pu} = 16,8$, $X/R = 0,7$, Abschaltzeitpunkt bei Trigger-Zeitpunkt)

4.4.7 Messergebnisse der netzadaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung und idealer Detektion der Netzimpedanz

In diesem Abschnitt werden die messtechnischen Untersuchungen zu der Stromregelung mit aktiver Dämpfung durch eine Sollwertfilterung der PWM-Referenzspannungen auf veränderliche Netzbedingungen erweitert. Durch die entwickelte Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz (kurz: NVN) im 35 kVA Labormaßstab ist es möglich, die Netz-

bedingungen des Laborteststandes gezielt zu manipulieren. Dabei ist sowohl eine stationäre als auch eine transiente (sprunghafte) Veränderung der emulierten Netzimpedanz realisierbar.

Tab. 4.18: Übersicht der zur Validierung der komplexwertigen aktiven Dämpfung bei veränderlichen Netzbedingungen durchgeführten messtechnischen Untersuchungen

Messreihe	Abbildung	Untersuchung	Zielsetzung
1	Abb. 4.44	Strom-Sprungantworten mit komplexwertiger AD ohne Adaption variierender Netzverhältnisse für LCL I und I_{PCC} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Untersuchung des Einflusses variierender Netzverhältnisse auf die erreichbare Regelgüte
2	Abb. 4.45	Strom-Sprungantworten mit komplexwertiger AD sowie idealer Adaption variierender Netzverhältnisse für LCL I und I_{PCC} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Untersuchung der Adaption variierender Netzverhältnisse bei idealen Randbedingungen
3	Abb. 4.46	Sprungantworten mit komplexwertiger AD ohne Adaption variierender Netzverhältnisse für LCL II und I_{PCC} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Untersuchung des Einflusses variierender Netzverhältnisse auf die erreichbare Regelgüte und Stabilitätsgrenzen
4	Abb. 4.47	Sprungantworten mit komplexwertiger AD sowie idealer Adaption variierender Netzverhältnisse für LCL II und I_{PCC} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Untersuchung der Adaption variierender Netzverhältnisse bei idealen Randbedingungen
5	Abb. 4.48	Verhalten bei sprunghafter Änderung der Netzimpedanz ohne Adaption variierender Netzverhältnisse für LCL II und I_{PCC} -Rückführung	<ul style="list-style-type: none"> Prüfung der Notwendigkeit der Adaption variierender Netzverhältnisse
6	Abb. 4.49	Verhalten bei sprunghafter Änderung der Netzimpedanz mit Adaption variierender Netzverhältnisse für LCL II und I_{PCC} -Rückführung bei unterschiedlichen Detektionsdauern, Teil 1	<ul style="list-style-type: none"> Untersuchung des Einflusses verschiedener Detektionsdauern bei der Adaption variierender Netzverhältnisse bei sonst idealen Randbedingungen
7	Abb. 4.50	Verhalten bei sprunghafter Änderung der Netzimpedanz mit Adaption variierender Netzverhältnisse für LCL II und I_{PCC} -Rückführung bei unterschiedlichen Detektionsdauern, Teil 2	

Des Weiteren wird der zur Verfügung stehende Netzimpedanz-Analysator dazu verwendet, die Netzvorbelastung des Labornetzes messtechnisch zu erfassen. Demzufolge wird im ersten Schritt der Untersuchungen die ideale (durch Messung bestimmte) Netzimpedanz zur Adaption der Regelparameter genutzt. Durch diese Voruntersuchungen lassen sich grundlegende Fragen zu dem Verhalten der Stromregelung unter variablen Netzbedingungen klären. Diese sind:

- Welche Regelungsdynamiken lassen sich für die adaptive Stromregelung bei variierenden stationären Netzimpedanzverhältnissen und idealer Adaption der Regelparameter erreichen?
- Welchen Einfluss hat die Detektionsdauer einer transienten (sprunghaften) Änderung der Netzimpedanz auf die erreichbare Regelgüte bzw. die Stabilität der Stromregelung?

Um diese Fragestellungen zu klären werden nachfolgend verschiedene Messreihen unter variierenden Netzbedingungen durchgeführt. Eine tabellarische Übersicht der durchgeführten Messreihen wird in Tab. 4.18 gegeben. Es werden sowohl Experimente unter variierenden stationären Netzverhältnissen (Messreihen 1 bis 4) als auch Experimente mit variierenden transienten Netzverhältnissen (Messreihen 5 bis 7) durchgeführt. Des Weiteren wird die LCL-Filterkonfiguration I (Messreihe 1 und 2) und die Filterkonfiguration II (Messreihe 3 und 4) mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} für variierte stationäre Netzverhältnisse beachtet. Für transiente Änderungen der Netzverhältnisse wird in diesem Kapitel lediglich die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Filterstroms berücksichtigt.

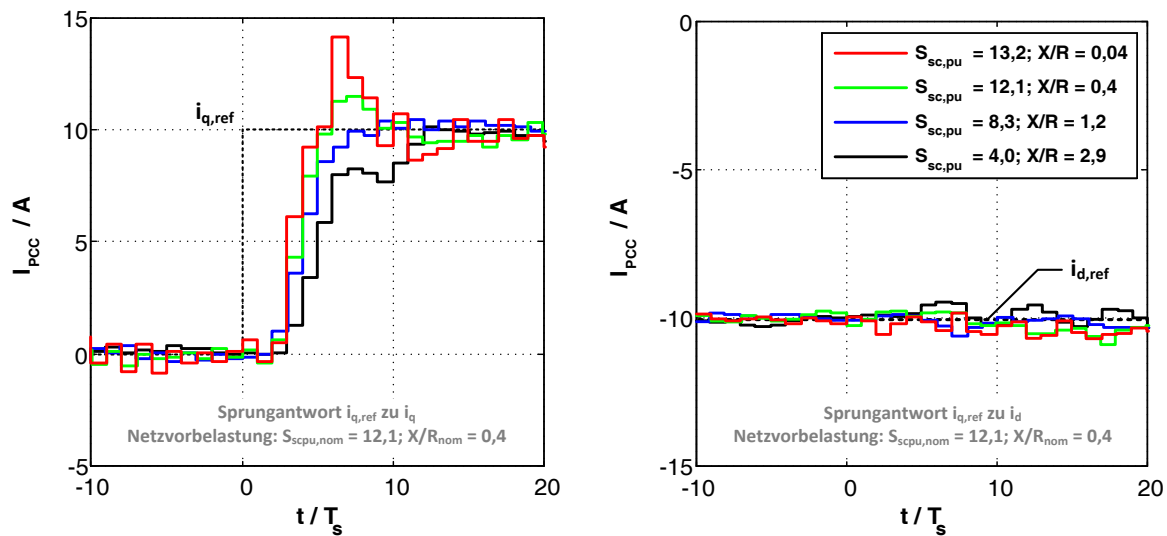
Zunächst werden die Laborergebnisse der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung unter variierenden stationären Netzverhältnissen vorgestellt und diskutiert. Dies dient dem Nachweis der theoretischen Untersuchungen zu dem Einfluss variierender Netzimpedanzen auf das entwickelte (nicht-adaptive) Stromregelungskonzept mit komplexwertiger aktiver Dämpfung nach Kap. 4.4.4 (S. 172 ff.). Darüber hinaus wird die ideale (messtechnisch erfasste) Netzimpedanz für eine Adaption der Regelungsparameter an die stationären Netzverhältnisse verwendet. Dies dient der messtechnischen Validierung der Analysen zur Adaption des komplexwertigen aktiven Dämpfungsverfahrens an variierende Netzimpedanzen nach Kap. 4.4.5 (S. 178 ff.).

Die Abb. 4.44 zeigt die gemessenen Sprungantworten der nicht-adaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung (LCL-Filterkonfiguration I und I_{PCC} -Rückführung) für variierende Netzimpedanzverhältnisse (Messreihe 1). Es werden vier charakteristische Netzverhältnisse durch die NVN nachgebildet. Die nominelle, für die Auslegung der komplexwertigen Stromregelung angenommene, Netzvorbelastung wird zu $S_{scpu,nom} = 12,1$ und $X/R_{nom} = 0,4$ festgelegt. Als Bewertungsgrundlage dieser Messreihe dienen die Voranalysen nach Kap. 4.4.4 (vgl. Abb. 4.32, S. 174). In Abb. 4.44 (a) und (b) sind die direkte und die indirekte Sprungantwort in dq -Koordinatendarstellung für die variierten Netzverhältnisse illustriert. Die Verläufe der direkten Sprungantworten, vgl. Abb. 4.44 (a), entsprechen prinzipiell dem theoretisch erwarteten Verhalten. Sind demnach die realen Netzverhältnisse stärker als die nominell angenommenen Netzverhältnisse (hier: $S_{sc,pu} = 13,2$, roter Verlauf), so kommt es zu einer Erhöhung der Stromdynamik. Diese erhöhte Stromdynamik äußert sich in einer kürzeren Anregelzeit sowie einer signifikanten Vergrößerung der Überschwingweite der gemessenen realen direkten Sprungantwort (roter Verlauf) gegenüber der nominellen Sprungantwort (grüner Verlauf). Sind im Umkehrschluss die realen Netzverhältnisse schwächer als die nominellen Netzbedingungen (hier: $S_{sc,pu} = 8,3$, blauer

Verlauf bzw. $S_{sc,pu} = 4,0$, schwarzer Verlauf), so wird die Dynamik der gemessenen Sprungantworten reduziert. Dies äußert sich in einer Erhöhung der Anregelzeit, einer deutlichen Verringerung der Überschwingweite sowie einer verlängerten Ausregelzeit der gemessenen direkten Sprungantworten (blauer und schwarzer Verlauf) gegenüber der gemessenen Sprungantwort unter nominellen Netzbedingungen (grüner Verlauf). Auch dieses Verhalten entspricht den theoretischen Erwartungen. Des Weiteren zeigen auch die gemessenen Verläufe der indirekten Sprungantworten, vgl. Abb. 4.44 (b), eine (erwartungsgemäß) geringe Abhängigkeit von den vorherrschenden Netzverhältnissen. Trotz der stark variierten Netzverhältnisse wird für alle diskutierten Fälle eine ausreichende aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanzfrequenz im stationären und im transienten Stromregelbetrieb erreicht, vgl. Abb. 4.44 (c)-(d).

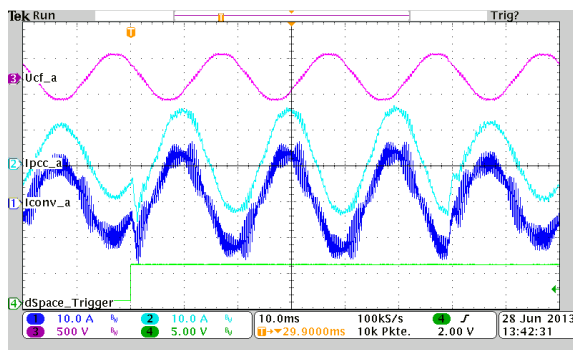
Die gemessenen Sprungantworten der netzadaptiv umgesetzten Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung sowie LCL-Filterkonfiguration I und I_{PCC} -Rückführung (Messreihe 2) sind in Abb. 4.45 dargestellt. Bis auf die netzadaptive Implementierung der Stromregelung wird die Messreihe 2 unter sonst gleichbleibenden Randbedingungen wie die bereits diskutierte Messreihe 1 durchgeführt. Nun werden die Voruntersuchungen nach Kap. 4.4.5 (vgl. Abb. 4.34, S. 181) als Grundlage zur Bewertung der Messergebnisse herangezogen. Die Messergebnisse zeigen, dass sowohl die direkten als auch die indirekten gemessenen Sprungantworten ein nahezu von den emulierten Netzbedingungen unabhängiges dynamisches Verhalten aufweisen. Bis auf marginale, durch die Abtastung der Stromverläufe unter den verschiedenen Netzverhältnissen bedingte, Abweichungen des stationären Stromregelverhaltens (d.h. $t/T_s \leq 0$ und $t/T_s \geq 15$) werden nahezu identische Anregelzeiten und Überschwingweiten der direkten Sprungantworten erreicht, vgl. Abb. 4.45 (a). Des Weiteren zeigen die indirekten Sprungantworten, vgl. Abb. 4.45 (b), eine hervorragende, von den emulierten Netzbedingungen unabhängige, Kompensation der Verkopplungsdynamiken. Eine nähere Betrachtung der oszillographierten Strom- und Spannungsverläufe, vgl. Abb. 4.45 (c)-(f), der jeweiligen Sprungantworten offenbart weiterhin eine ausreichende aktive Dämpfung der LCL-Filterresonanz im stationären und transienten Regelbetrieb. Demzufolge zeigt also auch die Messreihe 2 eine gute Übereinstimmung mit dem theoretisch erwarteten Verhalten der netzadaptiv umgesetzten Stromregelung.

Nun werden die Betrachtungen auf die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} erweitert (Messreihen 3 und 4). Diese Systemkonfiguration wird als kritisch im Sinne des Erreichens eines stabilen Regelverhaltens ohne Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes eingeschätzt. Es wird wiederum eine stationäre Veränderung der äquivalenten Netzimpedanz durch die NVN nachgebildet. Des Weiteren wird die Netzvorbelastung des Labornetzes durch den zur Verfügung stehenden Netzimpedanz-Analysator gemessen.

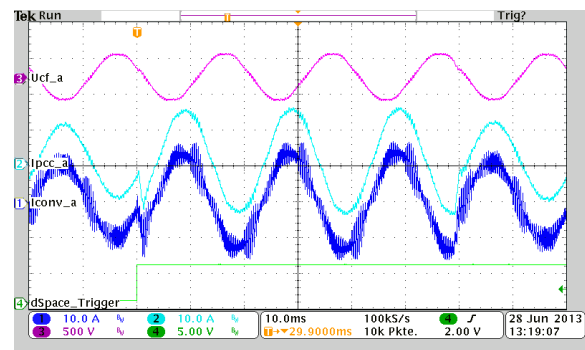


(a)

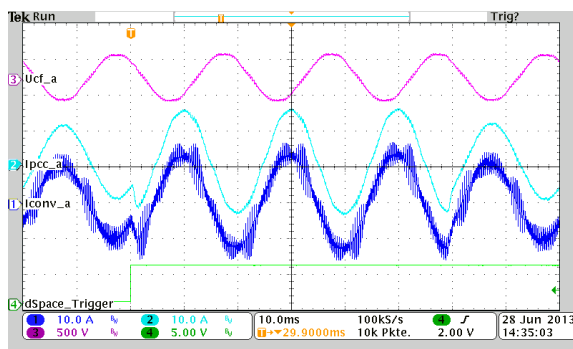
(b)



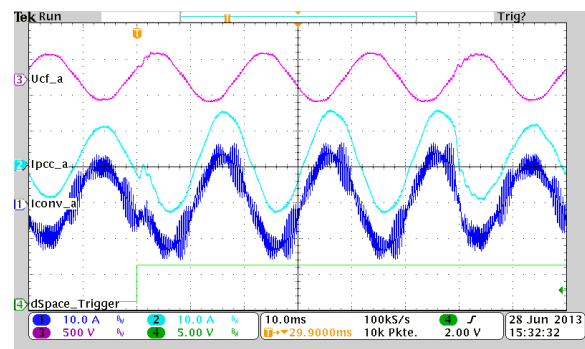
(c)



(d)



(e)

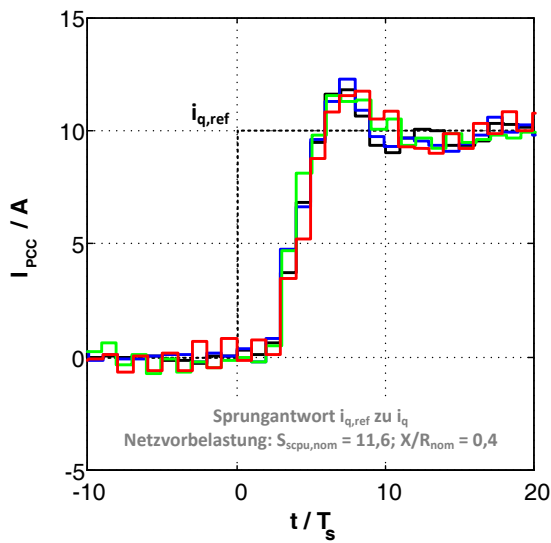


(f)

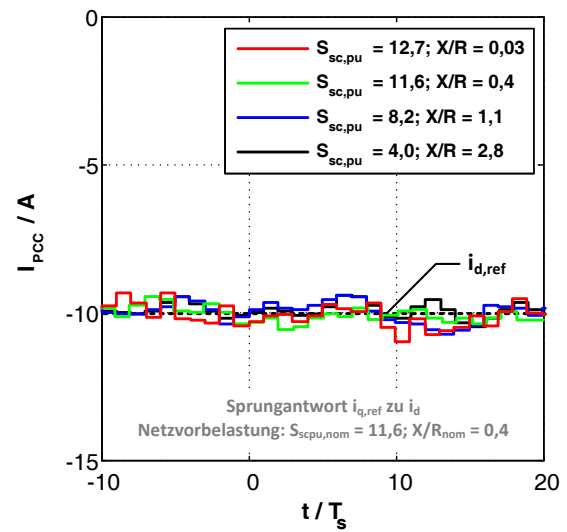
Abb. 4.44: Sprungantwort des Stromregelkreises mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse ohne Adaption der Netzimpedanz (Messreihe 1)
(LCL I, I_{PCC} -Rückführung, $P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,3$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$,

$$L_{\text{Netz, meas}} = 50 \mu\text{H}, R_{\text{Netz, meas}} = 400 \text{ m}\Omega):$$

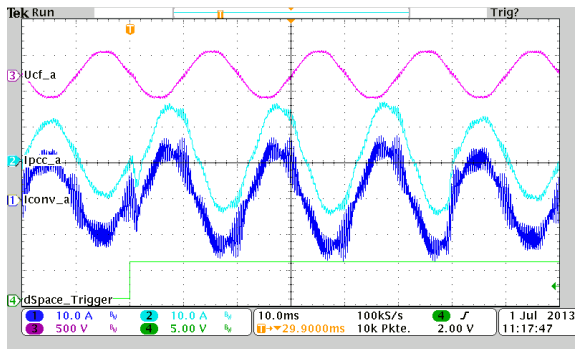
- (a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende Netzimpedanzen,
Oszillogramm für (c) $S_{sc, pu} = 13,2$ bzw. $X/R = 0,04$; (d) $S_{sc, pu} = 12,1$ bzw. $X/R = 0,4$;
(e) $S_{sc, pu} = 8,3$ bzw. $X/R = 1,2$ und (f) $S_{sc, pu} = 4,0$ bzw. $X/R = 2,9$



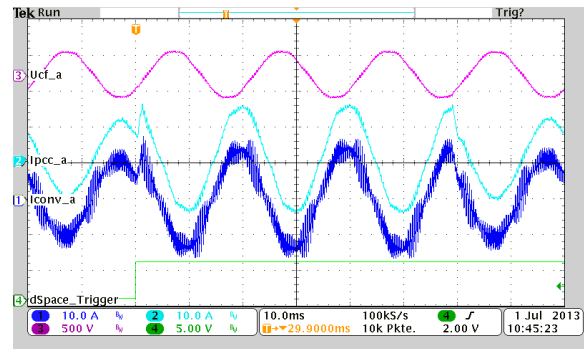
(a)



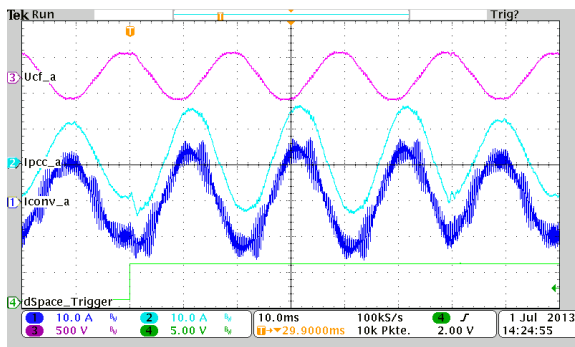
(b)



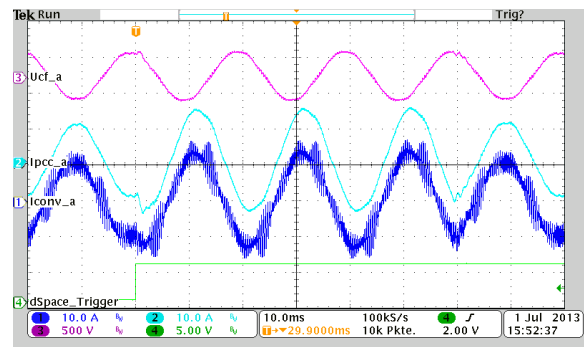
(c)



(d)



(e)



(f)

Abb. 4.45: Sprungantwort des Stromregelkreises mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse mit Adaption der Netzimpedanz (Messreihe 2) (LCL I, I_{PCC} -Rückführung, $P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,3$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$,

$$L_{\text{Netz, meas}} = 45 \mu\text{H}, R_{\text{Netz, meas}} = 420 \text{ m}\Omega):$$

- (a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende Netzimpedanzen, Oszillogramm für (c) $S_{sc,pu} = 12,7$ bzw. $X/R = 0,03$; (d) $S_{sc,pu} = 11,6$ bzw. $X/R = 0,4$; (e) $S_{sc,pu} = 8,2$ bzw. $X/R = 1,1$ und (f) $S_{sc,pu} = 4,0$ bzw. $X/R = 2,8$

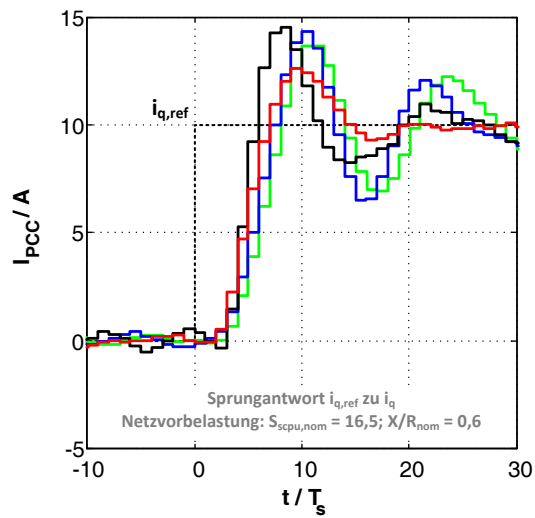
Die Abb. 4.46 zeigt die gemessenen Sprungantworten der nicht-adaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung unter den verschiedenen emulierten Netzbedingungen. Als nominelle Netzvorbelastung wird der Fall mit $S_{sc,pu} = 16,5$ und $X/R = 0,6$ festgelegt. Sowohl die gemessene direkte als auch die indirekte Sprungantwort zeigen für den Fall, dass reale und nominelle Netzverhältnisse identisch sind, vgl. Abb. 4.46 (a) und (b) (rote Verläufe), prinzipiell die theoretisch erwarteten Verläufe, vgl. Abb. 4.31 (c) und (d) (S. 171). Weichen dahingegen die realen Netzverhältnisse von den nominellen Bedingungen ab, dann ist eine deutliche Verschlechterung des dynamischen Stromregelverhaltens bei den durchgeführten Sollwertsprüngen festzuhalten. Die Verschlechterung des dynamischen Stromregelungsverhaltens äußert sich unter anderem in einer Erhöhung der Überschwingweite, des Nachschwingens und der auftretenden Stromverkopplungen. Darüber hinaus zeigen die zu den beschriebenen Sprungantworten gehörigen Oszillogramme, vgl. Abb. 4.46 (c), (e) und (f), dass die LCL-Filterresonanzfrequenz ungenügend gedämpft wird. Dies äußert sich insbesondere durch das Auftreten eines schwach gedämpften oszillierenden Verhaltens des netzseitigen Stroms $i_{PCC,a}$ (CH3) sowie der Filterkondensatorspannung $u_{Cf,a}$ (CH3). Dieses schwach gedämpfte Verhalten führt in dem Fall, dass $S_{sc,pu} = 9,5$ ist, zu einem annähernd grenzstabilen Stromregelverhalten und für den Fall, dass $S_{sc,pu} = 6,3$ ist, gar zu einem instabilen Stromregelverhalten. Bereits die theoretischen Voranalysen haben gezeigt, dass bei der untersuchten Systemkonfiguration eine deutliche Verschlechterung des dynamischen Stromregelverhaltens zu erwarten ist, wenn die tatsächlichen Netzverhältnisse von den nominellen Netzbedingungen abweichenden. Des Weiteren wird die theoretische erwartete Reduktion des Stabilitätsbereiches der nicht-adaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für stark variierende Netzverhältnisse durch diese Messreihe bestätigt.

Den bisherigen Analysen folgend werden nachstehend die Messergebnisse der netzadaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung (bei sonst unveränderten Randbedingungen) für die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} (Messreihe 4) vorgestellt und diskutiert. Die gemessenen Sprungantworten der verschiedenen emulierten Netzbedingungen werden in Abb. 4.47 dargestellt. Die gemessenen Verläufe der direkten und der indirekten Sprungantworten, vgl. Abb. 4.47 (a) und (b), zeigen ein nahezu von den vorherrschenden Netzbedingungen unabhängiges Verhalten. Genauer offenbart die direkte Sprungantwort eine geringe Abhängigkeit der Überschwingweite und der Ausregelzeit von den emulierten Netzbedingungen. Dahingegen weist die indirekte Sprungantwort lediglich die bereits im Vorfeld diskutierte niederfrequente und von den tatsächlichen Netzimpedanzbedingungen unabhängige stationäre Oberschwingungsbelastung auf. Die geringen Unterschiede der verschiedenen direkten Stromregelungsdynamiken der gemessenen Sollwertsprünge sind auf die vorgeschlagene Adaptionstrategie der Pol-Nullstellenlagen des komplexwertigen aktiven Dämpfungsnetzwerkes zurückzuführen. Hier erfolgt lediglich eine Anpassung der Frequenzen der Pol-Nullstellenlagen des aktiven Dämpfungsnetzwerkes in Abhängigkeit der vorherrschenden Netzverhältnisse. Die Dämpfungen der Pol-Nullstellenlagen bleiben dahingegen unverändert. Da es jedoch durch die Veränderung der Netzverhältnisse, hier besonders des X/R-Verhältnisses des Netzes, auch zu einer Veränderung der inhärenten Dämpfungseigen-

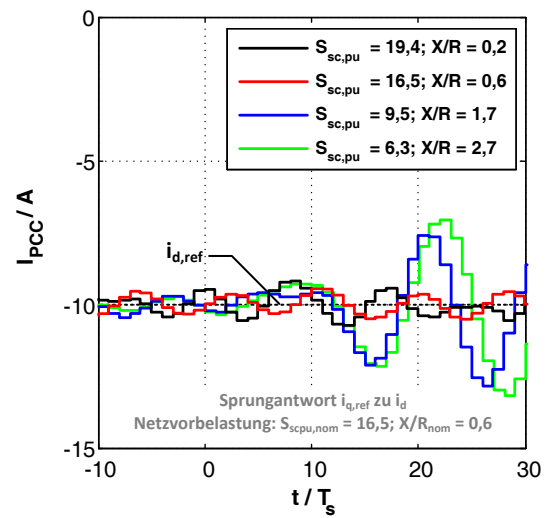
schaften der LCL-Filterresonanz kommt, zeigen auch die gemessenen transienten Verläufe der netzadaptiven Stromregelung eine geringfügige Abhängigkeit von den emulierten Netzbedingungen. Die zu den Sprungantworten zugehörigen Oszillogramme, vgl. Abb. 4.47 (c)-(f), zeigen jedoch, dass eine ausreichende Dämpfung der LCL-Filterresonanz im stationären und im transienten Regelbetrieb für alle betrachteten Fälle erreicht wird. Sowohl die deutliche Verbesserung des dynamischen Regelverhaltens als auch die Erweiterung des Stabilitätsbereiches bei variierenden Netzbedingungen durch die netzadaptive Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung entsprechen den theoretischen Erwartungen nach Kap. 4.4.5.

Nachdem die Messungen für variierende stationäre Netzimpedanzverhältnisse unter idealen Detektionsbedingungen vorgestellt, diskutiert und bewertet wurden, werden im Weiteren die Messergebnisse für transiente (sprunghafte) Änderungen der Netzimpedanz behandelt. Auch hier wird zunächst die ideale (messtechnisch bestimmte) äquivalente Netzimpedanz für die Adaption der Regelparameter verwendet. Ziel dieser messtechnischen Untersuchungen ist es, den Einfluss unterschiedlicher Detektionsdauern t_{detect} auf die erreichbare Regelgüte bzw. die Stabilitätsgrenzen der netzadaptiven Stromregelung für transiente Änderungen der Netzimpedanz unter sonst idealen Randbedingungen zu bewerten. Durch das bereits in Kap. 3 vorgestellte kombinierte Identifikationsverfahren ist es möglich neben einer Messung für quasi-stationäre Netzverhältnisse durch die gezielte Einspeisung von interharmonischen Oberschwingungsströmen auch transiente Änderungen der Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter zur Parameterschätzung zu erfassen.

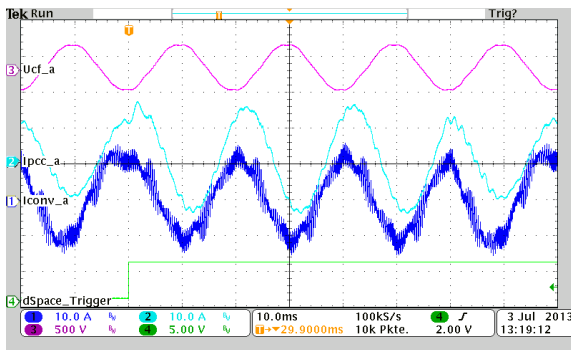
Transiente (sprunghafte) Änderungen der äquivalenten Netzimpedanz werden an dem Laborteststand durch die NVN emuliert. Dabei ist es möglich, sowohl die Anfangs- als auch die Endwerte des emulierten Impedanzsprunges im Rahmen der Auslegung (vgl. Anhang 8.3.3, S. 312 ff.) der NVN beliebig zu variieren. Um den Effekt variierender Detektionsdauern bei sprunghaften Änderungen der äquivalenten Netzimpedanz auf die erreichbare Regelgüte der Stromregelung möglichst deutlich darzustellen, wird ein für das Erreichen eines stabilen Regelverhaltens besonders kritischer Fall gewählt. Nach den bisher durchgeführten Untersuchungen für variierende stationäre Netzimpedanzverhältnisse tritt dieser Fall für die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} sowie eine möglichst starke Veränderung der äquivalenten Netzimpedanz ein.



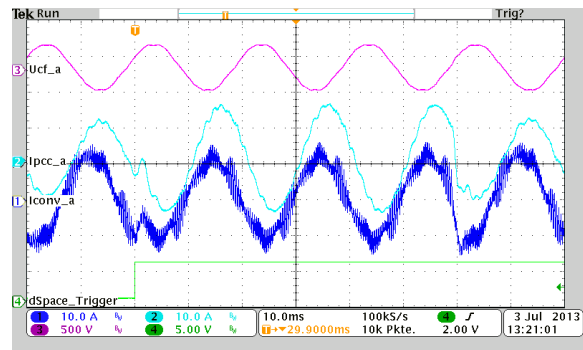
(a)



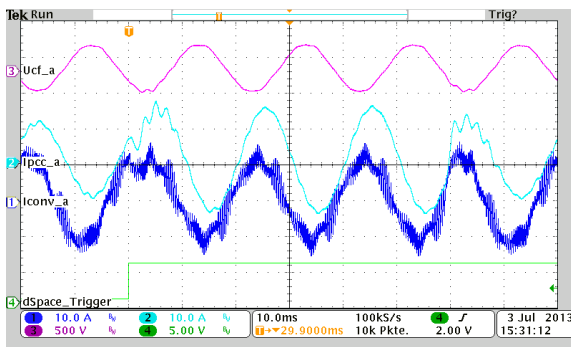
(b)



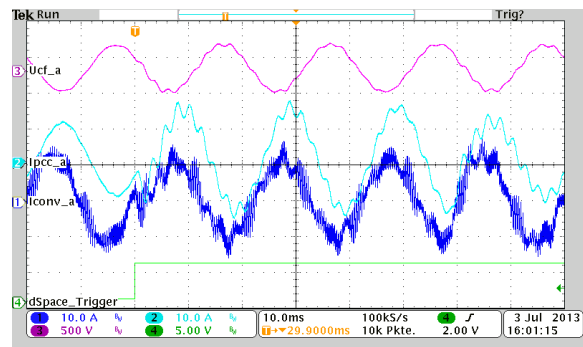
(c)



(d)



(e)

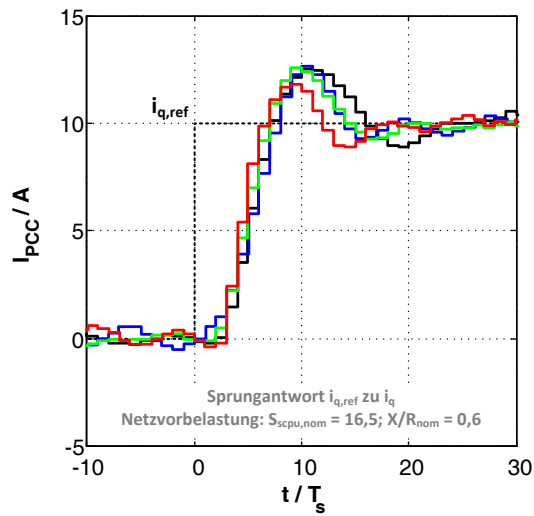


(f)

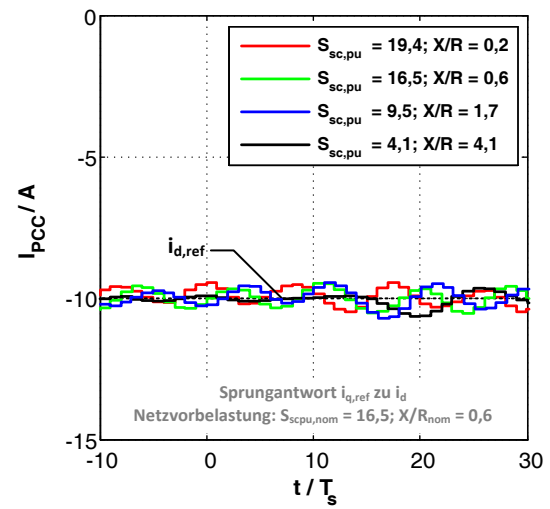
Abb. 4.46: Sprungantwort des Stromregelkreises mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse ohne Adaption der Netzimpedanz (Messreihe 3) (LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,3$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$,

$$L_{\text{Netz, meas}} = 45 \mu\text{H}, R_{\text{Netz, meas}} = 270 \text{ m}\Omega):$$

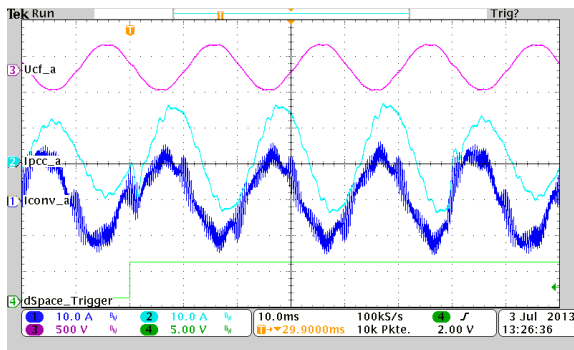
- (a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende Netzimpedanzen, Oszillogramm für (c) $S_{sc,pu} = 19,4$ bzw. $X/R = 0,2$; (d) $S_{sc,pu} = 16,5$ bzw. $X/R = 0,6$; (e) $S_{sc,pu} = 9,5$ bzw. $X/R = 1,7$ und (f) $S_{sc,pu} = 6,3$ bzw. $X/R = 2,7$



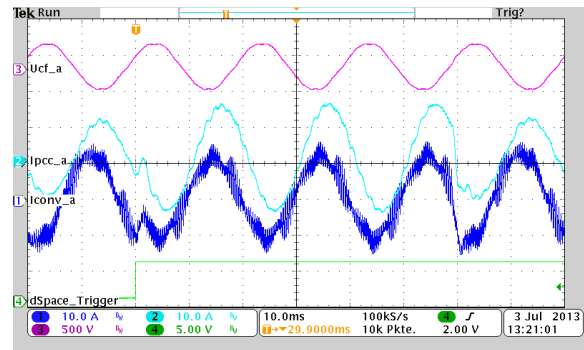
(a)



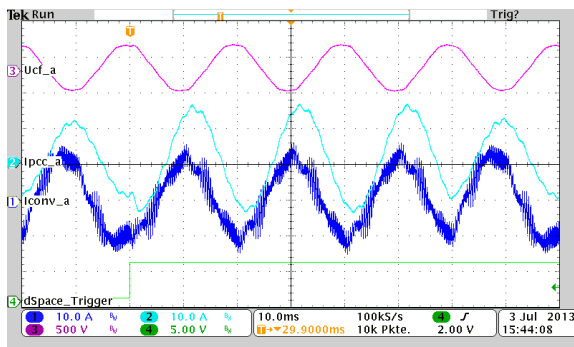
(b)



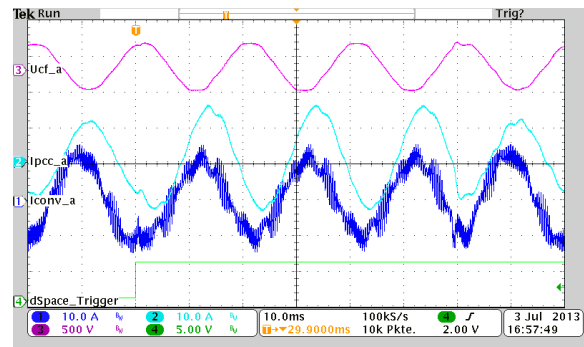
(c)



(d)



(e)



(f)

Abb. 4.47: Sprungantwort des Stromregelkreises mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für variierende Netzimpedanzverhältnisse mit Adaption der Netzimpedanz (Messreihe 4)

(LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,3$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$,

$L_{\text{Netz, meas}} = 45 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz, meas}} = 270 \text{ m}\Omega$):

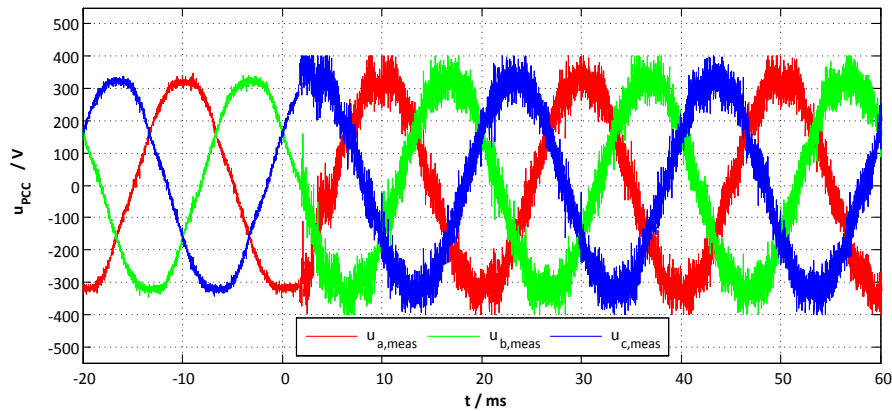
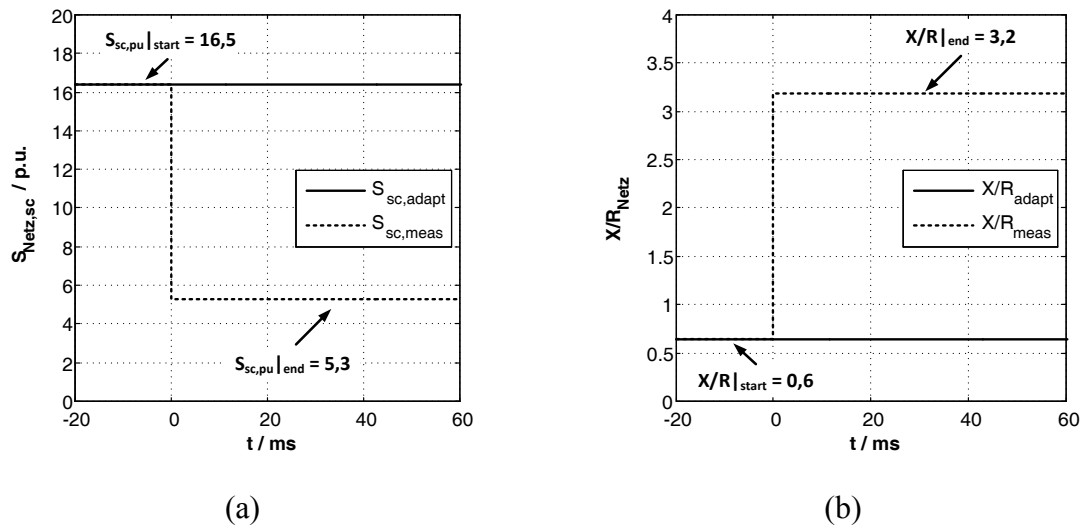
(a) q - und (b) d -Stromkomponente für variierende Netzimpedanzen,

Oszillogramm für (c) $S_{sc,pu} = 19,4$ bzw. $X/R = 0,2$; (d) $S_{sc,pu} = 16,5$ bzw. $X/R = 0,6$;

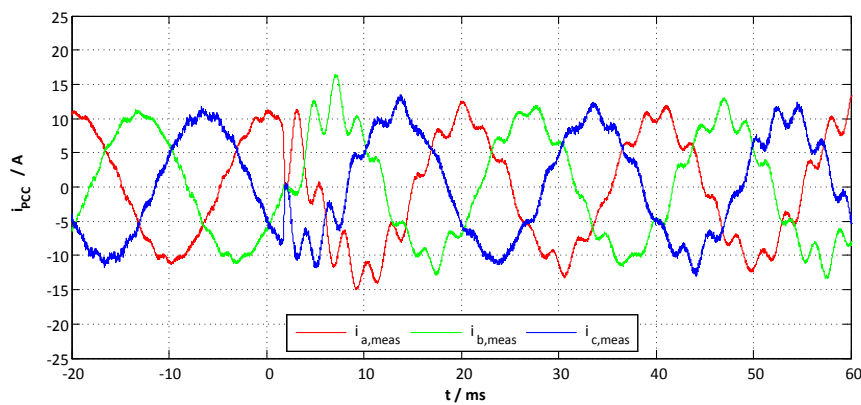
(e) $S_{sc,pu} = 9,5$ bzw. $X/R = 1,7$ und (f) $S_{sc,pu} = 4,1$ bzw. $X/R = 4,1$

Als Ausgangspunkt der Bewertung des Einflusses variierender Detektionsdauern dient die Betrachtung der nicht-adaptiven Stromregelung bei transienten Änderungen der Netzverhältnisse (Messreihe 5). In der Abb. 4.48 ist das Verhalten der Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung für die gewählte sprungförmige Änderung der äquivalenten Netzimpedanz ohne Adaption der Regelparameter dargestellt. Die Abb. 4.48 (a) zeigt den Verläufe der relativen Netzkurzschlussleistung $S_{sc,pu}$ des Experimentes. Hier beschreibt $S_{sc,adapt}$ die für die Adaption der Regelparameter verwendete relative Netzkurzschlussleistung und $S_{sc,meas}$ den idealen (messtechnisch bestimmten) Verlauf der relativen Netzkurzschlussleistung. Die Verläufe der X/R-Verhältnisse sind in Abb. 4.48 (b) illustriert und an der eingeführten Notation orientiert. Der Verlauf der gemessenen Anschlussspannungen u_{PCC} wird in Abb. 4.48 (c) und der Verlauf der gemessenen Anschlussströme i_{PCC} in Abb. 4.48 (d) dargestellt. Für die Parametrisierung der nicht-adaptiven Stromregelung werden die nominellen Netzbedingungen zu $S_{sc,pu,nom} = 16,5$ und $X/R_{nom} = 0,6$ festgelegt. Die Messungen zeigen deutlich, dass nach dem Netzimpedanzsprung (bei Zeitpunkt $t = 0$ s) ohne Adaption der veränderten äquivalenten Netzimpedanz ein instabiles Stromregelverhalten auftritt. Dieses ist vor allem an den starken Oszillationen des netzseitigen Stroms i_{PCC} zu erkennen, vgl. Abb. 4.48 (d). Des Weiteren ist anzumerken, dass durch den emulierten Netzimpedanzsprung hin zu schwächeren Netzverhältnissen (hier $S_{sc,pu|end} = 5,3$) die Netzurückwirkungen des Netzpulsstromrichters unter sonst identischen Randbedingungen erwartungsgemäß deutlich zunehmen. Dies ist insbesondere an der starken Zunahme der hochfrequenten Verzerrungsspannung der Anschlussspannungsverläufe zu erkennen, vgl. Abb. 4.48 (c).

Im Folgenden wird die ideale (messtechnisch bestimmte) äquivalente Netzimpedanz für die Adaption der Regelparameter während der emulierten Impedanzsprünge verwendet. Um den Einfluss variierender Detektionsdauern zu verdeutlichen, wird die Anpassung der Regelparameter jedoch bewusst um die Zeit t_{detect} verzögert. Des Weiteren findet die bereits bei der Diskussion der praktischen Umsetzung der netzadaptiven Stromregelung (vgl. Kap. 4.3.4, S. 136 ff.) eingeführte Zeitkonstante der gleitenden Mittelwertbildung T_{FIR} zur Verhinderung sprunghafter Änderungen der Regelparameter Beachtung.



(c)



(d)

Abb. 4.48: Verhalten der Stromregelung bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse ohne Adaption der Netzimpedanz (Messreihe 5): (LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,3$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$, Netzverhältnisse: $L_{Netz,meas} = 45 \text{ } \mu\text{H}$, $R_{Netz,meas} = 260 \text{ m}\Omega$, $L_{vor,start} = 0,5 \text{ mH}$, $L_{vor,end} = 3,0 \text{ mH}$): (a) relative Netzkurzschlussleistung $S_{Netz,sc}$, (b) X/R-Verhältnis des Netzes X/R_{Netz} , (c) gemessene Anschlussspannung u_{PCC} und (d) gemessener netzseitiger Stromverlauf i_{PCC}

Zunächst werden die Laborergebnisse für Detektionszeiten im Bereich einer halben Netzspannungsperiode betrachtet (Messreihe 6). Die Abb. 4.49 zeigt dafür das Verhalten der netzadaptiven Stromregelung bei einer sprunghaften Änderung der Netzimpedanz für nachgebildete Detektionsdauern t_{detect} vom 0 ms (rote Verläufe), 5 ms (grüne Verläufe) und 10 ms (blaue Verläufe). Der Fall einer nachgebildeten Detektionsdauer von 0 ms entspricht unter Berücksichtigung der Zeitkonstante T_{FIR} der gleitenden Mittelwertbildung der idealen, bestenfalls erreichbaren Detektionsdynamik. Für eine Vergleichbarkeit der Ergebnisse wird der gleiche Netzimpedanzsprung wie bei der bereits erläuterten Messreihe 5 ohne Adaption der Stromregelparameter durch die NVN emuliert. Die Verläufe der für die Adaption der Regelparameter verwendeten relativen Netzkurzschlussleistungen $S_{sc,pu}$ und der X/R-Verhältnisse X/R_{Netz} sind in Abb. 4.49 (a) und (b) dargestellt. Die gemessenen Verläufe der ersten Phase der Filterkondensatorspannung $u_{Cf,a}$ und des netzseitigen Stroms $i_{PCC,a}$ werden in Abb. 4.49 (c) und (d) wiedergegeben. Für die ideale Detektionsdynamik (d.h. rote Verläufe für $t_{detect} = 0\text{ ms}$) treten nach dem emulierten Impedanzsprung leichte Oszillationen sowohl auf der gemessenen Filterkondensatorspannung als auch auf dem netzseitigen Stromverlauf auf. Dabei zeigt vor allem die auf den netzseitigen Stromverlauf auftretende kurzzeitige Schwingung eine Erhöhung der Stromamplitude von ca. 50% des stationären Wertes. Die gemessenen Oszillationen der elektrischen Filterzustände treten durch die Anregung der LCL-Filterresonanz während des emulierten Sprunges der Netzverhältnisse auf und werden nach etwa 10 ms vollständig ausgeglichen. Diese Ausregelzeit entspricht in etwa der Zeitkonstante T_{FIR} der gleitenden Mittelwertfilterung für die Adaption der Regelparameter und ist daher in dem erwarteten Bereich. Die Messergebnisse für die Detektionszeiten von 5 ms (grüne Verläufe) und von 10 ms (blaue Verläufe) offenbaren ein ähnliches Regelverhalten für die durchgeführten Impedanzsprünge. Während die auftretenden Oszillationen für eine Detektionszeit von 5 ms nach etwa 15 ms vollständig ausgeglichen sind, werden die Oszillationen der Filterzustände für eine Detektionszeit von 10 ms nach etwa 20 ms vollständig unterdrückt. Demnach wird das Regelverhalten der netzadaptiven Stromregelung für transiente (sprunghafte) Änderungen der Netzverhältnisse für Detektionsdauern in dem Bereich von einer halben Netzspannungsperiode durch die Filterzeitkonstante T_{FIR} des gleitenden Mittelwertfilters dominiert (unter sonst idealen Detektionsbedingungen). Die gleitende Mittelwertbildung ist jedoch notwendig, um sprunghaften Änderungen der Regelparameter entgegenzuwirken. Des Weiteren zeigen die Messergebnisse, dass i.d.R. die maximalen, durch die Anregung der LCL-Filterresonanz auftretenden, Amplituden des netzseitigen Stromverlaufs direkt nach dem Impedanzsprung auftreten. Für das gewählte Beispiel liegen die maximalen Erhöhungen der Stromamplitude in dem Bereich um 50% der stationären Stromamplitude.

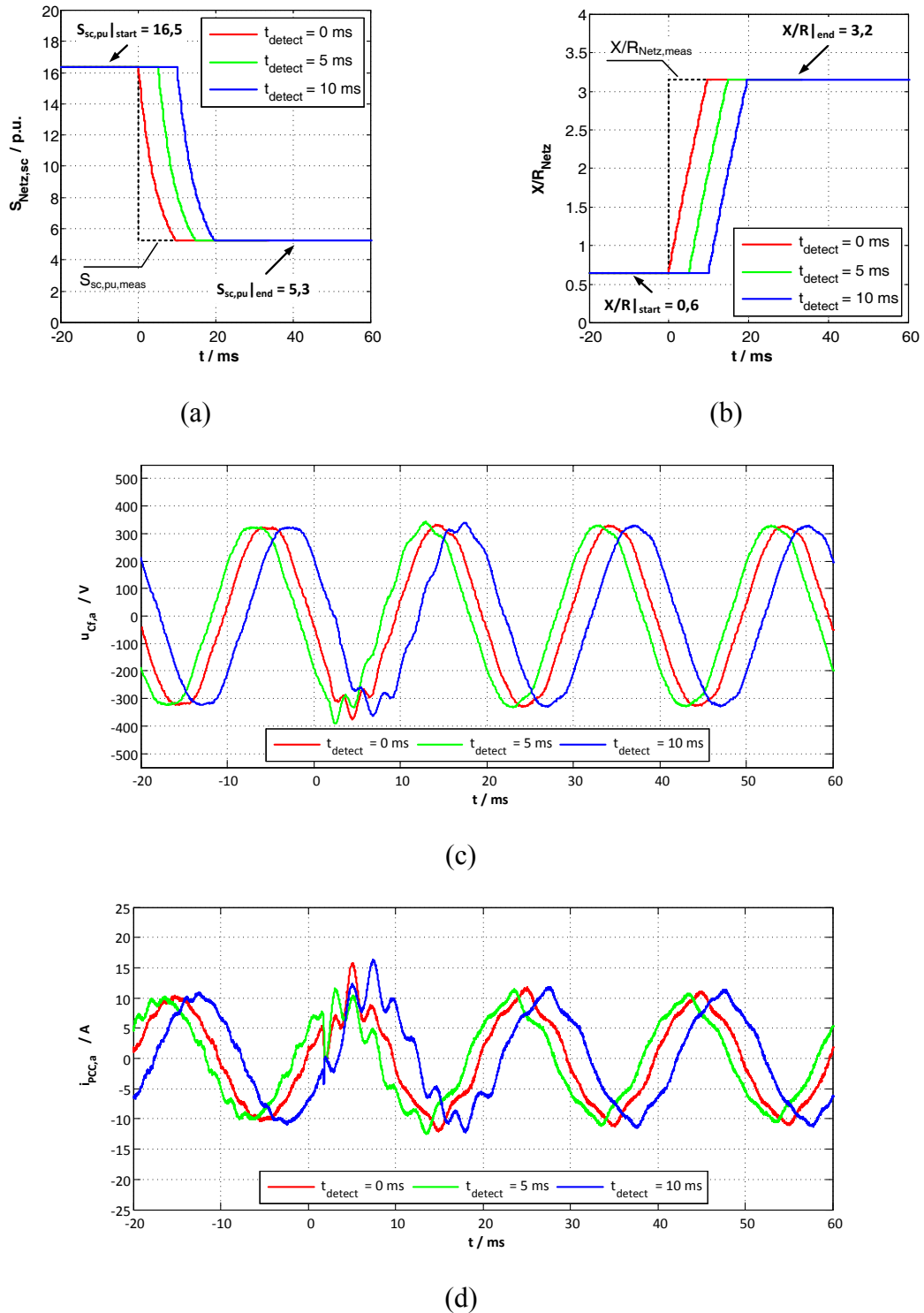
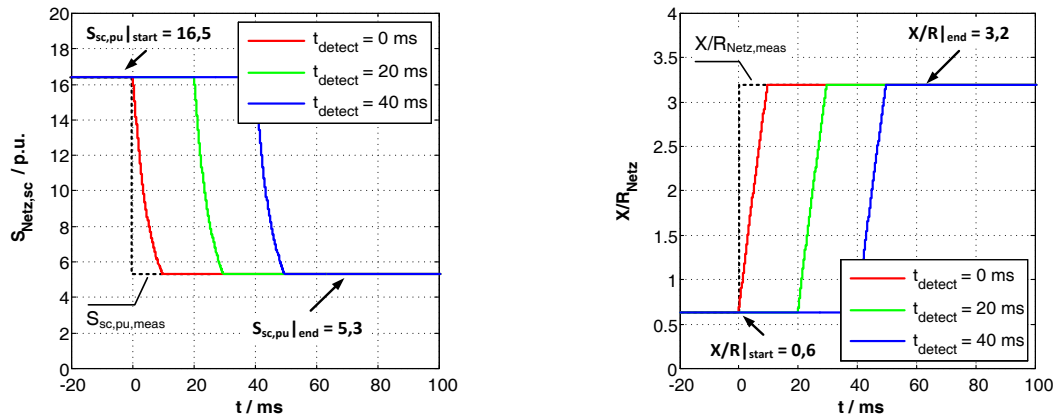


Abb. 4.49: Verhalten der Stromregelung (Messreihe 6) bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse mit idealer Adaption der Netzimpedanz sowie variierenden Detektionsdauern ($t_{\text{detect}} = 0 \text{ ms}$, 5 ms und 10 ms): (LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,3$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$, $T_{\text{FIR}}/T_s = 50$, Netzverhältnisse: $L_{\text{Netz,meas}} = 45 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz,meas}} = 260 \text{ m}\Omega$, $L_{\text{vor,start}} = 0,5 \text{ mH}$, $L_{\text{vor,end}} = 3,0 \text{ mH}$): (a) relative Netzkurzschlussleistung $S_{\text{Netz,sc}}$, (b) X/R -Verhältnisse des Netzes X/R_{Netz} , (c) gemessene Filterkondensatorspannungen der ersten Phase $u_{\text{Cf},a}$ und (d) gemessene netzseitige Stromverläufe der ersten Phase $i_{\text{PCC},a}$

Zum Abschluss der Betrachtungen werden die Messergebnisse für höhere, in dem Bereich von mehreren Netzspannungsperioden liegende, Detektionsdauern betrachtet (Messreihe 7). Die Abb. 4.50 zeigt dazu die gemessenen Verläufe der Filterkondensatorspannung $u_{Cf,a}$ und des netzseitigen Stroms $i_{PCC,a}$ für Detektionsdauern von 0 ms (als Referenzmessung), 20 ms und 40 ms unter sonst unveränderten Randbedingungen. Wiederum zeigt sich ein oszillierendes Verhalten der gemessenen elektrischen Filterzustände nach Auftreten des Netzimpedanzsprunges. Die Messungen offenbaren, dass die Anregung der LCL-Filterresonanz zu einem annähernd grenzstabilen Regelverhalten führt, bei welchem es weder zu einem Aufschwingen noch zu einem Abklingen der auftretenden Schwingungen kommt. Vielmehr werden die elektrischen Oszillationen nach der erwarteten Gesamtzeit (d.h. $t_{Ges} = t_{detect} + T_{FIR}$) vollständig ausgeglet. Diese Messungen lassen den Schluss zu, dass wenn die Detektionszeit in dem Bereich mehrerer Netzspannungsperioden liegt, das Verhalten der netzadaptiven Stromregelung hauptsächlich durch die inhärenten Dämpfungseigenschaften des LCL-Filters geprägt wird.

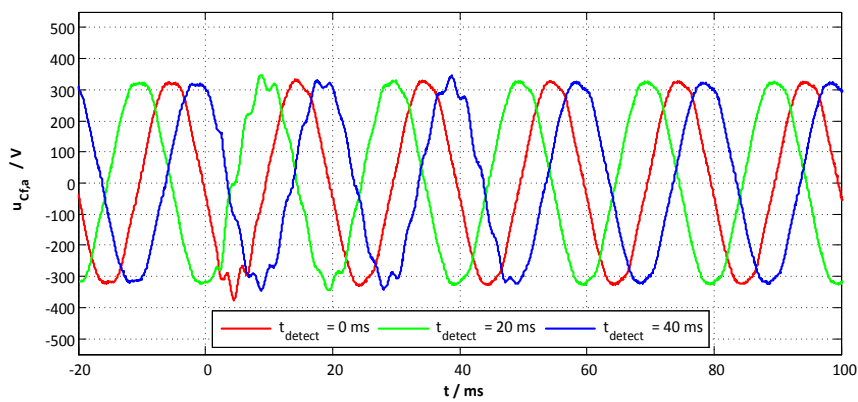
Die vorgestellten Messreihen der netzadaptiven Stromregelung unter variierenden Netzverhältnissen bei idealen Detektionsbedingungen lassen folgende Schlussfolgerungen zu:

- Sowohl für (quasi-) stationäre als auch transiente (sprunghafte) Veränderungen der Netzverhältnisse führt eine Adaption der Regelparameter nicht nur zu einer Erhöhung des Stabilitätsbereiches der Stromregelung, sondern auch zu einer deutlichen Verbesserung der Regelgüte der Stromregelung.
- Bei transienten (sprunghaften) Veränderungen der äquivalenten Netzimpedanz hat die Detektionsdauer t_{detect} einen geringfügigen Einfluss auf die erreichbare Regelgüte der netzadaptiven Stromregelung, wenn diese in dem Bereich der Zeitkonstante der Mittelwertbildung T_{FIR} für die Adaption der Regelparameter liegt.
- Bei transienten (sprunghaften) Veränderungen der äquivalenten Netzimpedanz hat die Detektionsdauer t_{detect} einen deutlichen Einfluss auch die erreichbare Regelgüte der netzadaptiven Stromregelung, wenn diese weit über dem Wert der Zeitkonstante der Mittelwertbildung T_{FIR} für die Adaption der Regelparameter liegt.
- Treten im netzadaptiven Regelbetrieb sprunghafte Änderungen der Netzimpedanz auf, so zeigen die Messungen unter idealen Detektionsbedingungen, dass die inhärente (verlustbedingte) Dämpfung des LCL-Filters maßgebend für das transiente Verhalten (während der Adaption der Regelparameter) der Stromregelung ist.

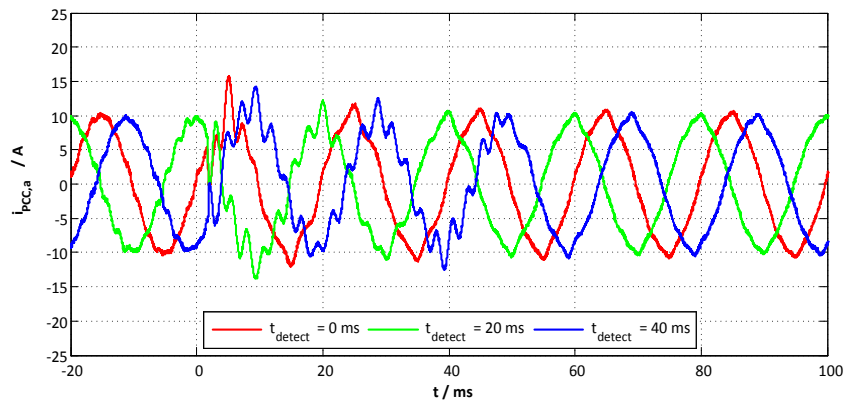


(a)

(b)



(c)



(d)

Abb. 4.50: Verhalten der Stromregelung (Messreihe 7) bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse mit idealer Adaption der Netzimpedanz sowie variierenden Detektionsdauern ($t_{\text{detect}} = 0 \text{ ms}$, 20 ms und 40 ms): (LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -5 \text{ kW}$, $\gamma = 0,3$, $\omega_k/\omega_s = 1/102$, $T_{\text{FIR}}/T_s = 50$, Netzverhältnisse: $L_{\text{Netz,meas}} = 45 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz,meas}} = 260 \text{ m}\Omega$, $L_{\text{vor,start}} = 0,5 \text{ mH}$, $L_{\text{vor,end}} = 3,0 \text{ mH}$): (a) relative Netzkurzschlussleistung $S_{\text{Netz,sc}}$, (b) X/R-Verhältnisse des Netzes X/R_{Netz} , (c) gemessene Filterkondensatorspannungen der ersten Phase $u_{\text{Cf},a}$ und (d) gemessene netzseitige Stromverläufe der ersten Phase $i_{\text{PCC},a}$

4.4.8 Messergebnisse der netzadaptiven Stromregelung mit komplexwertiger aktiver Dämpfung und Schätzung der Netzimpedanz

Der vorhergehende Abschnitt stellte die Adaption der Stromregelung an veränderliche äquivalente Netzimpedanzen unter idealen Randbedingungen vor. Im Folgenden werden die Messergebnisse der netzadaptiven Stromregelung mit Schätzung der Netzimpedanz durch das kombinierte Identifikationsverfahren nach Kap. 3.4 (S. 84 ff.) dargelegt, diskutiert und bewertet. In der Tab. 4.19 wird eine Übersicht der durchgeführten messtechnischen Untersuchungen gegeben. Wie aus der tabellarischen Zusammenfassung zu entnehmen ist, werden ausschließlich Messergebnisse für transiente (sprunghafte) Änderungen der äquivalenten Netzimpedanz betrachtet. Des Weiteren wird nachfolgend lediglich die LCL-Filterkonfiguration II mit Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} berücksichtigt. Diese Systemkonfiguration wird als besonders kritisch für die Umsetzung der netzadaptiven Stromregelung bewertet. Hier wird ein stabiles Regelverhalten nur durch die Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes erreicht. Ferner zeigen die bereits vorgestellten Analysen unter idealen Detektionsbedingungen, dass es ohne Adaption der Regelparameter an veränderliche Netzverhältnisse (besonders bei starken Netzimpedanzsprüngen) schnell zu einem instabilen Regelverhalten kommt.

Tab. 4.19: Übersicht der zur Validierung der netzadaptiven Stromregelung mit Schätzung der Netzimpedanz durchgeführten messtechnischen Untersuchungen

Messung	Abbildung	Untersuchung	Zielsetzung
1	Abb. 4.51	Regelverhalten bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse (kleiner Impedanzsprung startend ohne NVN) mit Schätzung der Netzimpedanz und Adaption der Regelparameter	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Untersuchung der netzadaptiven Regelung unter realen Laborbedingungen ohne zusätzliche NVN ▪ Untersuchung der netzadaptiven Regelung für kleine sprungförmige Änderungen der Netzverhältnisse
2	Abb. 4.52	Regelverhalten bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse (großer Impedanzsprung startend mit NVN) ohne Adaption der Regelparameter	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Prüfung der Notwendigkeit der Adaption variierender Netzverhältnisse bei großen Sprüngen der Netzimpedanz
3	Abb. 4.53	Regelverhalten bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse (großer Impedanzsprung startend mit NVN) mit Schätzung der Netzimpedanz und Adaption der Regelparameter	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Untersuchung der netzadaptiven Regelung für starke sprungförmige Änderungen der Netzverhältnisse

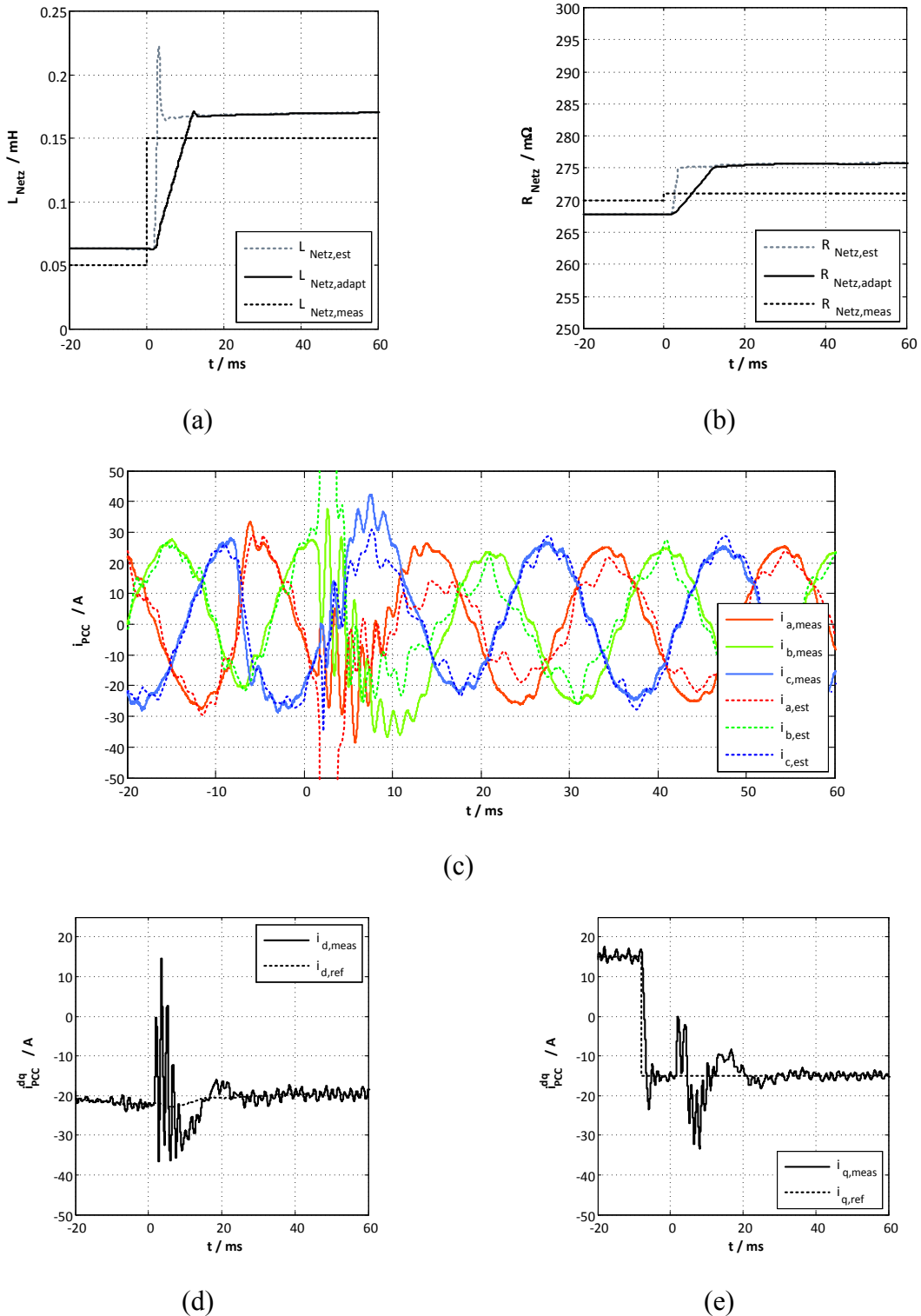


Abb. 4.51: Verhalten der netzadaptiven Stromregelung bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse und Schätzung der Netzimpedanz (Messung 1):

(LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -10 \text{ kW}$, $Q = \pm 7,5 \text{ kVAr}$, $T_{\text{FIR}}/T_s = 50$; Netzverhältnisse:

$$L_{\text{Netz,meas}} = 50 \mu\text{H}, R_{\text{Netz,meas}} = 270 \text{ m}\Omega, L_{\text{Vor,start}} = 0,0 \text{ mH}, L_{\text{Vor,end}} = 0,1 \text{ mH}:$$

(a) äquivalente Netzinduktivität L_{Netz} , (b) äquivalenter Netzwidestand R_{Netz} , (c) netzseitiger Stromverlauf i_{PCC} sowie (d) d -Komponenten i_d und (e) q -Komponenten i_q des netzseitigen Stromverlaufs i_{PCC}

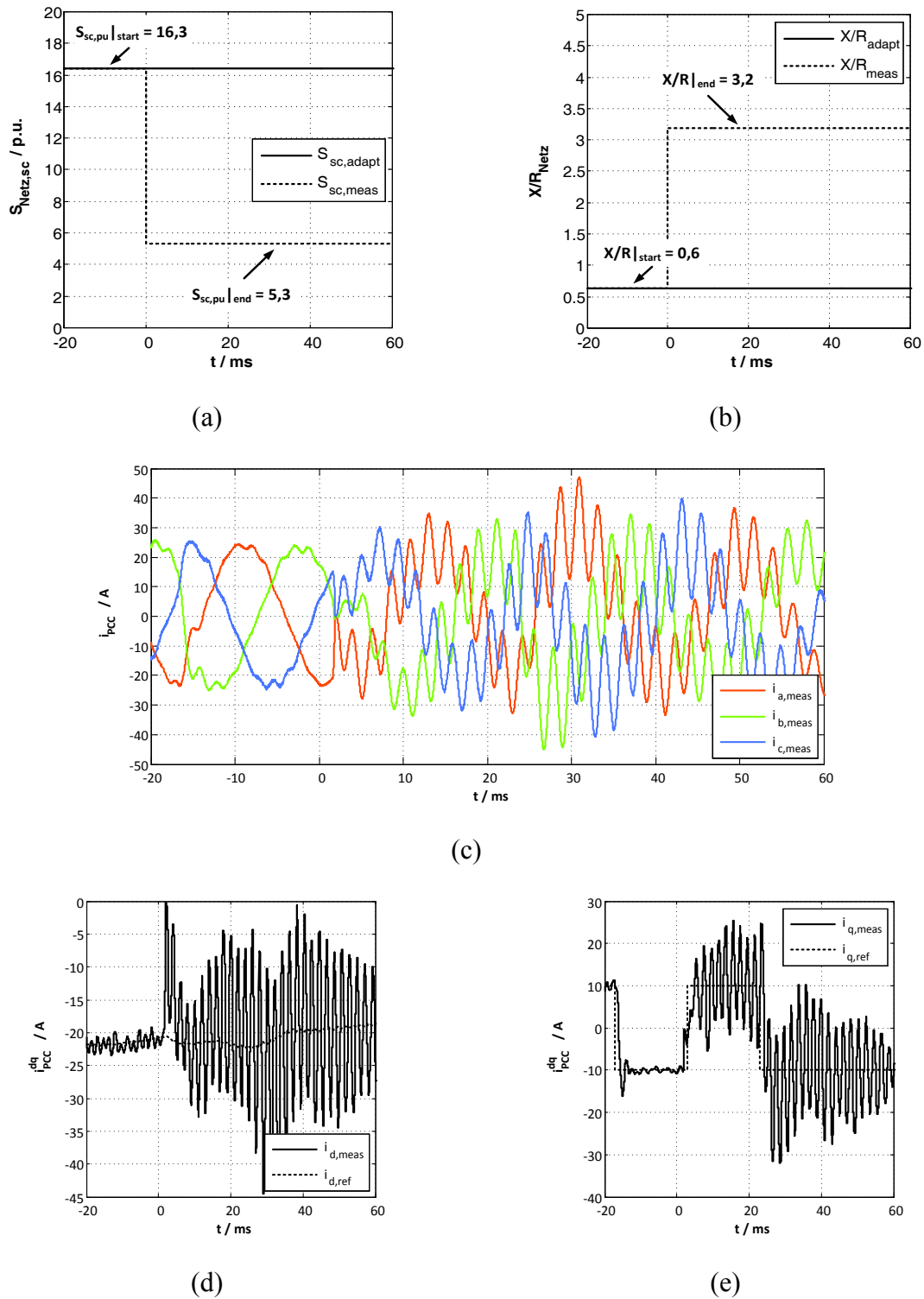


Abb. 4.52: Verhalten der Stromregelung bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse ohne Adaption der Regelparameter (Messung 2):

(LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -10 \text{ kW}$, $Q = \pm 5 \text{ kVAr}$, Netzverhältnisse:

$L_{\text{Netz,meas}} = 60 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz,meas}} = 270 \text{ m}\Omega$, $L_{\text{vor,start}} = 0,5 \text{ mH}$, $L_{\text{vor,end}} = 3,0 \text{ mH}$):

(a) relative Netzkurzschlussleistung $S_{\text{Netz,sc}}$, (b) X/R-Verhältnis des Netzes X/R_{Netz} , (c) netzseitiger Stromverlauf i_{PCC} sowie (d) d -Komponenten i_d und (e) q -Komponenten i_q des netzseitigen Stromverlaufs i_{PCC}

Zunächst wird ein Sprung der äquivalenten Netzimpedanz von $100 \mu H$ durch die NVN emuliert (Messung 1). Der Impedanzsprung startet hierbei von den eigentlich im Labor vorherrschenden Netzbedingungen (Netzvorbereitung: $S_{sc,pu}|_{start} = 19,7$, $X/R_{Netz}|_{start} = 0,06$, Endbedingung: $S_{sc,pu}|_{end} = 19,4$, $X/R_{Netz}|_{end} = 0,17$). Die Abb. 4.51 zeigt hierzu die Verläufe der äquivalenten Netzinduktivität L_{Netz} , vgl. Abb. 4.51 (a), des äquivalenten ohmschen Anteils der Netzimpedanz R_{Netz} , vgl. Abb. 4.51 (b), der netzseitigen Ströme i_{PCC} , vgl. Abb. 4.51 (c), sowie der d -Stromkomponenten und der q -Stromkomponenten des netzseitigen Stroms, vgl. Abb. 4.51 (d) und (e). Bei der Darstellung der äquivalenten Netzgrößen werden sowohl die messtechnisch bestimmten Netzparameter (Index: *meas*) und die durch den Erweiterten Kalman-Filter geschätzten Netzparameter (Index: *est*) als auch die für die Adaption der Stromregelung verwendeten Netzparameter (Index: *adapt*) aufgezeigt.

Der Verlauf der geschätzten Netzparameter entspricht hierbei im Wesentlichen (bis auf einen kleinen stationären Schätzfehler) den im Vorfeld des Experimentes messtechnisch bestimmten Netzbedingungen. Es ist vor allem die hohe Detektionsdynamik der Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz durch den Erweiterten Kalman-Filter hervorzuheben. Die hohe Detektionsdynamik führt unter Berücksichtigung der gleitenden Mittelwertbildung zu einer nahezu idealen Adaption der Regelparameter an die sprunghaft geänderten Netzbedingungen. Ferner hat der festgestellte stationäre Schätzfehler der Netzparameter keinen messbaren Einfluss auf die Regelgüte der netzadaptiven Stromregelung. Die gemessenen dreiphasigen Verläufe des netzseitigen Stroms zeigen während der sprunghaften Änderung der äquivalenten Netzimpedanz (bei Trigger-Zeitpunkt $t = 0$ s) zunächst starke Oszillationen. Dieses Verhalten wird durch die Anregung der LCL-Filterresonanz durch die abrupte Änderung der Netzverhältnisse hervorgerufen. Nach der minimal möglichen, durch die Zeitkonstante der Mittelwertbildung T_{FIR} begrenzten (hier: $T_{FIR} \approx 10$ ms), Adaptionzeit der Regelparameter werden die auftretenden Oszillationen jedoch vollständig ausgeglichen. Dieses Verhalten spiegelt sich auch in den Verläufen der d - bzw. q -Stromkomponenten des netzseitigen Stroms wider. Hier werden alle transienten Regelvorgänge nach einer Gesamtzeit von ca. 20 ms abgeschlossen wohingegen die auf den Stromverläufen auftretenden Oszillationen bereits nach etwa 10 ms ausgeglichen werden.

Im Weiteren wird ein für das Erreichen eines stabilen Regelverhaltens besonders kritischer Sprung der äquivalenten Netzimpedanz betrachtet. Dazu wird durch die NVN ein Impedanzsprung von $0,5$ mH auf $3,0$ mH emuliert (Netzvorbereitung: $S_{sc,pu} = 19,7$, $X/R_{Netz} = 0,07$). Im ersten Schritt der messtechnischen Untersuchungen wird der Impedanzsprung ohne Adaption der Regelparameter an die veränderte Netzbedingung durchgeführt (Messung 2). Dieses Experiment dient als Referenzmessung für die spätere Bewertung der Regeldynamiken bei Adaption des Impedanzsprunges.

Die Abb. 4.52 fasst die relevanten Messergebnisse des Verhaltens der nicht-adaptiven Stromregelung für den beschriebenen Impedanzsprung zusammen. In der Abb. 4.52 (a) sind die Verläufe der messtechnisch bestimmten relativen Netzkurzschlussleistungen $S_{sc,meas}$ und der für die Adaption verwendeten relativen Netzkurzschlussleistungen $S_{sc,adapt}$ abgebildet. Des Weiteren werden in Abb. 4.52 (b) die Verläufe des messtechnisch be-

stimmten X/R-Netzverhältnisses X/R_{meas} und des für die Adaption verwendeten X/R-Netzverhältnisses X/R_{adapt} illustriert. Da die Regelparameter in dem ersten Schritt der Untersuchungen nicht an die veränderten Netzbedingungen angepasst werden, zeigen sowohl der Verlauf der zur Adaption verwendeten relativen Netzkurzschlussleistung als auch des X/R-Netzverhältnisses konstantes Verhalten. Aus den gemessenen Verläufen des dreiphasigen Anschlussstromes i_{PCC} , vgl. Abb. 4.52 (c), ist eindeutig zu erkennen, dass es unmittelbar nach Auftreten des Sprunges der äquivalenten Netzimpedanz (bei Trigger-Zeitpunkt $t = 0$ s) zu einem instabilen Stromregelverhalten kommt. Diese Feststellung wird durch die berechneten Verläufe der d - bzw. q -Komponenten des netzseitigen Stroms bestätigt, vgl. Abb. 4.52 (d) und (e).

Zum Abschluss der Untersuchungen wird das Experiment unter identischen Randbedingungen wiederholt, jedoch werden nun die durch den Erweiterten Kalman-Filter geschätzten Netzparameter zur Adaption der Stromregelung an die sprunghaft geänderten Netzverhältnisse verwendet (Messung 3). Die Abb. 4.53 fasst die wichtigsten Ergebnisse dieser Messung zusammen.

In den Abb. 4.53 (a) und (b) sind die Verläufe der geschätzten, gemessenen und für die Adaption der Stromregelung verwendeten äquivalenten Netzparameter L_{Netz} bzw. R_{Netz} dargestellt. Die geschätzten äquivalenten Netzparameter entsprechen dabei sowohl in ihrer Höhe als auch in ihren zeitlichen Verläufen grundsätzlich den im Vorfeld des Experimentes messtechnisch bestimmten Netzbedingungen. Es ist abermals ein geringfügiger stationärer Schätzfehler sowohl für die geschätzte äquivalente Netzinduktivität $L_{Netz,est}$ als auch für den geschätzten äquivalenten ohmschen Anteil der Netzimpedanz $R_{Netz,est}$ festzustellen. Der Einfluss dieses stationären Schätzfehlers auf die erreichbare Regelgüte der netzadaptiven Stromregelung wird wiederum als geringfügig eingeschätzt. Die gemessenen dreiphasigen Verläufe des netzseitigen Filterstroms i_{PCC} , vgl. Abb. 4.53 (c), zeigen direkt nach dem emulierten Impedanzsprung ein oszillierendes Verhalten. Dieses Verhalten wird durch die Anregung der LCL-Filterresonanz durch den Sprung der Netzimpedanz hervorgerufen. Die resonanten Oberschwingungsanteile des netzseitigen Stroms werden nach ca. 15 ms vollständig durch die Nachführung der Regelparameter an die veränderten Netzbedingungen ausgegletet. Die Adaption der aktiven Dämpfung zeigt sich sehr deutlich in den berechneten Verläufen der d - bzw. q -Stromkomponenten des netzseitigen Stroms, vgl. Abb. 4.53 (d) und (e). Hier werden die starken, nach dem Sprung der äquivalenten Netzimpedanz auftretenden, Oszillationen über einen Zeitraum von 15 ms sukzessiv verringert. Darüber hinaus zeigen die d - bzw. q -Stromverläufe, dass nach einer Gesamtzeit von etwa 25 ms alle transienten Regelvorgänge abgeschlossen sind und die Stromregelung wieder in einen stabilen Stromregelbetrieb übergeht.

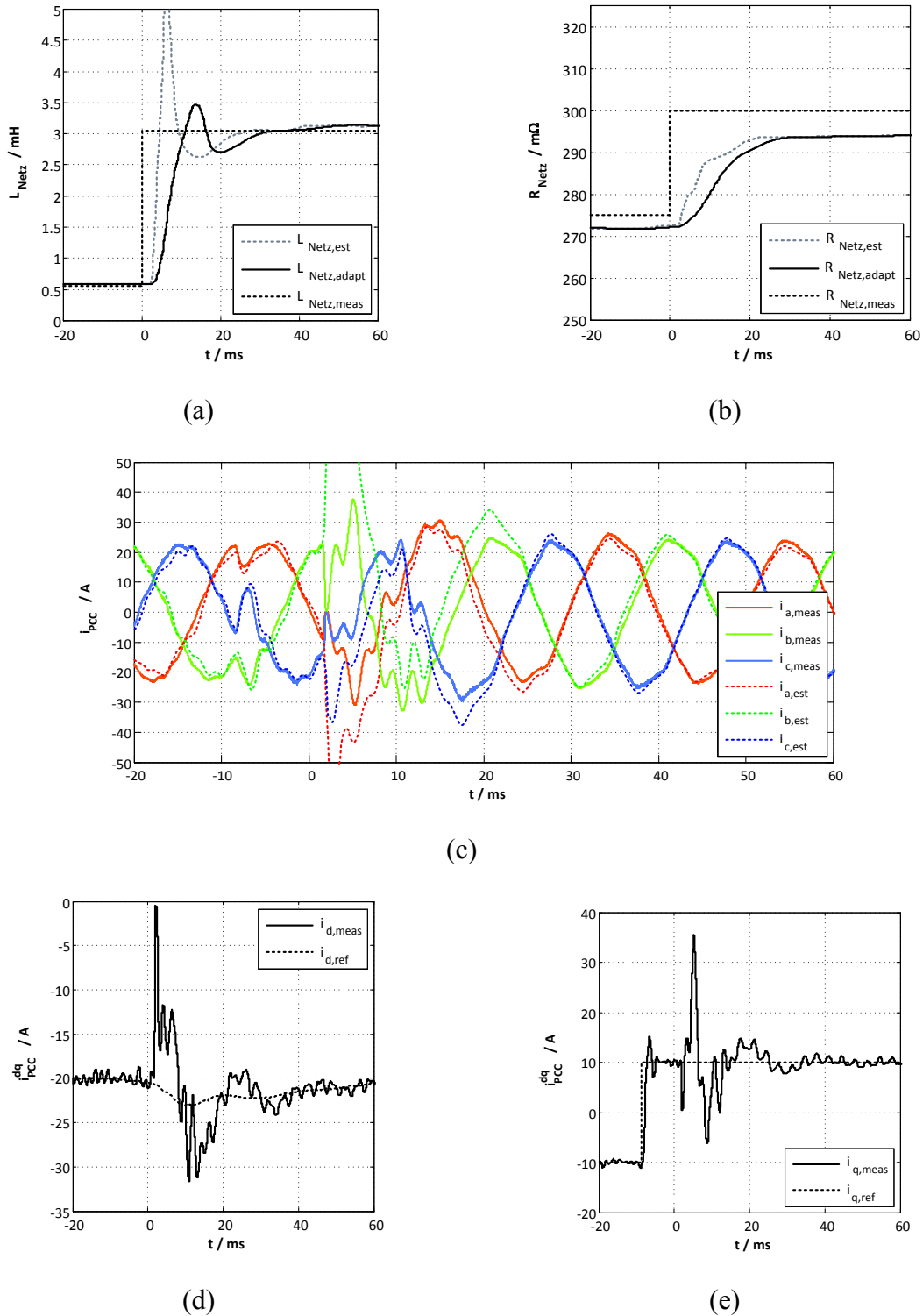


Abb. 4.53: Verhalten der netzadaptiven Stromregelung bei sprungförmiger Änderung der Netzverhältnisse und Schätzung der Netzimpedanz (Messung 3):

(LCL II, I_{PCC} -Rückführung, $P = -10 \text{ kW}$, $Q = \pm 5 \text{ kVar}$, $T_{FIR}/T_s = 50$; Netzverhältnisse:

$$L_{\text{Netz,meas}} = 60 \mu\text{H}, R_{\text{Netz,meas}} = 270 \text{ m}\Omega, L_{\text{vor,start}} = 0,5 \text{ mH}, L_{\text{vor,end}} = 3,0 \text{ mH):}$$

(a) äquivalente Netzinduktivität L_{Netz} , (b) äquivalenter Netzwidestand R_{Netz} , (c) netzseitiger Stromverlauf i_{PCC} sowie (d) d -Komponenten i_d und (e) q -Komponenten i_q des netzseitigen Stromverlaufs i_{PCC}

Ein Vergleich der Messergebnisse ohne Adaption der Stromregelparameter (Messung 2) zu den Messergebnissen mit netzadaptiver Stromregelung (Messung 3) macht den Vorteil des neu entwickelten netzadaptiven Regelungskonzeptes deutlich. Die netzadaptive Stromregelung ist selbst für besonders kritische sprungförmige Änderungen der äquivalenten Netzimpedanz in der Lage nicht nur einen stabilen Regelbetrieb des Netzpulsstromrichters zu gewährleisten sondern dabei auch eine hohe Regelgüte zu erreichen. Sprungförmige Änderungen der äquivalenten Netzimpedanz stellen einen Extremfall für mögliche auftretende transiente Änderungen der Netzimpedanz dar. Durch diese Betrachtungsweise wird dennoch sichergestellt, dass das beschriebene netzadaptive Regelungskonzept auf jede weitere (sich stetig ändernde) transiente Netzimpedanzbedingung übertragbar ist.

Zur Vervollständigung der Betrachtungen ist anzumerken, dass die netzadaptive Stromregelung mit Verwendung der geschätzten äquivalenten Netzimpedanzen bereits bei den messtechnischen Untersuchungen des Erweiterten Kalman-Filters nach Kap. 3.3.4 (S. 76 ff.) angewendet wird. Demzufolge werden die dort durchgeführten messtechnischen Untersuchungen zudem als Nachweis der netzadaptiven Stromregelung für die LCL-Filterkonfiguration I und Rückführung des netzseitigen Stroms I_{PCC} angesehen.

4.5 Zusammenfassung und Bewertung des vorgestellten netzadaptiven Regelungsverfahrens

In diesem Kapitel wurde ein neuartiges indirektes Stromregelungskonzept für einen Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis mit Adaption der Stromregelung an veränderliche Netzimpedanzbedingungen entwickelt und unter Laborbedingungen validiert. Die Stromregelung wurde auf der Basis eines vollständig zeitdiskret beschriebenen Modells der Stromregelstrecke entworfen. Hierbei war es durch die vorgestellten Analysen möglich sowohl Netzpulsstromrichter mit netzseitigem L-Filterssystem als auch netzseitigem LCL-Filterssystem zu betrachten.

Das entworfene Stromregelungskonzept basiert auf dem Prinzip der spannungs-orientierten Regelung. Demnach werden die Regelgrößen in ein mit der Netzfrequenz rotierendes Koordinatensystem transformiert. Die in diesem Koordinatensystem auftretenden Verkopplungen der Regelstrecke finden sowohl in dem Entwurf der Streckenmodelle als auch des Stromregelkonzeptes besondere Beachtung. Hier gibt vor allem die analytische Berechnung der zeitdiskreten Streckenmodelle Aufschluss über die in der Regelstrecke auftretenden Verkopplungsdynamiken. Dabei ist vor allem die vollständig analytisch abgeleitete Modellierung der Verkopplungsdynamiken eines Netzpulsstromrichters mit netzseitigem LCL-Filterssystem als ein wesentlicher wissenschaftlicher Beitrag dieses Kapitels hervorzuheben. Neben einer niederfrequenten Verkopplungsdynamik des äquivalenten L-Filtersystems eines LCL-Filters zeigt das entwickelte Modell auch, dass es zu weiteren hochfrequenten Verkopplungsdynamiken der resonanten LCL-Filterpole und -nullstellen kommt. Diese hochfrequenten Verkopplungsdynamiken werden als Resonanzverkopplungen bezeichnet.

Aufgrund der detaillierten analytischen Beschreibung der Regelstrecke wurde im ersten Schritt des Stromregelungsentwurfs ein rein zeitdiskreter und komplexwertiger Stromregler mit theoretisch vollständiger Kompensation der Verkopplungsdynamiken entwickelt. Hierbei wurde die Regelstrecke mit netzseitigem L-Filterssystem für die Herleitung der Reglerstruktur und die Diskussion der zur Anwendung kommenden Auslegungsstrategie zugrunde gelegt. Als Auslegungsstrategie wurde die Kompensation der größten (hier komplexwertigen) Zeitkonstante des Systems gewählt. Ferner wurde die (komplexwertige) stationäre Streckenverstärkung durch einen proportionalen Regleranteil kompensiert. Ein zusätzlich eingeführter reellwertiger Einstellfaktor dient schlussendlich der Einstellung der Dynamik- und Robustheitseigenschaften des komplexwertigen Stromreglers. Die messtechnischen Untersuchungen des entwickelten Stromreglers unter Berücksichtigung variierender Verhältnisse der Abtastkreisfrequenz zur Kreisfrequenz des rotierenden KOS offenbaren hervorragende dynamische Regelungseigenschaften. Neben einer ausgezeichneten Übereinstimmung der theoretisch erwarteten und messtechnisch erfassten Regelungsdynamiken wird darüber hinaus eine exzellente Kompensation der Verkopplungsdynamiken unter Laborbedingungen erreicht.

Im zweiten Schritt des Entwurfs der Stromregelung wurden die Betrachtungen auf Netzpulsstromrichter mit netzseitigem LCL-Filterssystem erweitert. Auch hier wurde die detaillierte zeitdiskrete Beschreibung der Regelstrecke als Basis für die Entwicklung eines neuartigen Regelungskonzeptes verwendet. Zunächst wurden zwei wesentliche, die Dynamik der Regelstrecke mit LCL-Filter hauptsächlich bestimmende, Streckendynamiken identifiziert. Diese sind die niederfrequente äquivalente L-Filterdynamik der Regelstrecke mit LCL-Filter und die hochfrequenten resonanten LCL-Filterdynamiken. Beide Dynamiken zeigen neben ihren charakteristischen Verzögerungs- bzw. Resonanzverhalten zudem Verkopplungsdynamiken auf. Zur Regelung der niederfrequenten äquivalenten L-Filterdynamik sowie einer entsprechenden Kompensation der niederfrequenten Verkopplungsdynamiken wurde der bereits beschriebene komplexwertige Stromregler verwendet. Für die aktive Dämpfung der hochfrequenten LCL-Filterresonanz wurde ein komplexwertiger Sollwertfilter der PWM-Referenzspannungen entwickelt. Bei der Auswahl dieses Regelungsansatzes wurde sowohl die zu erwartende Robustheit bezüglich Variationen der äquivalenten Netzimpedanz, diese ist i.d.R. für einen solchen Ansatz vergleichsweise gering, als auch die Auslegung der LCL-Filterkomponenten berücksichtigt. Die Festlegung beider Randbedingungen zielt zum einen auf eine Minimierung der notwendigen Messsensoren und zum anderen auf die Reduzierung der im LCL-Filter auftretenden Verluste ab. Das entwickelte komplexwertige aktive Dämpfungsnetzwerk ermöglicht aus theoretischer Sicht eine vollständige Kompensation der Resonanzverkopplungen des LCL-Filters. Aus praktischer Sicht wird eine deutliche Verbesserung des dynamischen Regelverhaltens gegenüber konventionellen (reellwertigen) filter-basierten aktiven Dämpfungsnetzwerken erreicht ohne die Dynamik der gesamten Stromregelung reduzieren zu müssen. Diese Aussagen werden durch die theoretischen und messtechnischen Analysen bestätigt. In dem vorgestellten Konzept der komplexwertigen aktiven Dämpfung mit Berücksichtigung der LCL-Resonanzverkopplungen liegt demzufolge ein weiterer wichtiger wissenschaftlicher Beitrag dieses Kapitels.

Die neu entwickelten (zunächst nicht-adaptiven) Regelkonzepte wurden jeweils auf ihre Robustheit gegenüber Variationen der Netzimpedanz analysiert und bewertet. Hierfür wird eine Variation der Netzimpedanz als eine Parameterunsicherheit der Stromregelung aufgefasst. Es kommt ein ohmsch-induktives Netzmodell zur Anwendung. Die Untersuchungen durch eine repräsentative Fallstudie zeigen, dass besonders variierende induktive Netzverhältnisse mit einer hohen Durchdringung von Energieerzeugern und -verbrauchern einen deutlichen Einfluss auf die erreichbare Regelgüte bzw. die Stabilitätsgrenzen der Stromregelung haben. Der Einfluss veränderlicher Netzverhältnisse ist dabei besonders kritisch für Systemkonfigurationen mit LCL-Filter zu bewerten, bei denen ein stabiles Regelverhalten nur durch die Verwendung eines aktiven Dämpfungsnetzwerkes erreicht wird.

Im letzten Schritt des Regelungsentwurfes wurde das beschriebene komplexwertige Stromregelungskonzept um eine Adaption variierender äquivalenter ohmsch-induktiver Netzimpedanzen erweitert. Die Parameterdetektion der äquivalenten Netzparameter wurde durch ein aus Messung (durch Einspeisung interharmonischer Oberschwingungsströme) und Schätzung (durch einen Erweiterten Kalman-Filter) kombiniertes Identifikationsverfahren realisiert. Die Anpassung der Regelungsparameter an die variierenden Netzverhältnisse erfolgte durch eine Anpassung der Pol-Nullstellenlagen der Stromregelung. Dabei fanden erneut die Auslegungsstrategien der nicht-adaptiven Entwicklung der Stromregelung Anwendung. Des Weiteren wurden praktische Aspekte der Umsetzung des netzadaptiven Regelungskonzeptes diskutiert. Hier erweist sich vor allem die Implementierung eines gleitenden Mittelwertfilters als zielführend um starke sprunghafte Änderungen der Regelparameter im adaptiven Regelungsbetrieb zu unterbinden. Das entwickelte netzadaptive Regelungskonzept zeigt sowohl für variierende (quasi-) stationäre Netzverhältnisse als auch für transiente (sprunghafte) Änderungen der äquivalenten Netzimpedanz ein hervorragendes Regelungsverhalten unter Laborbedingungen. Die netzadaptive Stromregelung führt dabei insbesondere bei Systemen mit LCL-Filtern, bei denen ein stabiles Regelverhalten lediglich durch ein aktives Dämpfungsnetzwerk erreicht wird, zu einer deutlichen Erhöhung des Stabilitätsbereiches. Zusätzlich wird eine hohe, nahezu von den vorherrschenden Netzverhältnissen unabhängige, Führgrößendynamik der netzadaptiven Stromregelung erreicht. Für das entwickelte netzadaptive Stromregelungskonzept wird lediglich die Messung und Rückführung des netzseitigen LCL-Filterstroms und der Anschlussspannungen benötigt. Daher wird der Aufwand der zur Umsetzung der netzadaptiven Stromregelung notwendigen Messtechnik auf ein minimal mögliches Maß reduziert. In der Entwicklung, Analyse und dem messtechnischen Nachweis einer vollständig funktionsfähigen netzadaptiven Stromregelung liegt der Hauptanteil der wissenschaftlichen Beiträge dieses Kapitels.

5 Aktiv-Filter Funktionalität zur Verbesserung der Netzspannungsqualität

In diesem Kapitel wird die Aktiv-Filter Funktionalität (kurz: AFF) zur Verbesserung der Netzspannungsqualität durch eine angepasste netzadaptive Regelung von Netzpulsstromrichtern vorgestellt. Hierbei steht die Anwendung des Netzpulsstromrichters mit AFF in der dezentralen regenerativen Energieerzeugung im Vordergrund. Zum Einstieg in die Thematik der AFF von Netzpulsstromrichtern wird eine grundsätzliche Vorbetrachtung durchgeführt. Dazu wird zunächst die generelle Zielsetzung der AFF formuliert und die Berücksichtigung der AFF in den aktuellen Normen und Anschlussregeln von regenerativen Energieerzeugern wiedergegeben. Weiterhin wird ein Literaturüberblick zur zusätzlichen AFF von Netzpulsstromrichtern vorgestellt und daraufhin die Hauptziele für die Weiterentwicklung der bereits bestehenden Verfahren definiert.

Ein wesentlicher Schwerpunkt der Betrachtungen dieses Kapitels liegt auf der Entwicklung eines Regelungskonzeptes zur Umsetzung der zusätzlichen AFF von Netzpulsstromrichtern. Das neu entwickelte Regelungskonzept basiert auf der in den vorhergehenden Kapiteln dokumentierten netzadaptiven Regelungsstrategie, wobei die bereits bestehenden Regelungskomponenten um die AFF erweitert werden. Die Analysen der zusätzlich implementierten AFF werden zeigen, dass eine übergeordnete Betriebsführung für eine optimale Ausnutzung der Betriebsgrenzen des Netzpulsstromrichters sinnvoll ist. Daher liegt ein weiterer Schwerpunkt dieses Kapitels auf der Entwicklung einer lastadaptiven Betriebsführung. Das in diesem Kapitel vorgestellte Regelungsverfahren wird zum Abschluss der Betrachtungen kritisch bewertet.

5.1 Vorbetrachtungen

Die nachfolgenden Vorbetrachtungen dienen der grundlegenden Einführung in das Gebiet der AFF von Netzpulsstromrichtern.

5.1.1 Zielsetzung der Aktiv-Filter Funktionalität

Die Gewährleistung einer hohen Leistungsqualität ist in Hinblick auf die elektromagnetische Kompatibilität der Vielzahl an das öffentliche Verbundnetz angeschlossenen elektrischen Verbraucher und Erzeuger von besonderer Relevanz. Mit dem zunehmenden Ausbau der regenerativen Energiegewinnung und der damit verbundenen Dezentralisierung der Energieerzeugungsanlagen tritt dieses Thema wiederholt in den Fokus wissenschaftlicher Studien, z.B. [7;102] oder [196]. Hierbei sind die folgenden Aspekte der Leistungsqualität von hoher Bedeutung [197]:

- Frequenzvariationen der Versorgungsspannung

- langfristige Kontinuität der elektrischen Energieversorgung
- Spannungseinbrüche und Überspannungen der Versorgungsspannung
- kurzzeitige Unterbrechungen der elektrischen Energieversorgung
- Spannungsschwankungen und Flicker der Versorgungsspannung
- Unsymmetrien der Versorgungsspannungen bzw. der Lastströme
- Oberschwingungsbelastungen der Versorgungsspannungen bzw. der Lastströme

Neben den negativen Einflüssen von kurzzeitigen Effekten, wie z.B. Spannungsflicker bzw. Spannungsschwankungen oder kurzzeitigen Unterbrechungen der Leistungsversorgung, sind vor allem lang andauernde Unsymmetrien und Oberschwingungen, sowohl in den Spannungs- als auch Stromverläufen, als besonders belastend für das Verhalten des öffentlichen Verbundnetzes hervorzuheben.

Eine lang andauernde (quasi-stationäre) Belastung des öffentlichen Verbundnetzes durch Unsymmetrien (in Spannungs- oder Stromverläufen) begünstigt nach [197;198] die folgenden negativen Effekte:

- erhöhte Verluste bei der Leistungsübertragung in öffentlichen Verbundnetzen
- Erhöhung der Verluste bei dreiphasigen Drehfeldmaschinen, speziell bei Asynchron- und Synchronmaschinen
- Beeinträchtigung des Betriebsverhaltens von linearen und nichtlinearen Lasten, wie z.B. Drehfeldmaschinen, umrichter-gespeiste Lasten oder passiven Lasten

Weiterhin begünstigt eine lang andauernde (quasi-stationäre) Belastung des öffentlichen Verbundnetzes durch Oberschwingungen (in Spannungs- oder Stromverläufen) nach [197;199] die nachfolgenden und als negativ zu bewertenden Effekte:

- Verringerung des Leistungsfaktors im öffentlichen Verbundnetz und damit verbunden eine Überbelastung von Kompensationskondensatoren
- Begünstigung der Entstehung des Skin-Effekts der Leitersysteme
- ungewollte Fehlauflösungen von Schutzsystemen
- Beeinträchtigung des Betriebsverhaltens von dreiphasigen Drehfeldmaschinen, insbesondere von Asynchron- und Synchronmaschinen
- Beeinträchtigung des Betriebsverhaltens von Transformatoren
- Überlastung von Neutralleitern

Um den Qualitätsmerkmalen gerecht zu werden bzw. die negativen Auswirkungen einer nicht-idealen Energieversorgung zu vermindern, reglementieren internationale Normen, Richtlinien und Netzanschlussregeln die maximal zulässigen Grenzwerte der verschiedenen Aspekte der Leistungsqualität. Hierbei sind die folgenden Normen hervorzuheben:

1. EN 50160 – „*Merkmale der Spannungen in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*“ des Europäischen Komitees für elektrotechnische Normung (kurz: CENELEC)
2. EN 61000 Serie zur *Elektromagnetischen Kompatibilität* des CENELEC

Als allgemeine Richtlinien sind besonders hervorzuheben:

1. „*Technische Regeln zur Beurteilung von Netzurückwirkungen*“ des Verbandes der Netzbetreiber (kurz: VDN)
2. IEEE 519-1992 – „*IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*“ des amerikanischen Institute of Electrical and Electronics Engineers (kurz: IEEE)
3. IEEE 1547-2002 – „*IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*“ des IEEE

Richtlinien mit einem speziellen Fokus auf den Netzanschluss regenerativer Energieerzeuger sind:

1. „*Technische Richtlinien für Erzeugungsanlagen am Mittelspannungsnetz*“ des Bundesverbandes der Energie- und Wasserwirtschaft (kurz: BDEW)
2. „*Technische Richtlinien für Erzeugungseinheiten und -anlagen*“ der Fördergesellschaft Windenergie und andere Erneuerbare Energien (kurz: FGW)
3. „*VDE-AR-N 4105: Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*“ des deutschen Verbandes der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V. (kurz: VDE)

Zur Realisierung eines bidirektionalen Leistungsflusses zwischen dem öffentlichen Verbundnetz und einer regenerativen Erzeugungsanlage werden in der Regel Netzpulsstromrichter für die Netzanbindung verwendet. Neben der Einspeisung der regenerativ erzeugten Energie ist es durch die Schaltungstopologie des Netzpulsstromrichters möglich, weitere Funktionalitäten zur Verbesserung der Netzqualität vorzusehen. In [200] und [201] werden verschiedene Zusatzfunktionalitäten dargestellt, welche lediglich durch eine Modifikation der Regelung von Netzpulsstromrichtern umgesetzt werden könnten. Demnach sind Netzpulsstromrichter in der dezentralen Energieerzeugung neben der Einspeisung regenerativ erzeugter Energie in der Lage die folgenden zusätzlichen Funktionalitäten zur Netzqualitätsverbesserung zu übernehmen:

1. STATCOM Funktionalität (engl. *static var compensator*)

Diese Funktionalität beschreibt die Blindleistungskompensation bzw. gezielte Einspeisung von Blindleistung zur Netzstützung durch einen (zentralen) Umrichter. Des Weiteren können Unsymmetrien in der dreiphasigen Netzspannung kompensiert und Spannungsflicker reduziert werden.

2. DVR Funktionalität (engl. *dynamic voltage restorer*)

Diese Funktionalität definiert sich als die Stützung der Netzspannung bei transienten Über- bzw. Unterspannungen durch einen (zentralen) und durch serielle Kopplungstransformatoren angebotenen Umrichter. Auch hier können Unsymmetrien der dreiphasigen Netzspannung kompensiert und Spannungsflicker reduziert werden.

3. AFF Funktionalität (Aktiv-Filter Funktionalität, engl. *active power filter*)

Diese Funktionalität bedeutet vorrangig die gezielte Kompensation von Oberschwingungen der Netzströme durch einen (zentralen) Umrichter. Eine Kompensation bzw. Reduzierung von Oberschwingungen der Netzspannungen ist in Abhängigkeit der gewählten Netzanbindung und Schaltungstopologie möglich. Zudem kann eine Kompensation von Unsymmetrien der Netzströme bzw. der Netzspannungen durchgeführt werden.

Die STATCOM, DVR und AFF Funktionalitäten werden häufig unter dem Begriff der FACTS Funktionalität (engl. *flexible ac transmission system*) zusammengefasst.

Zur Verbesserung der Netzqualität wird nachfolgend ein Regelungskonzept für die Kompensation bzw. Verminderung von lang andauernden (quasi-stationären) Unsymmetrien und Oberschwingungen der Anschlussspannung des an das öffentliche Verbundnetz angeschlossenen dezentralen regenerativen Energieerzeugers entwickelt. Maßgebend für die Festlegung dieses Regelungsziels der AFF sind zum einen die besonders negativen Effekte von stationären Unsymmetrie- und Oberschwingungsbelastungen. Zum anderen ist die Idee ausschlaggebend, dass durch die hohe (bzw. in Zukunft weiter steigende) Anzahl an dezentralen regenerativen Energieerzeugungsanlagen ein solches Regelungskonzept einen hohen Beitrag zur langfristigen Netzqualitätsverbesserung nahezu unabhängig den vorherrschenden Netzstrukturen gewährleistet.

Zusammenfassend wird die Zielsetzung der Regelung eines Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF wie folgt formuliert:

1. Durch das zu entwickelnde Regelungskonzept soll die grundlegende Funktionalität des Netzpulsstromrichters, nämlich die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie in das öffentliche Verbundnetz, zu jedem Zeitpunkt gewährleistet sein. Die Einspeisung der regenerativen Energie soll dabei Vorrang gegenüber der AFF haben.
2. Das Regelungskonzept des Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF soll zu einer langfristigen Verminderung bzw. vollständigen Kompensation von quasi-stationären Spannungsunsymmetrien am Anschlusspunkt des dezentralen Energieerzeugers führen.
3. Das Regelungskonzept des Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF soll zu einer langfristigen Verminderung bzw. vollständigen Kompensation von quasi-stationären Oberschwingungsspannungen am Anschlusspunkt des dezentralen Energieerzeugers führen. Das Hauptaugenmerk liegt dabei auf den niederfrequenten Oberschwingungsspannungen, welche i.d.R. in einem öffentlichen Verbundnetz besonders ausgeprägt sind. Diese sind nach [102] (vgl. Kap. 5.3, S. 61 f.) die fünfte und die siebente Oberschwingungsspannung.
4. Die Kompensation von Spannungsunsymmetrien soll gegenüber der Kompensation von Oberschwingungsspannungen priorisiert werden. Weiterhin soll die Kompensation der fünften Oberschwingungsspannung vorrangig gegenüber der Kompensation der siebenten Oberschwingungsspannung behandelt werden.

5.1.2 Aktiv-Filter Funktionalität in den Anschlussregeln regenerativer Energieerzeuger

Nachfolgend werden die im deutschsprachigen Raum gültigen Anschlussregeln von regenerativen Energieerzeugungsanlagen (kurz:EZAs), welche eine solche zusätzliche AFF berücksichtigen, zusammengefasst.

In dem dritten Teil der technischen Richtlinien für die Bestimmung der elektrischen Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen am Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz (Revision 23) der FGW heißt es wörtlich (vgl. [202], Kap. 6.1, S. 30):

Oberschwingungsströme (der betrachteten Erzeugungsanlage, Anm. d. Verf.) brauchen nicht betrachtet zu werden, sofern die beiden folgenden Bedingungen erfüllt sind:

1. *Es wird messtechnisch nachgewiesen, dass die entsprechenden Oberschwingungsspannungspegel bei Einspeisung der EZA sinken und hierfür Messdaten der Oberschwingungsspannungspegel über mindestens eine Woche vorliegen. Hierbei ist die EZA bei hoher und mittlerer Primärenergieeinspeisung mehrmals kurzzeitig auszuschalten. Falls die Oberschwingungsspannungspegel am Netzanschlusspunkt durch die Einspeisung der EZA nicht erhöht werden und es gezeigt werden kann, dass die Oberschwingungsspannungspegel an der EZE [kurz für: Erzeugungseinheit, Anm. d. Verf.] sinken, gilt dieser Punkt ebenfalls als erfüllt.*
2. *Es liegt eine herstellerseitige Erklärung vor, die die oben genannte Beobachtung beschreibt und bestätigt, dass dieser Effekt unabhängig von der Phasenlage der Oberschwingungsspannung im Netz ist.*

Weiterhin heißt es in der VDE Anwendungsregel 4105 für die Mindestanforderungen des Anschlusses und Parallelbetriebs von Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz wörtlich (vgl. [203], Kap. 5.4.4, S. 21):

Oberschwingungsströme, die aufgrund einer verzerrten Netzspannung in die Erzeugungsanlage fließen (z. B. in Filterkreise), werden nicht der Erzeugungsanlage zugerechnet. Gleiches gilt, wenn die Erzeugungsanlage als aktives OberschwingungsfILTER arbeitet und durch ihre Arbeitsweise eine kontinuierliche Reduzierung der in der Netzspannung vorhandenen Oberschwingungsspannungen bewirkt. Rundsteuersysteme dürfen dabei nicht unzulässig beeinflusst werden (siehe 4.4.7) [in Referenz, Anm. d. Verf.].

Die FGW Richtlinie bezieht sich auf die Anbindung von EZAs an das öffentliche Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz. Die VDE Anwendungsregel bezieht sich auf die Anbindung von EZAs an das öffentliche Niederspannungsnetz. Durch beide Richtlinien wird daher das gesamt mögliche Anschlussspannungsspektrum regenerativer EZAs abgedeckt. Zwar wird in der FGW Richtlinie nicht explizit von einer Aktiv-Filter Funktionalität oder aktiven Oberschwingungskompensation gesprochen, dennoch wird diese eindeutig beschrieben. In der VDE Anwendungsregel wird die aktive Kompensation von Oberschwingungen sogar explizit erwähnt.

Die Zusammenfassung der Anschlussregeln zeigt eindeutig, dass eine zusätzlich vorgesehene AFF, wie sie hier entwickelt werden soll, bei der Netzanbindung dezentraler Energieerzeuger Beachtung findet. Neben der technischen Interpretation dieser Anwendungsregeln ist dabei besonders hervorzuheben, dass damit auch die Grundlage für eine rechtliche Bewertung einer zusätzlichen AFF gegeben wird. Einzig die wirtschaftliche Bewertung einer zusätzlichen AFF, z.B. in Form von Vergütungsmodellen bzw. zusätzlichen finanziellen Anreizen, bleibt nach dem aktuellen Wissensstand eine offene Fragestellung. In den Systemdienstleistungsverordnungen (kurz: SDLWindV) des Erneuerbare-Energien-Gesetzes (kurz: EEG) der Bundesregierung wird eine zusätzliche AFF z.Z. nicht berücksichtigt. Als Grundlage für zukünftige Diskussionen einer eventuellen finanziellen Vergütung einer zusätzlichen AFF von dezentralen EZAs zeigt die Studie nach [204] ein mögliches Berechnungsmodell der entstehenden Gesamtkosten. Die Berechnungen der Studie zeigen, dass je nach gewähltem Vergütungsmodell eine zusätzliche AFF finanziell lukrativ umgesetzt werden kann.

5.1.3 Bestehende Verfahren zur Aktiv-Filter Funktionalität

Als Ausgangspunkt der Zusammenfassung bereits in der Fachliteratur beschriebener Regelungsverfahren zur Aktiv-Filter Funktionalität von Netzpulsstromrichtern veranschaulicht die Abb. 5.1 die Netzanbindung einer dezentralen EZA. Das Blockschaltbild zeigt ein stark vereinfachtes Netzwerk und verdeutlicht die Entstehung und Verbreitung von Oberschwingungsbelastungen in einem öffentlichen Verbundnetz. Das betrachtete Netzwerk besteht aus einer dreiphasigen nichtlinearen Last (hier beispielhaft ein dreiphasiger Diodengleichrichter), einer dreiphasigen regenerativen EZA (angebunden durch einen Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis und LCL-Filter) und einem ohmsch-induktiven Netzmodell (Thévenin-Äquivalent). Die EZA und die nichtlineare Last werden durch einen gemeinsamen Anschlusspunkt (engl. *point of common coupling*, kurz: PCC) an das Verbundnetz angebunden. Weiterhin sind die aus dieser Netzwerkkonfiguration entstehenden typischen Strom- und Spannungsverläufe angedeutet. Die exemplarischen Verläufe zeigen, dass nichtlineare Lasten durch stark Oberschwingungsbehaftete Stromverläufe i_{Last} charakterisiert werden. Des Weiteren sind die Stromverläufe i_{NPSR} einer regenerativen EZA durch entsprechende Modifikationen der Stromregelung des Netzpulsstromrichters (z.B. wie in [205] oder [110] erläutert) und der Verwendung von Netzfiltern höherer Ordnung (z.B. eines LCL-Filters) i. Allg. auch bei stark Oberschwingungsbehafteten Anschlussspannungsbedingungen in guter Näherung sinusförmig. Eine Überlagerung der stark Oberschwingungsbehafteten Ströme der nichtlinearen Last i_{Last} sowie der nahezu sinusförmigen Ströme i_{NPSR} der regenerativen EZA führt zu einem Oberschwingungsbehafteten Stromverlauf i_{PCC} am betrachteten PCC. Durch eine nicht-verschwindende äquivalente Netzimpedanz und der Annahme einer rein sinusförmigen äquivalenten Netzspannung u_{Netz} hat der resultierende Oberschwingungsbehaftete Anschlussstrom i_{PCC} wiederum Auswirkungen auf den Oberschwingungsgehalt der Anschlussspannung u_{PCC} . Dabei hängt das Ausmaß der entstehenden Netzrückwirkungen sowohl von dem Oberschwingungsgehalt der nichtlinearen Lastströme i_{Last} als auch von der äquivalenten Netzimpedanz ab.

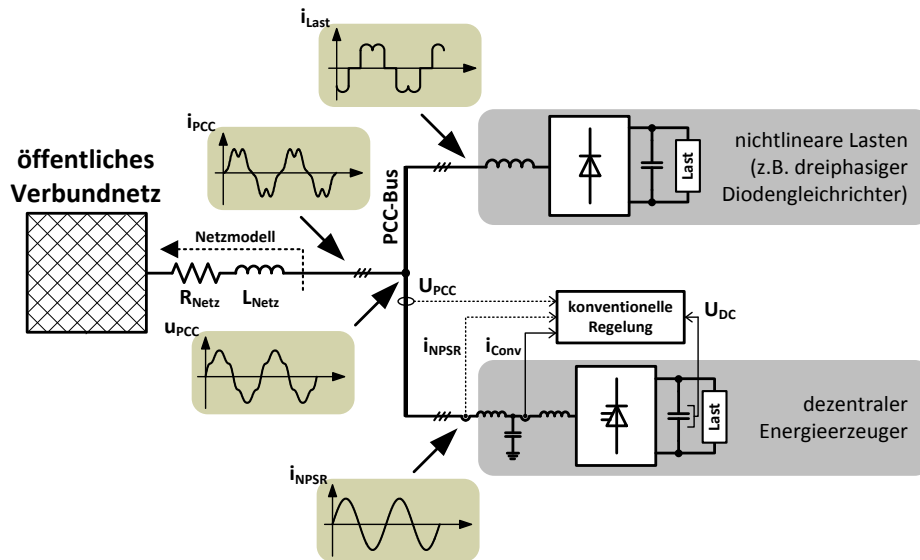


Abb. 5.1: Oberschwingungsbelastung in einem dezentralisierten Energieerzeugungszusammenhang mit zusätzlichen nichtlinearen Lasten (vereinfachte Darstellung)

Die Netzzurückwirkung der überschwingungsbehafteten nichtlinearen Lastströme i_{Last} auf die Anschlussspannung u_{PCC} kann wie vorab erläutert durch eine entsprechende Erweiterung bzw. Modifikation der Regelung des Netzpulsstromrichters einer dezentralen EZA um eine zusätzliche AFF reduziert bzw. vollständig kompensiert werden. Um dieses Regelungsziel zu erreichen, ist es grundsätzlich möglich verschiedene Regelungskonzepte anzuwenden. Nachfolgend werden die in der Fachliteratur bereits beschriebenen Regelungskonzepte aufgrund der zur aktiven Filterung verwendeten zusätzlichen Regelungsrückführung klassifiziert und bewertet. Die Abb. 5.2 zeigt diesbezüglich eine Gegenüberstellung der möglichen Regelungskonzepte. Die dargestellten Konzepte sind:

1. Die Regelung eines Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF und Rückführung der zu filternden Ströme i_{Last} oder i_{PCC} (engl. *current feedback active filtering*), vgl. Abb. 5.2 (a).
2. Die Regelung eines Netzpulsstromrichters mit zus. AFF und Rückführung der Anschlussspannung u_{PCC} (engl. *voltage feedback active filtering*), vgl. Abb. 5.2 (b).

Basierend auf der vorgestellten Klassifizierung der Regelungskonzepte wird die nachfolgende Zusammenfassung bereits beschriebener Regelungsverfahren von Netzpulsstromrichtern mit zusätzlicher AFF unterteilt in:

1. Die Regelung von Stromüberschwingungen bzw. -unsymmetrien für die Umsetzung der AFF mit der Rückführung der verschiedenen überschwingungsbehafteten bzw. unsymmetrischen Stromverläufe.
2. Die Steuerung oder Regelung von Überschwingungen der Anschlussspannung bei bekannter äquivalenter Netzimpedanz.
3. Die Steuerung oder Regelung von Unsymmetrien der Anschlussspannung bei bekannter äquivalenter Netzimpedanz.

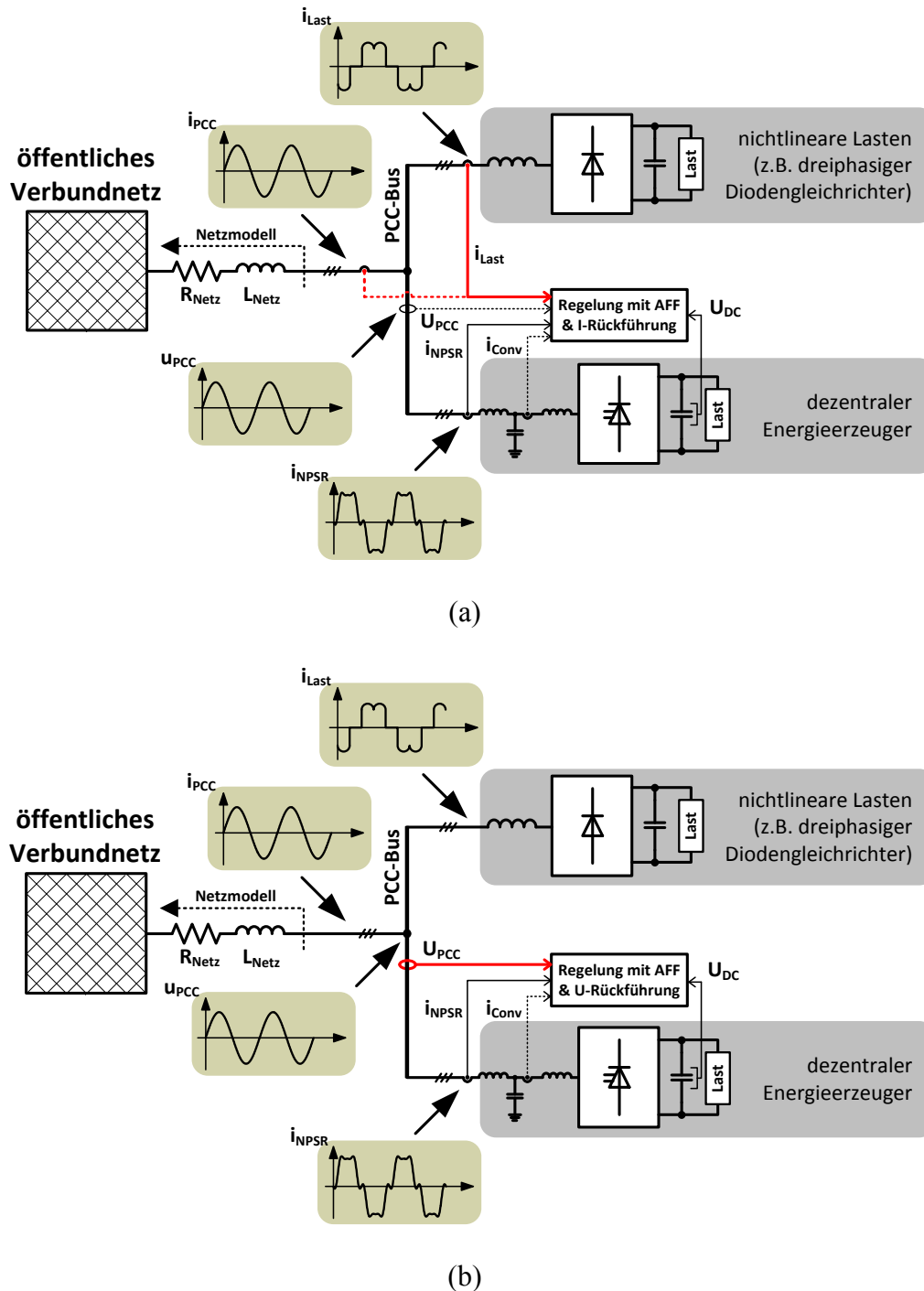


Abb. 5.2: Gegenüberstellung der möglichen Regelungskonzepte für einen Netzpulsstromrichter mit Aktiv-Filter Funktionalität:

- (a) Rückführung der überschwingungsbehafteten Ströme i_{Last} oder i_{PCC} und
 (b) Rückführung der Anschlussspannung u_{PCC}

AFF-Verfahren mit Regelung von Stromüberschwingungen und -unsymmetrien:

Die Umsetzung einer zusätzlichen AFF von Netzpulsstromrichtern in der dezentralen regenerativen Energieerzeugung durch eine Regelung von Stromüberschwingungen und

-unsymmetrien wird in der Fachliteratur am häufigsten dokumentiert. In [206-211] werden verschiedene Regelungsverfahren mit AFF vorgestellt, welche ausschließlich die Kompensation von Oberschwingungsbehafteten Lastströmen beschreiben. Die Beiträge unterscheiden sich in der für die Netzanbindung der EZA verwendeten Schaltungstopologie des Netzpulsstromrichters bzw. der zugrunde gelegten Energieanwendung. In [212;213] und [214] werden kombinierte Regelungsverfahren für die Umsetzung einer AFF vorgestellt, welche neben der Kompensation von Stromüberschwingungen weitere netzqualitätsverbessernde Regelziele verfolgen. Genauer wird in [212] die Kompensation von Stromüberschwingungen und -unsymmetrien mit Rückführung des Anschlussstroms i_{Netz} dargestellt. In [213] wird die gleichzeitige Kompensation von Stromüberschwingungen und Blindleistungsströmen erläutert. In [214] wird ein Regelungskonzept entwickelt, welches die kombinierte Kompensation von Oberschwingungsströmen, Stromunsymmetrien und Blindleistungsströmen realisiert.

Es bleibt festzuhalten, dass alle aufgelisteten Regelungsverfahren eine Messung der Anschlussspannungen für die Detektion des Netzspannungswinkels verwenden. Weiterhin ist es für die Umsetzung der Regelungsverfahren zwingend erforderlich zusätzliche Stromsensoren für die Messung der überschwingungsbehafteten bzw. unsymmetrischen Stromverläufe vorzusehen, was den Messaufwand weiter erhöht. Wird der Laststrom i_{Last} für die Umsetzung der AFF zurückgeführt, ist es notwendig die genaue Netzwerkstruktur zu kennen und es wird indirekt vorausgesetzt, dass die benötigten Lastströme zugänglich sind. Wird eine Messung der gesamten Anschlussströme i_{PCC} für die Umsetzung der AFF vorgesehen, muss für die Auslegung der Stromsensoren die gesamte Anschlussleistung des betrachteten Netzanschlusspunktes bekannt sein. Sowohl der hohe Messaufwand als auch die Voraussetzung der Kenntnis der Netzwerkstruktur bei der Regelung der Stromüberschwingungen bzw. -unsymmetrien zur Umsetzung der AFF werden als nachteilig bewertet. Dies wird damit begründet, dass alle genannten Regelungsverfahren auch eine Messung der Netzanschlussspannung u_{PCC} vorsehen, welche bei bekannter äquivalenter Netzimpedanz schon alle, für eine erfolgreiche Netzqualitätsverbesserung notwendigen, Informationen enthält. Demzufolge werden die nachfolgenden Betrachtungen ausschließlich für die Messung der Anschlussspannung u_{PCC} für die Umsetzung der AFF durchgeführt.

AFF-Verfahren mit Steuerung oder Regelung der Oberschwingungen der Anschlussspannung:

Ist die äquivalente Netzimpedanz des betrachteten Netzanschlusspunktes bekannt, dann ist es möglich durch eine Messung der Netzanschlussspannung u_{PCC} eine zusätzliche AFF zur Kompensation der Oberschwingungsspannungen vorzusehen. Die bereits in der Fachliteratur formulierten Verfahren zur Realisierung einer zusätzlichen AFF mit Rückführung der Anschlussspannung u_{PCC} unterscheiden sich grundsätzlich hinsichtlich der Verwendung einer Steuerung oder einer Regelung für die Kompensation der Oberschwingungen der Anschlussspannung. Während die Beiträge [215;216] und [217] die Steuerung der Oberschwingungsspannungen dokumentieren, zeigt der Beitrag nach [19] eine Möglichkeit der Regelung der Netzanschlussspannung.

Das Funktionsprinzip der bisher dokumentierten Steuerungsverfahren wird wie folgt zusammengefasst: Zunächst werden die zu filternden Oberschwingungsanteile durch ein geeignetes Detektionsverfahren aus der gemessenen Anschlussspannung extrahiert. Aus den detektierten Frequenzanteilen wird der Referenzwert für die Stromregelung generiert. Dazu werden die detektierten Frequenzanteile phaseninvertiert (Kompensationsbedingung) und es wird über die als bekannt vorausgesetzte äquivalente Netzimpedanz der entsprechende einzuspeisende Referenzstrom berechnet. Die Einspeisung der Kompensationsströme führt dann unter idealen Bedingungen zu einer vollständigen Auslöschung der berücksichtigten Oberschwingungsanteile der Netzanschlussspannung.

Bei einer Regelung der Oberschwingungsspannung wird dem inneren Stromregelkreis ein äußerer Spannungsregelkreis überlagert. Es werden wiederum geeignete Detektionsverfahren der Spannungsüberschwingungen verwendet. Im Gegensatz zu den bereits erläuterten Steuerungsverfahren wird nun jedoch die Kompensation durch das Setzen der Referenzwerte der Oberschwingungsspannungen zu Null (Kompensationsbedingung) erreicht. Das Grundprinzip einer überlagerten Spannungsregelung hat sich auch bei angrenzenden Anwendungsgebieten der Energiekonditionierung bewährt, vgl. z.B. [218] (Regelung eines aktiven Filters mit Spannungsrückführung), [219] (Regelung einer unterbrechungsfreien Stromversorgung, kurz: USV) oder [220] (Regelung einer dezentralen generatorgespeisten Spannungsversorgung).

Wie bereits hervorgehoben wurde, wird einzig in [19] eine Regelung der Oberschwingungsspannungen für die Realisierung einer AFF beschreiben. Daher wird das dort vorgestellte Regelungskonzept nachfolgend näher betrachtet und kritisch bewertet.

Die Abb. 5.3 zeigt das Blockschaltbild des in [19] vorgestellten Regelungsverfahrens zur Umsetzung einer AFF mit Kompensation der Oberschwingungsspannungen am Anschlusspunkt eines Netzpulsstromrichters. Neben der im Kap. 4.2.7 (vgl. S. 116 ff.) beschriebenen Zwischenkreisspannungs- sowie Blindleistungsregelung (kurz: U_{DC} - und Q -Regelung) und der unterlagerten Stromregelung wird die spannungsorientierte Regelungsstruktur um die Regelung der Oberschwingungen der Anschlussspannung erweitert. Die Regelung der Anschlussspannung wird der Stromregelung des Netzpulsstromrichters überlagert und parallel zu der U_{DC} - bzw. Q -Regelung vorgesehen. Weiterhin wird die Regelung der Anschlussspannung in eine kaskadierte Regelung der Oberschwingungsspannungen und eine Regelung der Oberschwingungsströme des betrachteten Anschlusspunktes untergliedert. Durch die Regelung der Oberschwingungsspannungen wird ein Stromsollwert generiert, welcher an die Regelung der Oberschwingungsströme des Anschlusspunktes übergeben wird. Nach [19] ist für die Übergabe des Stromsollwertes eine Anpassung der Phasenlage an die vorherrschenden Netzimpedanzbedingungen notwendig. Dazu wird eine Vektordrehung zwischen der Oberschwingungsspannungs- und der Oberschwingungsstromregelung berücksichtigt, welche den Sollwert um den Phasenwinkel der äquivalenten Netzimpedanz rotiert. Die in [19] dargestellten Messergebnisse verdeutlichen die Wirksamkeit des vorgestellten Regelungskonzeptes unter bekannten Netzbedingungen. Als besonders kritisch bleibt dennoch festzuhalten, dass das Regelungsverfahren sensitiv auf Än-

derungen bzw. Parameterunsicherheiten der äquivalenten Netzimpedanz reagiert. Diese Vermutung wird hauptsächlich mit der Verwendung der von dem Phasenwinkel der Netzimpedanz abhängigen Vektordrehung für die Anpassung der Sollwerte der Oberschwingungsregelung der Anschlussspannung begründet. Diesbezüglich wird in [19] keine tiefergehende Analyse durchgeführt. Weiterhin bleibt der hohe Berechnungsaufwand der Detektion und Regelung sowohl der Spannungsüberschwingungen als auch der Stromüberschwingungen am betrachteten Netzanschlusspunkt als nachteilig zu bewerten.

AFF-Verfahren mit Steuerung oder Regelung der Unsymmetrien der Anschlussspannung:

Auch die bisher in der Literatur dokumentierten Verfahren zur Realisierung der Kompensation von Unsymmetrien als Teil einer zusätzlichen AFF eines Netzpulsstromrichters werden in die Steuerung bzw. die Regelung der Anschlussspannung unterteilt. Die grundlegenden Funktionsweisen der vorgestellten Kompensationsverfahren der Spannungsunsymmetrien sind dabei identisch zu den bereits bei der Steuerung bzw. Regelung der Oberschwingungsspannungen durchgeführten Überlegungen. In [221] wird ein Steuerungskonzept und in [222] ein Regelungskonzept von Unsymmetrien der Anschlussspannungen als Teil einer zusätzlichen AFF eines Netzpulsstromrichters vorgestellt. Die Regelung der Unsymmetrien der Anschlussspannungen wird abermals durch einen der konventionellen spannungsorientierten Regelungsstruktur überlagerten Spannungsregelkreis realisiert. Das Prinzip der überlagerten Regelung der Spannungsunsymmetrien am Anschlusspunkt des Stromrichters mit AFF ist hierbei an die bewährten Regelungsstrukturen von STATCOM-Umrichtersystemen angelehnt [223].

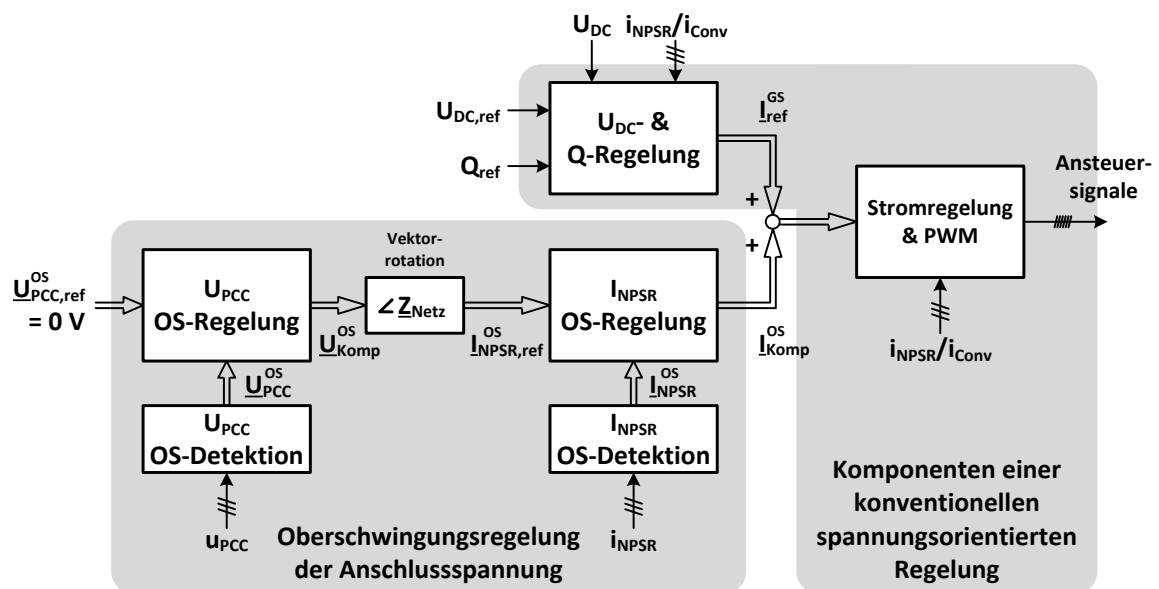


Abb. 5.3: Blockschaubild des in [19] vorgestellten Regelungsverfahrens zur Umsetzung einer AFF mit Kompensation der Oberschwingungen der Anschlussspannung u_{PCC} (in Anlehnung an [19], Fig. 1)

5.2 Regelung eines Netzpulsstromrichters mit Aktiv-Filter Funktionalität

In den vorhergehenden Abschnitten wurden die bisher in der Fachliteratur dokumentierten Verfahren für die regelungstechnische Umsetzung einer zusätzlichen AFF eines Netzpulsstromrichters vorgestellt und bewertet. Wesentliche Nachteile der bereits beschriebenen Regelungskonzepte sind eine hohe Sensitivität gegenüber Parameterunsicherheiten der äquivalenten Netzimpedanz und der teilweise sehr hohe Auslegungs- und Berechnungsaufwand bei der praktischen Umsetzung der Verfahren. Wie im Vorfeld beschrieben, ist das Ziel des zu entwickelnden Regelungskonzeptes die Reduzierung bzw. vollständige Kompensation der charakteristischen niederfrequenten Oberschwingungen und der Unsymmetrien der Spannung am Anschlusspunkt des Stromrichters. Neben der AFF soll auch die Grundfunktionalität des Netzpulsstromrichters, nämlich die Einspeisung der dezentral und regenerativ erzeugten Energie, durch das Regelungskonzept sichergestellt sein. In den nachfolgenden Abschnitten wird das unter diesen Gesichtspunkten neu entwickelte Regelungskonzept zur Umsetzung einer zusätzlichen AFF eines Netzpulsstromrichters vorgestellt und sowohl theoretisch als auch praktisch analysiert.

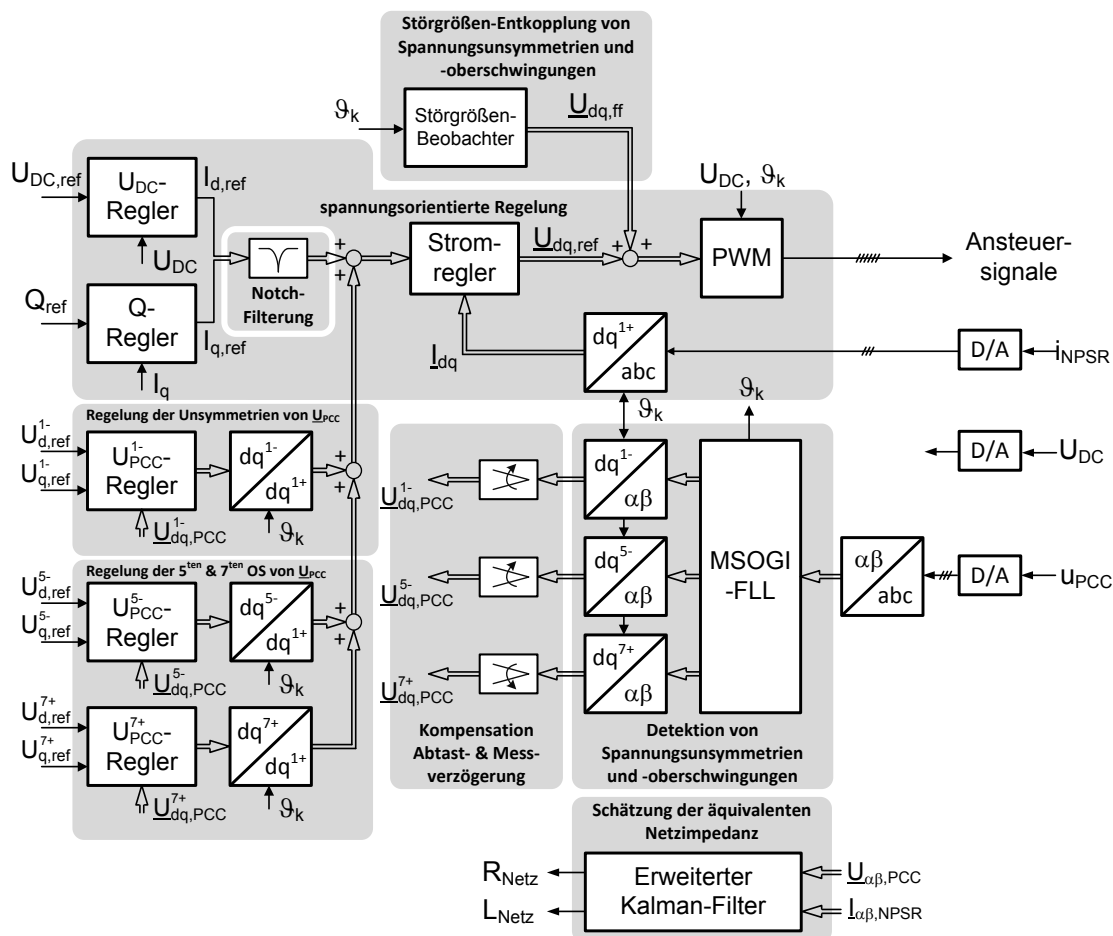


Abb. 5.4: Blockschaltbild der erweiterten Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters mit Aktiv-Filter Funktionalität

5.2.1 Regelungskonzept der Spannungsüberschwingungen und -unsymmetrien am Anschlusspunkt eines Netzpulsstromrichters

Zunächst wird ein Überblick zu der entwickelten Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters mit AFF gegeben. Dafür wird in Abb. 5.4 das vollständige Blockschaltbild der erweiterten Regelungsstruktur abgebildet. Das Blockschaltbild zeigt, dass das zur Anwendung kommende Regelungskonzept auf einer konventionellen spannungsorientierten Regelungsstruktur basiert und in die folgenden Bestandteile untergliedert wird:

- die Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz,
- die Detektion der Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen,
- die Kompensation der Abtast- und Messverzögerungen der detektierten Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen,
- die Regelung der Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen,
- die Störgrößen-Entkopplung der Stromregelung von Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen und
- einer zusätzlich in die konventionelle spannungsorientierte Regelungsstruktur eingefügten frequenzselektiven Filterung (kurz: Notch-Filterung).

Die einzelnen Regelungskomponenten werden in den nachfolgenden Abschnitten vorgestellt und erläutert.

In Anlehnung an die bereits beschriebenen Regelungsverfahren zur Realisierung einer zusätzlichen AFF eines Netzpulsstromrichters basiert auch das hier entwickelte Regelungskonzept auf einer spannungsorientierten Regelungsstruktur. Hierfür werden die überlagerte U_{DC} - bzw. Q -Regelung sowie die unterlagerte Stromregelung in einem mit dem Netzwinkel der Grundschwingungsspannung synchronen und rotierenden Koordinatensystem (kurz: dq^{l+} -KOS) vorgesehen. Die zusätzliche Regelung der Unsymmetrien und der niederfrequenten Überschwingungen wird parallel zu den äußeren U_{DC} - bzw. Q -Regelkreisen eingefügt. Die überlagerte Regelung zur Umsetzung der AFF unterteilt sich ihrerseits in eine Regelung zur Kompensation der Spannungsunsymmetrien (kurz: U_{PCC}^{1-} -Regler), eine Regelung zur Kompensation der fünften Oberschwingungsspannung (kurz: U_{PCC}^{5-} -Regler) und eine Regelung zur Kompensation der siebenten Oberschwingungsspannung (kurz: U_{PCC}^{7+} -Regler). Die Festlegung der rotierenden Referenzkoordinatensysteme der einzelnen Spannungsregler basiert auf den im öffentlichen Verteilungsnetz auftretenden Spannungssequenzen [103] (vgl. Kap. 2.2, S. 16 ff.).

In Abgrenzung zu den bisher in der Literatur beschriebenen Regelungsverfahren zur Umsetzung der AFF von Netzpulsstromrichtern, allem voran das Regelungsverfahren nach [19] (vgl. Abb. 5.3, S.229), wird auf eine zusätzliche (der spannungsorientierten Regelung) überlagerte Regelung der Anschlussströme verzichtet. Des Weiteren ermöglicht das neu entwickelte Regelungskonzept von der Verwendung der äquivalenten Netzimpedanz für die Generierung der Kompensationsströme abzusehen. Die äquivalenten Netzparameter werden bei dem gewählten Regelungsansatz lediglich für die Auslegung der überlagerten

Spannungsregler benötigt. Die Motivation für diese beiden Weiterentwicklungen der bereits in der Fachliteratur dokumentierten Regelungsverfahren liegt (1) in der Vereinfachung der Struktur des Regelungskonzeptes und der damit verbundenen Reduzierung des Auslegungs- und Berechnungsaufwandes für die praktische Umsetzung der Regelung und (2) der Erhöhung der Robustheit des Regelungskonzeptes gegenüber Parameterunsicherheiten der äquivalenten Netzimpedanz begründet.

5.2.2 Erweiterung der Stromregelung um eine Regelung von Oberschwingungen und Unsymmetrien

Das Blockschaltbild nach Abb. 5.4 zeigt, dass durch die übergeordnete Regelung der Anschlussspannung die Referenzströme für die unterlagerte Stromregelung generiert werden. Die Stromregelung wird in einem dq^{l+} -KOS vorgesehen, wofür die Stellgrößen der äußeren Spannungsregler durch entsprechende Koordinatentransformationen angepasst werden. Damit die Regelung der Anschlussspannung einwandfrei funktioniert, muss die Stromregelung in der Lage sein diese hochfrequenten Referenzströme ohne stationäre Abweichung zu regeln. Dieses Regelungsziel kann für die in Kap. 4.3.1 (S. 117 ff.) beschriebene Stromregelungsstruktur grundsätzlich durch (1) eine breitbandige Auslegung der Stromregelung oder (2) eine Erweiterung der Stromregelung um zusätzliche Oberschwingungsstromregler umgesetzt werden.

Zur Vereinfachung der Regelungsauslegung wird hier der Ansatz der Erweiterung der Stromregelung um frequenzselektive Oberschwingungsstromregler gewählt. Die Abb. 5.5 zeigt diesbezüglich das Blockschaltbild der erweiterten Regelungsstruktur. Für die praktische Umsetzung der Oberschwingungsstromregler werden resonante Regler gewählt, welche parallel zu der grundlegenden Stromregelung geschaltet werden. Es wird sowohl eine Stromregelung der Unsymmetrien (zweite Oberschwingung im dq^{l+} -KOS) als auch eine Stromregelung der fünften bzw. siebenten Oberschwingungen (sechste Oberschwingung im dq^{l+} -KOS) vorgesehen. Die Verwendung von resonanten Reglern für die (Oberschwingungs-) Stromregelung von Netzpulsstromrichtern wird in der aktuellen Literatur umfangreich behandelt und daher nachfolgend nicht tiefergehend betrachtet. Vielmehr sei auf die diesbezügliche Literatur verwiesen [224-228].

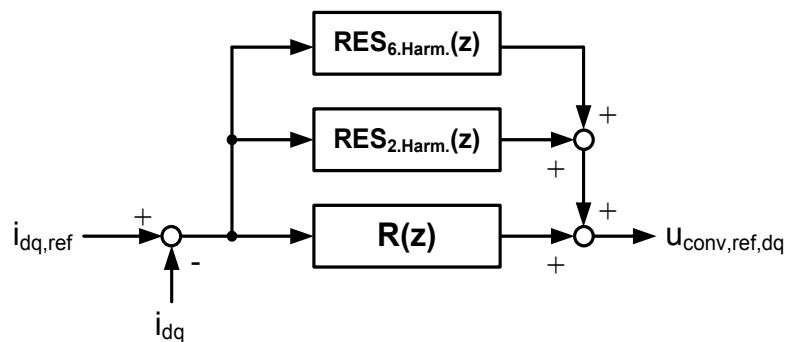


Abb. 5.5: Blockschaltbild der Erweiterung der Stromregelung nach Kap. 4.3.1 (S. 117 ff.) durch eine frequenzselektive (resonante) Oberschwingungsstromregler

Um die Regelung der Zwischenkreisspannung von der Stromregelung zu entkoppeln und damit die erreichbare Regelungsgüte der Regelung der Anschlussspannung deutlich zu erhöhen ist es weiterhin notwendig eine zusätzliche frequenzselektive Filterung der Sollströme des U_{DC} -Reglers in die konventionelle spannungsorientierte Regelungsstruktur einzufügen. Dabei wird die Entkopplung der Regelungsdynamiken dadurch erreicht, dass ungewollte bzw. störende Oberschwingungsanteile der geregelten Zwischenkreisspannung aus den Referenzwerten für die Stromregelung gefiltert werden. Durch eine frequenzselektive Filterung, hier durch Notch-Filter, charakteristischer Oberschwingungsanteile der geregelten Zwischenkreisspannung wird verhindert, dass die störenden Zwischenkreisdynamiken die Referenzströme der Regler der Anschlussspannung negativ beeinflussen bzw. verfälschen. Dieses Verfahren wird abermals ausführlich in der aktuellen Literatur behandelt, vgl. z.B. [229] (vgl. Kap. 8.1, S. 225 ff.).

5.2.3 Detektion des Spannungswinkels der Netzgrundschwingung unter stark verzerrten Netzbedingungen

In [230] wird gezeigt, dass die Detektion des Netzspannungswinkels durch eine digitale Phasenregelschleife (engl. *phase-locked loop*, kurz: PLL) besonders bei stark verzerrten Netzspannungsbedingungen einen hohen Einfluss auf die erreichbare Regelgüte eines Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF hat. Der Einfluss der PLL auf die erreichbare Regelgüte wird dabei wie folgt beschrieben: Ist die Anschlussspannung stark verzerrt, d.h. stark unsymmetrisch und Oberschwingungsbehaftet, dann kommt es bei einer unzureichenden Auslegung der PLL dazu, dass auch der detektierte Phasenwinkel der Netzspannung diese Störanteile enthält. Da dieser Phasenwinkel für die Transformation der Messgrößen in das rotierende dq -KOS verwendet wird, hat ein solcher störgrößenbehafteter Phasenwinkel Auswirkungen auf das gesamte Regelsystem. Wie die Studie nach [230] zeigt, sind die Auswirkungen eines störgrößenbehafteten Phasenwinkels i. Allg. als negativ im Sinne der erreichbaren Regelgüte eines Netzpulsstromrichters mit AFF zu bewerten.

Die Abb. 5.6 zeigt das Blockschaltbild einer digital implementierten PLL nach [231] (in Anlehnung an Fig. 1). Die PLL besteht aus: (1) einem Phasen-Detektor (mit Vorfilter), (2) einem PI-basierten Schleifen-Filter (mit erweitertem Schleifen-Filter) und (3) einem spannungsgeregelten Oszillator (hier ein Integrator). Um die Auswirkungen von stark verzerrten Netzbedingungen auf den detektierten Netzspannungswinkel γ_{Netz} zu reduzieren bzw. zu eliminieren ist sowohl eine Anpassung des Vorfilters des Phasen-Detektors als auch eine Anpassung des erweiterten Schleifen-Filters notwendig. In der Regel wird der Vorfilter für eine Sequenztrennung (von Mit- und Gegensystem) und der erweiterte Schleifen-Filter für eine frequenzselektive Kompensation der Oberschwingungsanteile der Anschlussspannung verwendet. Für das hier entwickelte Regelungskonzept hat sich eine Sequenztrennung aufgrund eines DSOGI-basierten (engl. *double second order generalized integrator*) Vorfilters [232;233] sowie eine Kompensation der Auswirkungen der niederfrequenten Spannungsüberschwingungen mittels eines SOLC-basierten (engl. *second order lead compensator*) erweiterten Schleifen-Filters [234] als angemessen erwiesen, vgl. [235].

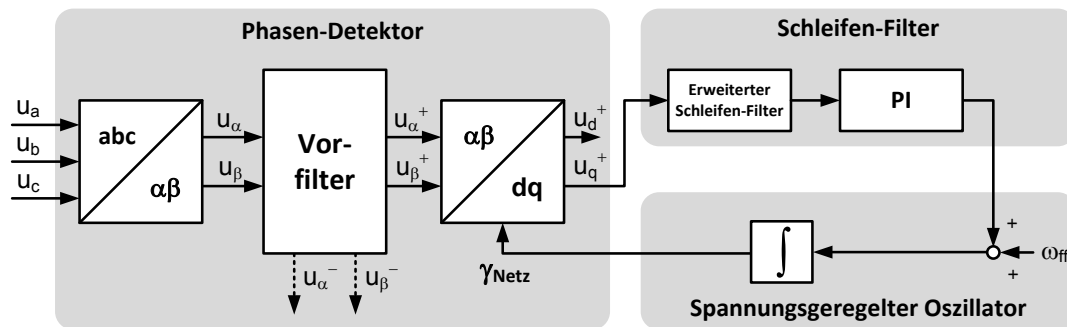


Abb. 5.6: Blockschaltbild einer digitalen PLL

5.2.4 Detektion der Spannungsüberschwingungen und -unsymmetrien für die Umsetzung einer Aktiv-Filter Funktionalität

Für die regelungstechnische Umsetzung einer zusätzlichen AFF mittels der überlagerten Regelung der Spannungen am Anschlusspunkt eines Netzpulsstromrichters ist eine Detektion der Oberschwingungsspannungen bzw. -unsymmetrien notwendig. Die Detektion von Oberschwingungen kann entweder zeitbereichs- oder frequenzbereichsbasiert umgesetzt werden. Zeitbereichsbasierte Verfahren für die Detektion von Oberschwingungen werden nach [236] mittels der dq -Koordinatentransformation, der pq -Leistungstheorie oder von Filternetzwerken mit verallgemeinerten Integratoren umgesetzt. Frequenzbereichsbasierte Verfahren sind nach [236] z.B. die Detektion der Oberschwingungen mittels der diskreten Fourier-Transformation (kurz: DFT), der schnellen Fourier-Transformation (engl. *fast Fourier-transformation*, kurz: FFT) oder der rekursiven diskreten Fourier-Transformation (kurz: RDFT). Für die Sequenzdetektion kommen i.d.R. zeitbereichsbasierte Verfahren auf Grundlage von Filternetzwerken, wie z.B. in [237] beschrieben, zur Anwendung. Da sowohl eine Detektion von Unsymmetrien als auch eine Detektion von Oberschwingungen der Anschlussspannung für die Umsetzung der AFF vorgesehen werden muss, eignet sich daher im Sinne der Reduzierung des Berechnungs- und Auslegungsaufwandes ein zeitbereichsbasiertes Detektionsverfahren.

In [238] wird das zeitbereichsbasierte Prinzip der MSOGI-FLL (engl. *multiple second order generalized integrator – frequency-locked loop*) vorgestellt. Wie die in dieser Veröffentlichung vorgestellten Analysen zeigen, sind durch die Anwendung einer MSOGI-FLL gleichzeitig eine Sequenz- als auch eine Oberschwingungsdetektion eines dreiphasigen Spannungssystems realisierbar. Die Abb. 5.7 illustriert (in Anlehnung an [238], Fig. 8) die Struktur einer MSOGI-FLL. Die Abbildung zeigt, dass eine MSOGI-FLL aus mehreren DSOGI-Blöcken zur Generierung der Quadraturkomponenten (kurz: DSOGI-QSG) besteht, welche durch ein Entkopplungsnetz miteinander verbunden werden. Jeder der verwendeten DSOGI-QSG Blöcke wird dabei für die Sequenzdetektion einer Spannungskomponente verwendet. In der MSOGI-FLL nach Abb. 5.7 sind die detektierten Spannungskomponenten die Grundschwingungsspannung (DSOGI-QSG-1), die fünfte (DSOGI-QSG-5) und die siebente Oberschwingungsspannung (DSOGI-QSG-7). Die Detektion der Grundschwingungsfrequenz wird durch eine Frequenzregelschleife (engl. *frequency-locked*

loop, kurz: FLL) realisiert. Weiterhin ist es durch die Anwendung der MSOGI-FLL möglich, die detektierten Grundschwingungs- bzw. Oberschwingungsspannungsverläufe in ihre Sequenzanteile zu zerlegen. Dazu wird für jede berücksichtigte Spannungskomponente ein PNSC-Netzwerk (engl. *positive-/negative- sequence calculation*) vorgesehen. Da bei der AFF die Spannungsunsymmetrie und die fünften bzw. siebenten Oberschwingungsspannungen berücksichtigt werden sollen, wird die negative Sequenz der Grundschwingungsspannung $\underline{U}_{\alpha\beta,PCC}^{1-}$, die negative Sequenz der fünften Oberschwingungsspannung $\underline{U}_{\alpha\beta,PCC}^{5-}$ und die positive Sequenz der siebenten Oberschwingungsspannung $\underline{U}_{\alpha\beta,PCC}^{7+}$ durch die MSOGI-FLL detektiert. Die praktische Umsetzung der einzelnen DSOGI-Blöcke wird in [239] diskutiert.

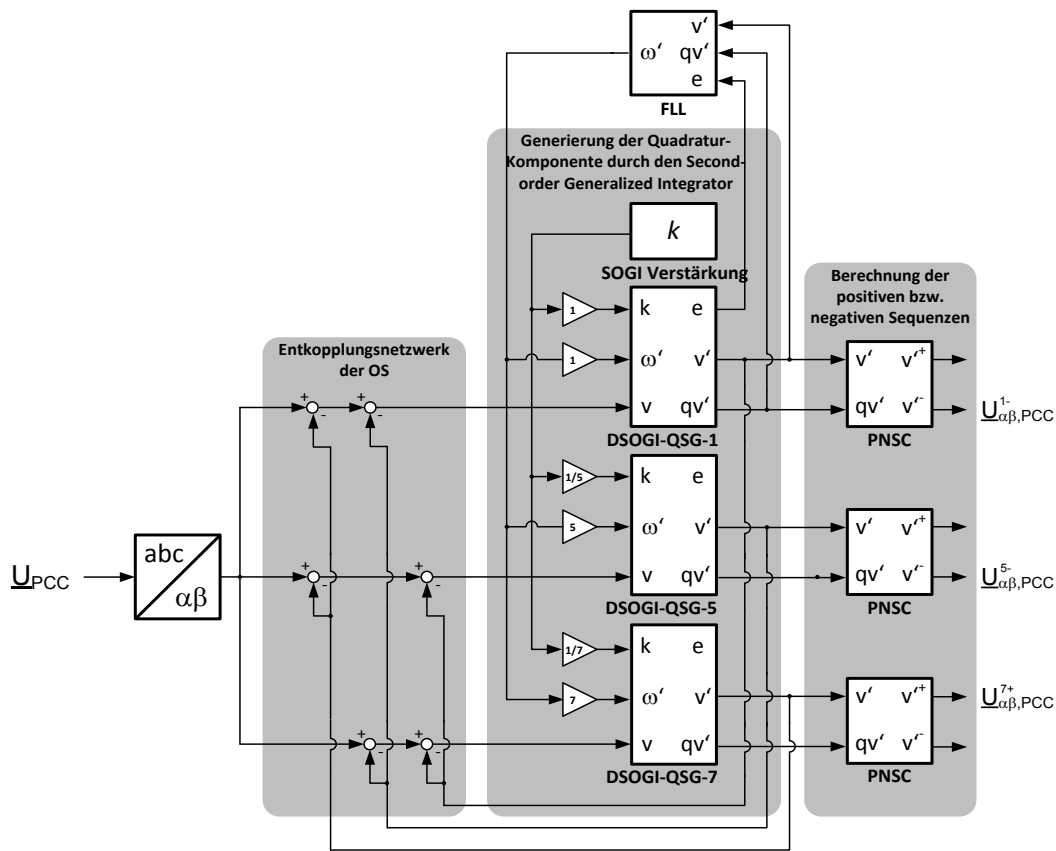


Abb. 5.7: Blockschaltbild der MSOGI-FLL zur Detektion der Spannungsunsymmetrien und -berschwingungen (in Anlehnung an [238], Fig. 8)

5.2.5 Kompensation der Mess- und Abtastverzögerungen sowie der Netzgegenspannung

Ein weiterer wichtiger Aspekt bei der praktischen Umsetzung der AFF ist der Einfluss von Mess- und Abtastverzögerungen der gemessenen Anschlussspannungen auf die erreichbare Regelungs- bzw. Kompensationsgüte. In [240] werden die ausschließlich als negativ zu bewertenden Effekte von Mess- und Abtastverzögerungen bei der Oberschwingungsdetektion näher untersucht. Demnach kommt es durch die zusätzlichen Verzögerungen bei der Oberschwingungsdetektion zu einem zusätzlichen Phasenversatz der Regelungsrückfüh-

rungen, welche sowohl das stationäre als auch das transiente Regelverhalten der AFF negativ beeinflussen.

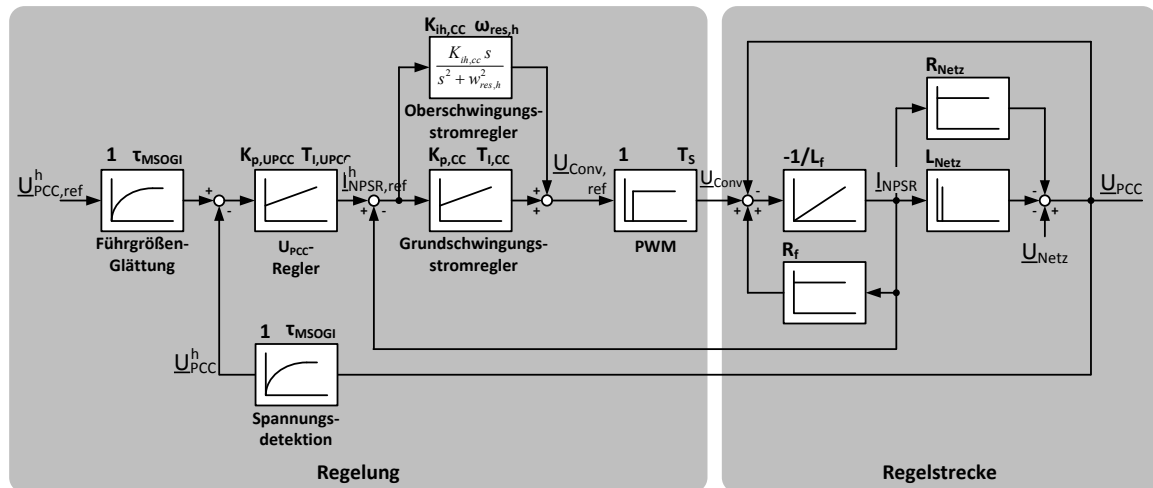
In [206] wird ein mögliches Verfahren für die regelungstechnische Kompensation der Mess- und Abtastverzögerungen beschrieben. Hierbei wird auf Grundlage einer gezielten und frequenzselektiven Vektorrotation sowie der Annahme quasi-stationärer Unsymmetrie- bzw. Oberschwingungsverhältnisse eine Kompensation der Verzögerungen erreicht. Dieses Verfahren findet auch in dem hier vorgestellten Regelungskonzept Anwendung.

Neben der Kompensation der Mess- und Abtastverzögerungen wird auch eine Kompensation des störenden Einflusses der Netzgegenspannung auf die Stromregelung (Störgrößenkompensation) durch das entwickelte Regelungskonzept berücksichtigt. Als Motivation für diese weitere Maßnahme dient die Studie nach [241]. Dort wird der positive Effekt einer Kompensation der Netzgegenspannung auf die Regelung eines Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF durch ein Vorsteuerungsnetzwerk beschrieben. Um die Robustheit der Kompensation der Netzgegenspannung gegenüber Parameterunsicherheiten der passiven Bauteilkomponenten des Netzpulsstromrichters zu erhöhen, wird hier ein beobachterbasierter Kompensationsansatz verwendet. Im Sinne der Übersichtlichkeit der Analysen wird auf eine ausführliche Darstellung der Störgrößentkopplung mittels einer beobachterbasierten Störgrößenvorsteuerung verzichtet. Es wird diesbezüglich auf den Beitrag [110] verwiesen.

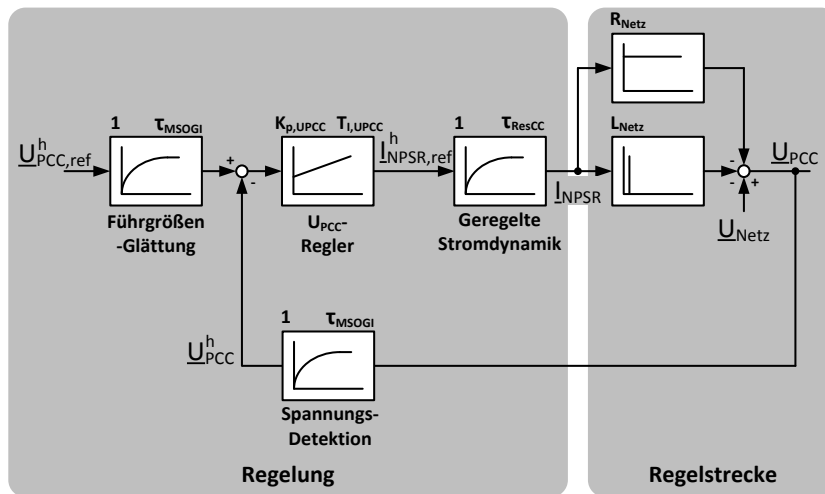
5.2.6 Auslegung der überlagerten Spannungsregelkreise

Als letzter und zentraler Bestandteil des neu entwickelten Regelungskonzeptes wird nachfolgend die Struktur, Auslegung und Implementierung der Spannungsregler vorgestellt. Für die grundsätzliche Festlegung einer geeigneten Auslegungsstrategie der Spannungsregelung werden die folgenden Annahmen getroffen:

- Die Unsymmetrien und Oberschwingungen der Anschlussspannung ändern sich sehr langsam, sodass quasi-stationäre Verhältnisse für die Auslegung der Spannungsregelung angenommen werden können. Folglich werden etwaig auftretenden Verkopplungseffekte bei der Auslegung der überlagerten Spannungsregelkreise vernachlässigt.
- Die LCL-Filterdynamik des Netzpulsstromrichters wird für die relevanten Frequenzanteile durch eine äquivalente L-Filterdynamik angenähert, sodass die Modellierung der Regelstrecke diesbezüglich vereinfacht werden kann.
- Die der Spannungsregelung unterlagerte Stromregelung nach Kap. 4.3.1 (vgl. S. 117 ff.) zeigt ein ideales Regelverhalten, sodass die geregelte Filterstromdynamik durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung approximiert werden kann.
- Die Kompensation der Mess- bzw. Abtastverzögerungen sowie der störenden Anteile der Netzgegenspannung und die Entkopplung der störenden Anteile der geregelten Zwischenkreisspannung zeigen ein ideales Verhalten, sodass diese Störeinflüsse nicht bei der Auslegung der Spannungsregelung berücksichtigt werden müssen.



(a)



(b)

Abb. 5.8: Vereinfachtes Blockschaltbild des entwickelten Konzeptes der Regelung der Anschlussspannungen zur Umsetzung der AFF:
 (a) Vollständiges Blockschaltbild mit Regelung der Filterinduktivitätsströme und (b) Vereinfachtes Blockschaltbild mit Approximation der geregelten Filterstromdynamik

Die Abb. 5.8 illustriert das vereinfachte und für die weiteren Analysen zugrunde gelegte Blockschaltbild der Regelung der Anschlussspannungen zur Umsetzung der AFF eines Netzpulsstromrichters. Genauer zeigt die Abb. 5.8 (a) das vollständige Blockschaltbild der Spannungsregelung mit der unterlagerten Stromregelung der Filterströme und die Abb. 5.8 (b) das vereinfachte Blockschaltbild mit Approximation der geregelten Filterstromdynamik durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung. Hierbei werden die folgenden Dynamiken berücksichtigt:

- die Verzögerung der Unsymmetrie- bzw. Oberschwingungsdetektion mit der Zeitkonstante τ_{MSOGI} (modelliert als Verzögerungsglied erster Ordnung),

- eine Glättung der Führgrößen mit einer Zeitkonstante τ_{MSOGI} identisch zum gewählten Detektionsverfahren (implementiert als Verzögerungsglied erster Ordnung),
- die Regelung der Anschlussspannung mit einer Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ und einer Nachstellzeit $T_{i,UPCC}$ (implementiert als PI-Regler),
- die Stromregelung mit Grundschiebungs- bzw. Oberschiebungsreglern (implementiert als PI- bzw. P-Res Regler),
- die Zeitverzögerung T_s der zeitlichen Abfolge der Abtastung, Berechnung und PWM-Aktualisierung (modelliert als Totzeitglied),
- die Stromdynamik des LCL-Filters (modelliert durch die äquivalente L-Filterdynamik mit $L_f = L_{fg} + L_{fc}$, $R_f = R_{fg} + R_{fc}$) und
- die Dynamik der äquivalenten Netzimpedanz (modelliert als ohmsch-induktives Thévenin-Äquivalent, äquivalente Netzinduktivität: L_{Netz} , äquivalenter Netzwidestand: R_{Netz} , äquivalente Netzspannung: U_{Netz}).

Auf der Grundlage dieser Beschreibung der Regler bzw. Regelstrecke wird im Weiteren ein Auslegungskonzept der PI-basierten Spannungsregler ausgearbeitet. Die Analysen basieren dabei auf einer rein zeitkontinuierlichen Betrachtung des Regelungsverhaltens. Im Gegensatz zu der Auslegung der Stromregelung (vgl. Kap. 4.3.1, S. 117 ff.), bei welcher eine rein zeitdiskrete Betrachtung (bedingt durch die hohen Regelungsdynamiken im Bereich der Abtastzeit) notwendig ist, sind die Anforderungen an die Dynamiken der Spannungsregelung deutlich geringer. Dadurch, dass quasi-stationäre Unsymmetrie- und Oberschiebungsverhältnisse angenommen werden, reicht es aus die Regelungsparameter zunächst zeitkontinuierlich auszulegen und später, für die zeitdiskrete Implementierung der PI-Regler, durch eine angemessene numerische Approximationsmethode anzunähern. Die einzelnen Modellierungs- bzw. Auslegungsschritte werden nachstehend vorgestellt.

Zunächst wird die zeitkontinuierliche Modellierung der äquivalenten ohmsch-induktiven Netzimpedanz betrachtet. Die Glg. (5.1) zeigt diesbezüglich die Übertragungsfunktion des Anschlussstroms I_{NPSR} (Eingangsgröße) zu der Anschlussspannung U_{PCC} (Ausgangsgröße) im rotierenden dq^h -KOS (bezogen auf die h-te Oberschiebung). Das ohmsch-induktive Netzmodell wird demnach durch ein Proportional-Differential-Verhalten (kurz: PD-Verhalten) beschrieben.

$$\underline{G}_G^{dq(h)}(s) = \frac{U_{PCC}^{dq(h)}(s)}{I_{NPSR}^{dq(h)}(s)} \approx -(R_{Netz} + L_{Netz}s) = K_G(1 + \tau_G s)$$

$$\tau_G = \frac{L_{Netz}}{R_{Netz}} \tag{5.1}$$

$$K_G = -R_{Netz}$$

Nach [238] wird das Übertragungsverhalten einer MSOGI-FLL für die Detektion der Unsymmetrien und Oberschiebungen der Anschlussspannung in guter Näherung durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung beschrieben, vgl. Glg. (5.2). Die Detektionszeit der

MSOGI-FLL, hier durch die Zeitkonstante τ_{MSOGI} angenähert, hängt nach [238] von der gewählten Proportionalverstärkung k_{SOGI} und der Kreisfrequenz ω' der zu detektierenden Frequenzkomponente der Anschlussspannung ab.

$$\underline{G}_{HD}^{dq(h)}(s) = \frac{\underline{U}_{PCC}^{dq(h)}(s)}{\underline{U}_{PCC}^{dq}(s)} = \frac{1}{1 + s \tau_{MSOGI}}$$

$$\tau_{MSOGI} = \frac{10}{k_{SOGI} \omega'} \quad (5.2)$$

$$k_{SOGI} = \sqrt{2}$$

Unter Berücksichtigung der getroffenen Annahmen wird die geregelte Stromdynamik des Ausgangsstroms des LCL-Filters (hier identisch zu dem Anschlussstrom I_{NPSR}) durch ein Verzögerungsglied erster Ordnung approximiert, vgl. Glg. (5.3).

$$\underline{G}_{CC}^{dq(h)}(s) = \frac{\underline{I}_{NPSR}^{dq(h)}(s)}{\underline{I}_{NPSR,ref}^{dq(h)}(s)} = \frac{1}{1 + s \tau_{ResCC}} \quad (5.3)$$

Für die Festlegung der Zeitkonstante der geregelten Stromdynamik ist es nicht möglich die Ergebnisse nach Kap. 4.3.1 (vgl. S. 117 ff.) auf das hier gestellte Modellierungsproblem zu übertragen. Dies wird mit der Erweiterung der Stromregelung durch die resonante Regelung der Oberschwingungsströme (vgl. Abschnitt 5.2.2, S. 232 f.) begründet. In [141] (vgl. Kap. 4.3.3, Glg. (A8.2), S. 103) wird die analytische Berechnung der Zeitkonstante der resonanten Oberschwingungsstromregelung τ_{ResCC} auf Grundlage der gewählten Regelungseinstellung beschrieben, vgl. Glg. (5.4). Dieser auch hier zur Anwendung kommenden Approximation des resonanten Stromregelverhaltens geht die Annahme voraus, dass die resonanten Pfade der Oberschwingungsregelung und der Integratorpfad der Grundschwingungsregelung (nahezu) unabhängig voneinander agieren.

$$\tau_{ResCC} \approx 2,2 \cdot \frac{K_{p,cc}}{K_{i,ResCC}} \quad (5.4)$$

Die frequenzselektiven Spannungsregler werden in den rotierenden dq^h -KOS der einzelnen Spannungssequenzen vorgesehen (d.h. der U_{PCC}^{1-} -Regler im dq^{1-} -KOS, der U_{PCC}^{5-} -Regler im dq^{5-} -KOS und der U_{PCC}^{7+} -Regler im dq^{7+} -KOS), was dazu führt, dass die zu regelnden Spannungsverläufe in den jeweiligen Referenzkoordinatensystemen als Gleichgrößen auftreten. Dadurch ist eine einfache Implementierung der Unsymmetrie- bzw. Oberschwingungsregelung durch PI-basierte Spannungsregler möglich. Die Glg. (5.5) zeigt die Struktur eines solchen PI-basierten Spannungsreglers. Durch den Proportionalpfad des Spannungsreglers wird eine ausreichende Regeldynamik beim Auftreten transientser Regelabweichungen sichergestellt und durch den Integralpfad des Spannungsreglers das Auftreten stationärer Regelabweichungen verhindert.

$$\begin{aligned} \underline{G}_{HC}^{dq(h)}(s) &= \frac{\underline{U}_{PCC,err}^{dq(h)}(s)}{\underline{I}_{NPSR,ref}^{dq(h)}(s)} = K_{p,UPCC} \left(1 + \frac{1}{sT_{i,UPCC}} \right) \\ &= \frac{K_{p,UPCC}(1 + sT_{i,UPCC})}{sT_{i,UPCC}} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Im Weiteren wird die Auslegung der Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ und der Nachstellzeit $T_{i,UPCC}$ der Spannungsregler aufgrund der vorgestellten Streckenmodellierung diskutiert. Zunächst werden hierfür die einzelnen Übertragungsfunktionen des Spannungsregelkreises nach den Glg. (5.1)-(5.3) und (5.5) zu einer Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises zusammengefasst. Die Übertragungsfunktion des offenen Regelkreises ergibt sich zu:

$$\begin{aligned} \underline{G}_{OL}^{dq(h)}(s) &= \frac{\underline{U}_{PCC}^{dq(h)}(s)}{\underline{U}_{PCC,err}^{dq(h)}(s)} \\ &= \underbrace{\frac{K_{p,UPCC}(1 + sT_{i,UPCC})}{sT_{i,UPCC}}}_{\text{UPCC-Regler}} \cdot \underbrace{\frac{K_G(1 + s\tau_G)}{(1 + s\tau_{ResCC})(1 + s\tau_{MSOGI})}}_{\text{Regelstrecke}} \end{aligned} \quad (5.6)$$

Um eine möglichst hohe Dynamik der Regelung der Anschlussspannungen zu gewährleisten, wird die größte Zeitkonstante der Regelstrecke durch die Nachstellzeit $T_{i,UPCC}$ der PI-basierten Spannungsregler kompensiert. Bei der betrachteten Regelstrecke werden die dominanten Streckendynamiken durch die Zeitkonstanten der resonanten Stromregelung τ_{ResCC} und der Unsymmetrie- bzw. Oberschwingungsdetektion τ_{MSOGI} beschrieben. Die Auslegung der resonanten Stromregelung (genauer: der einzelnen Integralverstärkungen $K_{ih,CC}$ der resonanten Regler) wird nachfolgend grundsätzlich so gewählt, dass die Dynamik der Stromregelung stets langsamer als die Dynamik der Unsymmetrie- bzw. Oberschwingungsdetektion ist. Folglich gilt:

$$\tau_{ResCC} > \tau_{MSOGI} \quad (5.7)$$

Die Nachstellzeit $T_{i,UPCC}$ der PI-basierten Spannungsregler wird daher festgelegt zu:

$$T_{i,UPCC} = \tau_{ResCC} \quad (5.8)$$

Unter Berücksichtigung der Kompensation der größten Zeitkonstante der Regelstrecke durch die Nachstellzeit der PI-basierten Spannungsregler wird die Übertragungsfunktion des geschlossenen Regelkreises berechnet zu:

$$\begin{aligned} \underline{G}_{CL}^{dq(h)}(s) &= \frac{\underline{G}_{OL}^{dq(h)}(s)}{1 + \underline{G}_{OL}^{dq(h)}(s)} \\ &= \frac{\frac{K_{p,UPCC}K_G}{\tau_{MSOGI} \tau_{ResCC}}(1 + \tau_G s)}{s^2 + \frac{\tau_{ResCC} + K_{p,UPCC}K_G \tau_G}{\tau_{MSOGI} \tau_{ResCC}}s + \frac{K_{p,UPCC}K_G}{\tau_{MSOGI} \tau_{ResCC}}} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Die Übertragungsfunktion des geschlossenen Spannungsregelkreises nach Glg. (5.9) hat die Form eines schwingungsfähigen Verzögerungsgliedes zweiter Ordnung (kurz: PT₂-Glieder). Nach [144] (Kap. 3.5.8, S. 86, Nr. 79) wird ein solches PT₂-Verhalten in allgemeiner Form beschrieben durch:

$$G_{CL}(s) = \frac{\omega_0^2(1 + T_v s)}{s^2 + 2D\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (5.10)$$

Hierbei beschreibt ω_0 die Eigenkreisfrequenz, D die Dämpfung und T_v die Vorhaltezeitkonstante des PT₂-Gliedes. Ein Koeffizientenvergleich zwischen der allgemeinen Form des PT₂-Gliedes, vgl. Glg. (5.10), und der Übertragungsfunktion des geschlossenen Spannungsregelkreises, vgl. Glg. (5.9), führt auf die Berechnung dieser Kenngrößen in Abhängigkeit der Systemgrößen:

$$T_v = \tau_G \quad (5.11)$$

$$\omega_0^2 = \frac{K_{p,UPCC}K_G}{\tau_{ResCC}\tau_{MSOGI}} \quad (5.12)$$

$$D = \frac{1 + K_{p,UPCC}K_G \frac{\tau_G}{\tau_{ResCC}}}{2 \sqrt{K_G K_{p,UPCC} \frac{\tau_{MSOGI}}{\tau_{ResCC}}}} \quad (5.13)$$

Die Glg. (5.11) zeigt, dass die Vorhaltezeit T_v des Übertragungsverhaltens des geschlossenen Regelkreises nicht durch die Auslegung der Spannungsregelung beeinflusst werden kann. Da die Vorhaltezeit T_v alleinig durch die Zeitkonstante τ_G der äquivalenten Netzparameter beschrieben wird, folgt daraus unmittelbar, dass das Regelverhalten der Spannungsregelung immer von dem aktuellen Netzzustand abhängig sein wird. Weiterhin zeigen die Glg. (5.12) und (5.13), dass die Eigenkreisfrequenz ω_0 und die Dämpfung D des geschlossenen Spannungsregelkreises durch die Festlegung der Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ der PI-basierten Spannungsregler (jedoch abhängig voneinander) bestimmt werden.

Die vorhergehenden Berechnungen zum Verhalten des geschlossenen Spannungsregelkreises führen auf ein Auslegungsproblem, bei welchem sowohl die Eigenkreisfrequenz ω_0 als auch die Dämpfung D einer schwingungsfähigen Regelungsdynamik zweiter Ordnung durch die Wahl der Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ beeinflusst werden. Dieser Sachver-

halt ist bereits aus angrenzenden Anwendungen der Antriebstechnik bekannt. Beispielsweise wird in [242] die Auslegung einer PI-basierten Drehzahlregelung für ein schwingungsfähiges Antriebssystem beschrieben, welches auf eine ähnliche Problematik führt. Dort werden drei mögliche Auslegungsstrategien für die Festlegung der Proportionalverstärkung beschrieben, welche auch für die Auslegung der Spannungsregler anwendbar sind. Nach [242] kann die Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ des PI-basierten Spannungsreglers so gewählt werden, dass für das dominante Polpaar des geschlossenen Regelkreises:

- eine konstante Dämpfung,
- eine konstante Eigenkreisfrequenz oder
- ein konstanter Realteil vorgegeben wird.

Neben den dynamischen Anforderungen an das Regelungsverhalten spielen auch mögliche Variationsbereiche der Systemparameter, hier vor allem der äquivalenten Netzparameter L_{Netz} und R_{Netz} , eine entscheidende Rolle bei der Wahl eines geeigneten Auslegungsverfahrens. Nachfolgend wird die Auslegung der Spannungsregelkreise mit dem Ziel einer gleichbleibenden Dämpfung bzw. eines konstanten Realteils des dominanten Polpaares des geschlossenen Regelkreises beschrieben. Eine Betrachtung der Reglerauslegung mit gleichbleibender Eigenfrequenz wird in Hinblick auf die Übersichtlichkeit der Analysen nicht vorgestellt.

Auslegung der PI-basierten Spannungsregelung mit vorgegebener Dämpfung des dominanten Polpaares:

Ausgangspunkt der Erläuterung dieser Auslegungsstrategie ist die Berechnung der Dämpfung D des schwingungsfähigen PT_2 -Verhaltens nach (5.13). Wird diese Gleichung nach der Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ aufgelöst, dann ergibt sich:

$$K_{p,1/2} = \frac{1}{K_G} \frac{\tau_{ResCC}}{\tau_G^2} \left(2 D^2 \tau_{MSOGI} - \tau_G \pm 2 D \sqrt{D^2 \tau_{MSOGI}^2 - \tau_G \tau_{MSOGI}} \right) \quad (5.14)$$

Wie die Glg. (5.14) zeigt, existieren aus mathematischer Sicht zwei mögliche Proportionalverstärkungen $K_{p,UPCC}$, die auf eine gleichbleibende Dämpfung des dominanten Polpaares führen. Um einer möglichen Verstärkung des Messrauschens durch die PI-basierten Spannungsregler entgegen zu wirken, empfiehlt es sich jedoch, die betragsmäßig kleinere Proportionalverstärkung auszuwählen. Demzufolge wird die Proportionalverstärkung gewählt zu:

$$K_{p,UPCC} = \xi \frac{1}{K_G} \frac{\tau_{ResCC}}{\tau_G^2} \left(2 D^2 \tau_{MSOGI} - \tau_G - 2 D \sqrt{D^2 \tau_{MSOGI}^2 - \tau_G \tau_{MSOGI}} \right) \quad (5.15)$$

Neben den bereits erläuterten Systemparametern wird ein zusätzlicher reellwertiger Einstellfaktor ξ ($\xi > 0$) für die Feineinstellung des Regelverhaltens unter Laborbedingungen vorgesehen.

Die Dämpfung des dominanten Polpaares des geschlossenen Regelkreises ist nun über die Wahl der Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ nach der Berechnungsvorschrift (5.14) festlegbar. Nach den Analysen aus [144] (vgl. Kap. 7.5.2.2, S. 284, Tab. 7.5-1) wird die optimale Systemdämpfung D_{opt} gewählt zu:

$$D_{opt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (5.16)$$

Eine weiterführende Untersuchung der Berechnung der Proportionalverstärkung nach Glg. (5.14) offenbart indes, dass die Systemdämpfung nicht beliebig frei wählbar ist. Unter Berücksichtigung der Randbedingung, dass die Reglerverstärkung lediglich reelle Werte annehmen darf, wird eine minimale kritische Dämpfung D_{krit} des dominanten Systempolpaares in Abhängigkeit der Streckenparameter berechnet zu:

$$D_{krit} = \sqrt{\frac{\tau_G}{\tau_{MSOGI}}} \quad (5.17)$$

Die beschriebene Auslegung der Proportionalverstärkung $K_{p,UPCC}$ ist demzufolge nur dann anwendbar, solange die optimale (vorgegebene) Systemdämpfung größer ist, als die durch die Systemparameter abhängige kritische Dämpfung. Tritt der Fall ein, dass die kritische Dämpfung D_{krit} größer ist, als die optimale Dämpfung D_{opt} , dann muss zwangsläufig eine andere Auslegungsstrategie gewählt werden. Nachfolgend wird daher die Auslegung der PI-basierten Spannungsregelung mit vorgegebenem Realteil des dominanten Systempolpaares vorgestellt.

Auslegung der PI-basierten Spannungsregelung mit vorgegebenem Realteil des dominanten Polpaares:

Für den Fall, dass die systembedingte kritische Dämpfung D_{krit} größer als die im vorigen Abschnitt beschriebene optimale Dämpfung D_{opt} ist, wird die Auslegung der PI-basierten Spannungsregelung mit dem Ziel des Erreichens eines konstanten Realteils der dominanten Systempole durchgeführt. Eine einfache Möglichkeit ist es dabei den Realteil so festzulegen, dass die dominanten Systempole immer die maximal mögliche Dämpfung erreichen. Die maximale Dämpfung wird in diesem Fall durch die kritische Dämpfung beschrieben.

Wird die Glg. (5.17) in die Glg. (5.15) eingesetzt, dann folgt die Proportionalverstärkung, welche einen konstanten Realteil bei der maximal möglichen (kritischen) Dämpfung gewährleistet. In diesem Fall ist:

$$K_{p,UPCC} = \xi \frac{1}{K_G} \frac{\tau_{ResCC}}{\tau_G} \quad (5.18)$$

Auch hier wird ein zusätzlicher reellwertiger Einstellfaktor ξ ($\xi > 0$) für die Feineinstellung des Regelverhaltens unter Laborbedingungen vorgesehen.

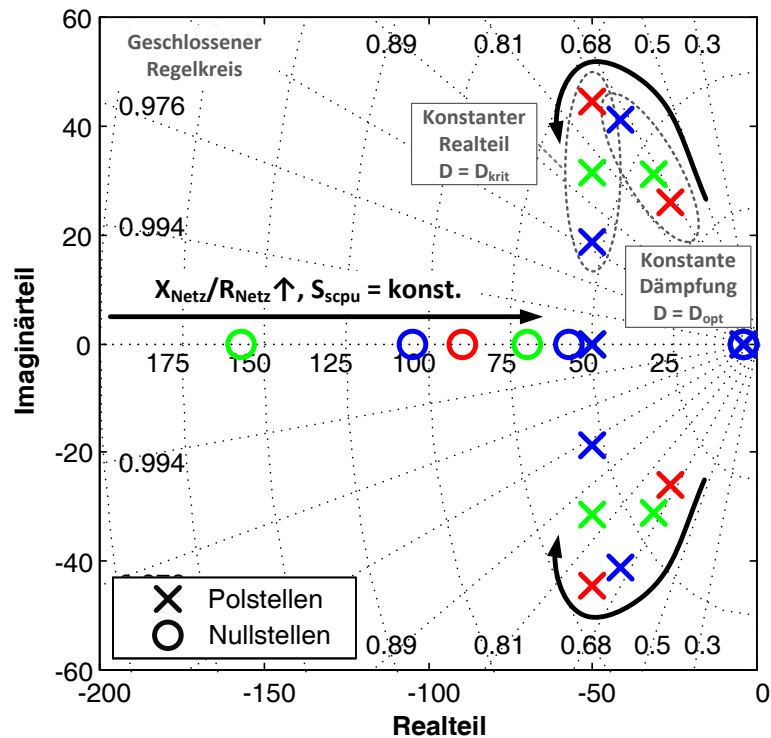


Abb. 5.9: Pol-Nullstellen Verteilung der U_{PCC} -Regelung (geschlossener Regelkreis) für verschiedene X/R-Netzverhältnisse (farbliche Zuordnung vgl. Abb. 5.10) (hier beispielhaft: $S_{sc,pu} = 25$, $\tau_{MSOGI} = 20$ ms, $\tau_{ResCC} = 250$ ms, $\xi = 1,0$)

Die Auslegung der PI-basierten Spannungsregelung wird im Weiteren anhand eines Pol-Nullstellen Diagrammes illustriert, vgl. Abb. 5.9. Um die verschiedenen Auslegungsstrategien (d.h. $D_{opt} > D_{krit}$: Vorgabe der Systemdämpfung bzw. $D_{opt} < D_{krit}$: Vorgabe Realteil) in Abhängigkeit der Systemparameter zu untersuchen, wird hierfür das X/R-Verhältnis des Netzes variiert. Die relative Kurzschlussleistung des Netzes $S_{sc,pu}$ wird konstant gehalten, da die Netzstärke lediglich einen Einfluss auf die Höhe der einzuspeisenden Ströme jedoch nicht auf deren dynamisches Verhalten hat. Das Pol-Nullstellen Diagramm für verschiedene exemplarisch gewählte X/R-Netzverhältnisse zeigt, dass sowohl die Auslegung mit vorgegebener Systemdämpfung als auch die Auslegung mit vorgegebenem Realteil den gewünschten Effekt erzielt. Während in dem Bereich der konstanten Dämpfung das dominante Polpaar eine unveränderte Dämpfung von $1/\sqrt{2}$ zeigt, bleibt in dem Bereich des konstanten Realteils eben dieser unverändert.

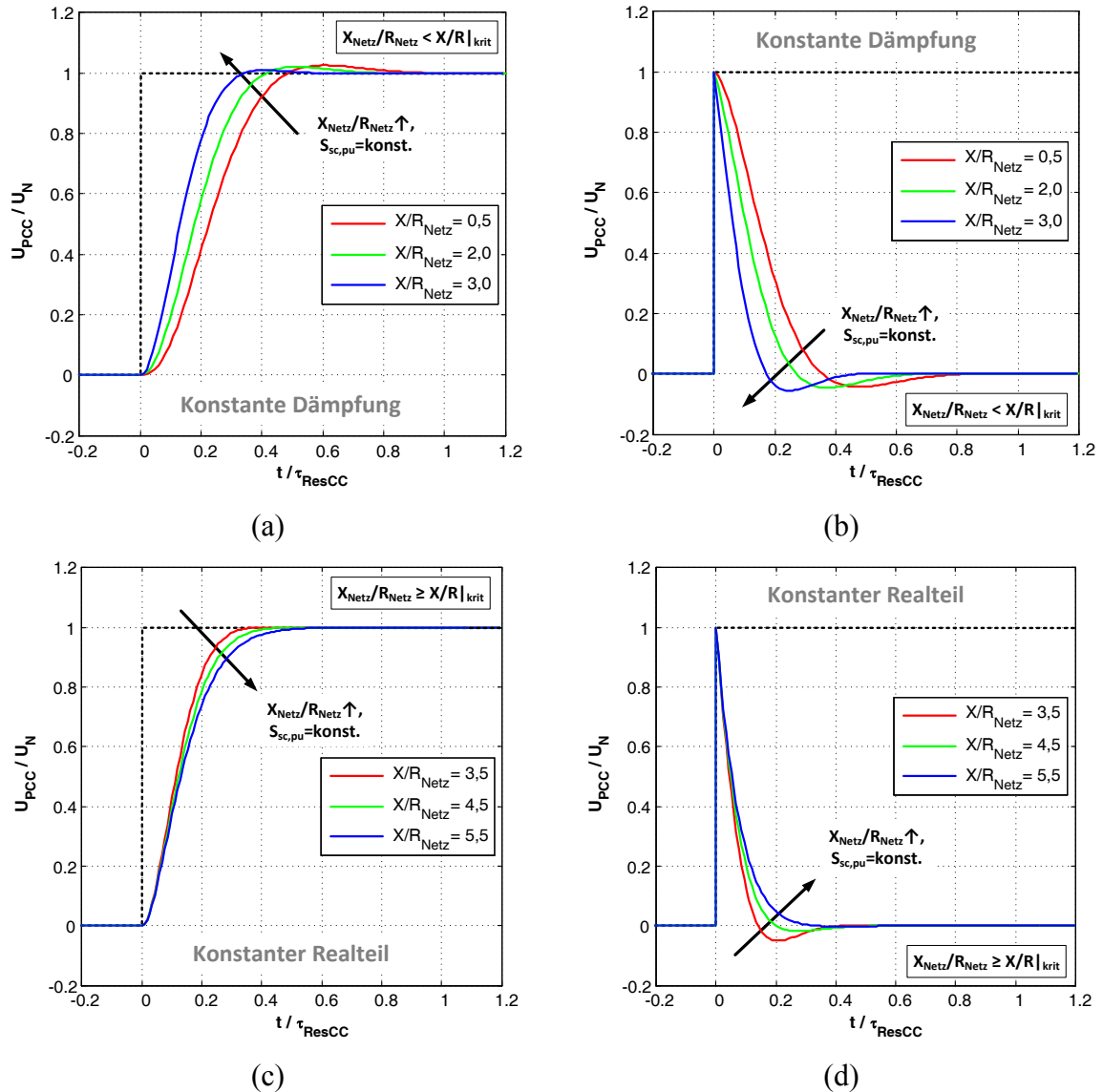


Abb. 5.10: Analytische Berechnung der Sprungantworten (auf einen Einheitssprung) der U_{PCC} -Regelung für verschiedene X/R -Netzverhältnisse:

(hier beispielhaft: $S_{sc,pu} = 25$, $\tau_{MSOGI} = 20\text{ ms}$, $\tau_{ResCC} = 250\text{ ms}$, $\xi = 1,0$)

(a) Führ- und (b) Störgrößenverhalten bei Auslegung mit vorgegebener Dämpfung

(c) Führ- und (d) Störgrößenverhalten bei Auslegung mit vorgegebenem Realteil

Unter der Annahme gleicher Randbedingungen zeigt die Abb. 5.10 die Sprungantworten (auf einen Einheitssprung) des PI-basierten Spannungsregelkreises. Die Abb. 5.10 (a) und (b) zeigen das Verhalten der Spannungsregelung bei einem Führ- bzw. Störgrößensprung für die Auslegung mit vorgegebener Systemdämpfung ($D = D_{opt} = 1/\sqrt{2}$). Die Abb. 5.10 (c) und (d) zeigen hingegen das Verhalten der Spannungsregelung bei einem Führ- bzw. Störgrößensprung für die Auslegung mit vorgegebenem Realteil bei maximaler kritischer Dämpfung D_{krit} . Die dargestellten Sprungantworten zeigen, dass durch die vorgestellten Auslegungsstrategien hohe Regelungsdynamiken für Führ- bzw. Störgrößensprünge mit gleichzeitig geringer An- bzw. Ausregelzeit und geringen Überschwingungsweiten erreicht werden. Der Einfluss der größten Zeitkonstante, hier die Zeitkonstante der resonanten

Stromregelung τ_{ResCC} , auf die geregelte Spannungsdynamik wird erfolgreich durch die PI-basierten Spannungsregler kompensiert. Die Anregelzeiten aller dargestellten Sprungantworten liegen zwischen 20 und 40 % der Zeitkonstante τ_{ResCC} der Stromregelung.

Für die zeitdiskrete Implementierung der beschriebenen PI-basierten Spannungsregler wird das implizite Euler-Verfahren (engl. *Euler-backward method*) verwendet. Die zeitdiskrete Übertragungsfunktion der PI-basierten Spannungsregler ergibt sich dann zu:

$$\underline{G}_{HC}^{dq(h)}(z) = \frac{\underline{U}_{PCC,err}^{dq(h)}(z)}{\underline{I}_{NPSR,ref}^{dq(h)}(z)} = K_{p,UPCC} \frac{z \left(1 + \frac{T_s}{T_{i,UPCC}} \right) - 1}{z - 1} \quad (5.19)$$

Tab. 5.1: Zusammenfassung der gewählten Systemparameter

Variable	Beschreibung	Wert (pu)
$U_{LL,n}$	Spannung am Netzanschlusspunkt	400 V (1,0)
U_{DC}	geregelte Zwischenkreisspannung	700 V (1,75)
$U_{DC,Boost}$	Zwischenkreisspannungsreserve	95 V (0,24)
ω_{grid}	Netzkreisfrequenz	2π 50 Hz (1,0)
$f_{Träger}$	PWM-Trägerfrequenz (a-PWM)	2,55 kHz (51)
PWM	Pulsweiten-Modulationsverfahren	SVM-PWM
L_{fc}	umrichterseitige Induktivität des LCL-Filters	3,0 mH (0,18)
R_{fc}	Wicklungswiderstand der umrichterseitigen Induktivität des LCL-Filters	180 mΩ (0,03)
L_{fg}	netzseitige Induktivität des LCL-Filters	1,0 mH (0,06)
R_{fg}	Wicklungswiderstand der netzseitigen Induktivität des LCL-Filters	60 mΩ (0,01)
C_f	Filterkondensator des LCL-Filters	16,2 μF (0,03)
R_{ESR}	äquivalenter Serienwiderstand der Kapazität des LCL-Filters	50 mΩ (0,009)
L_{Netz}	äquivalente Netzinduktivität (Vorbelastung)	60 μH (0,004)
R_{Netz}	äquivalenter Netzwidestand (Vorbelastung)	265 mΩ (0,05)

5.2.7 Messergebnisse

Die vorhergehenden Abschnitte stellen das neu entwickelte Regelungskonzept für die Umsetzung der AFF durch eine Regelung der Anschlussspannungen (kurz: U_{PCC} -Regelung) vor. Dabei wird die Spannungsregelung der konventionellen spannungsorientierten Rege-

lungsstruktur eines Netzpulsstromrichters überlagert, vgl. Abb. 5.4 (Kap. 5.2.1, S. 230). Zur Reduzierung bzw. vollständigen Kompensation von Unsymmetrien sowie der fünften und siebenten Oberschwingung der Anschlussspannung werden ein U_{PCC}^{1-} , ein U_{PCC}^{5-} und ein U_{PCC}^{7+} -Spannungsregler vorgesehen. In diesem Abschnitt werden verschiedene Messergebnisse mit dem Ziel vorgestellt, das Regelungskonzept zur Umsetzung der AFF unter Laborbedingungen zu validieren.

Tab. 5.2: Zusammenfassung der Regelungseinstellung
(falls keine abweichenden Angaben)

Größe	Beschreibung	Wert
γ	Einstellfaktor Stromregler*	0,3
D_0	Dämpfung der Nullstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	0,01
ω_0	Eigenfrequenz der Nullstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	$1,0 \cdot \omega_{Res,LCL}$
D_∞	Dämpfung der Polstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	0,2
ω_∞	Dämpfung der Polstelle des aktiven Dämpfungsnetzwerks**	$3,5 \cdot \omega_{0g,LCL}$
$K_{i,Res2CC}$	Integralverstärkung der resonanten Stromregelung von Unsymmetrien	-50
$K_{i,Res6CC}$	Integralverstärkung der resonanten Stromregelung der 5-/7-ten Oberschwingung	-250
ξ^{1-}	Einstellfaktor der U_{PCC}^{1-} -Regelung	0,1
ξ^{5-}	Einstellfaktor der U_{PCC}^{5-} -Regelung	0,1
ξ^{7+}	Einstellfaktor der U_{PCC}^{7+} -Regelung	0,01

* vgl. Kap. 4.3.1, Tab. 4.5, S. 121

** vgl. Kap. 4.4.3, Tab. 4.13, S. 169

Grundlage für die messtechnischen Untersuchungen ist der in Kap. 2.3 (vgl. Abb. 2.7, S. 18) beschriebene Laborteststand. Für die Erzeugung eines generatorischen Leistungsflusses wird ein drehzahlvariabler Antriebsstrang verwendet, welcher durch einen maschinenseitigen Umrichter und einen Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis mit dem Labornetz verbunden wird. Die Netzanbindung des Umrichtersystems wird durch einen LCL-Filter und eine Nachbildung veränderlicher Netzimpedanzen (kurz: NVN) realisiert. Für einen Teil der Untersuchungen ist es notwendig transiente Oberschwingungsverhältnisse der Anschlussspannung des Netzpulsstromrichters zu erzeugen. Hierfür wird ein zusätzlicher dreiphasiger Diodengleichrichter an dem durch die NVN neu erzeugten zentralen Anschlusspunkt des Teststandes vorgesehen. Durch einen IGBT-basierten Leistungsschalter mit zusätzlicher ohmscher Last im Zwischenkreis des passiven Gleichrichters ist es möglich eine sprunghafte Änderung der Oberschwingungsverhältnisse am Anschlusspunkt herbeizuführen. Eine tabellarische Zusammenfassung der für die nachfolgenden Untersu-

chungen gewählten Systemparameter ist in Tab. 5.1 dargestellt. Des Weiteren sind die grundlegenden Regelungseinstellungen in Tab. 5.2 zu finden.

Tab. 5.3: Übersicht der zur Validierung der Spannungsregelung zur Umsetzung der Aktiv-Filter Funktionalität eines Netzpulsstromrichters durchgeführten messtechnischen Untersuchungen

Messreihe	Abbildung		Untersuchung	Zielsetzung
1	Abb. 5.11	Lastgenerator im Leerlauf, konstante Netzbedingungen und quasi-stationäre Oberschwingungsverhältnisse	Einzelverläufe der U_{PCC}^{1-} , U_{PCC}^{5-} und U_{PCC}^{7+} -Regler	Nachweis der AFF bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen unter sonst idealen Randbedingungen
	Abb. 5.12		Zeitverläufe und Spektren von i_{NPSR} mit und ohne AFF	
	Abb. 5.13		Zeitverläufe und Spektren von u_{PCC} mit und ohne AFF	
	Abb. 5.14		Mit-, Gegen- und Nullsysteme von u_{PCC} bzw. i_{NPSR} mit und ohne AFF	
	Abb. 5.15		Verläufe von i_{NPSR} und u_{Conv} in dq -Koordinaten mit und ohne AFF	
2	Abb. 5.16	Variierende Last- und Netzverhältnisse sowie quasi-stationäre Oberschwingungsverhältnisse	Verläufe von i_{NPSR} und u_{Conv} in dq -Koordinaten sowie Spektrum von u_{PCC} mit und ohne AFF ($L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$, $P = -5 \text{ kW}$)	Verdeutlichung der Betriebsgrenzen einer AFF bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen
	Abb. 5.17		Verläufe von i_{NPSR} und u_{Conv} in dq -Koordinaten sowie Spektrum von u_{PCC} mit und ohne AFF ($L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$, $P = -15 \text{ kW}$)	
	Abb. 5.18		Spektren von u_{PCC} mit und ohne AFF für $L_{vor} = 0,0 \text{ mH}$ (Last im Leerlauf, $P = -5 \text{ kW}$, $P = -15 \text{ kW}$)	
	Abb. 5.19		Verläufe von i_{NPSR} und u_{Conv} in dq -Koordinaten mit und ohne AFF für $L_{vor} = 0,0 \text{ mH}$ (Last im Leerlauf, $P = -5 \text{ kW}$, $P = -15 \text{ kW}$)	
3	Abb. 5.20	Konstante Last- und Netzbedingungen sowie transiente Oberschwingungsverhältnisse	Einzelverläufe der U_{PCC}^{1-} , U_{PCC}^{5-} und U_{PCC}^{7+} -Regler ($P = -10 \text{ kW}$, $L_{vor} = 1 \text{ mH}$)	Nachweis der AFF bei transienten Oberschwingungsverhältnissen unter sonst idealen Randbedingungen
	Abb. 5.21		Zeitverläufe, Spektren, Mit-, Gegen- und Nullsysteme von u_{PCC} sowie i_{NPSR} vor Sprung ($P = -10 \text{ kW}$, $L_{vor} = 1 \text{ mH}$)	
	Abb. 5.22		Zeitverläufe, Spektren, Mit-, Gegen- und Nullsysteme von u_{PCC} sowie i_{NPSR} nach Sprung ($P = -10 \text{ kW}$, $L_{vor} = 1 \text{ mH}$)	

Die experimentelle Validierung der Spannungsregelung erfolgt durch drei aufeinander abgestimmte Messreihen. Eine Zusammenfassung der durchgeführten Untersuchungen und der zugehörigen Zielsetzungen wird in Tab. 5.3 gegeben. Demnach wird bei den durchgeführten Experimenten grundsätzlich zwischen der Untersuchung der Regelung unter quasi-stationären (Messreihe 1 und 2) und transienten (Messreihe 3) Oberschwingungsverhältnissen unterschieden. Weiterhin werden variierende Last- und Netzverhältnisse bei den durchgeführten Laboruntersuchungen berücksichtigt.

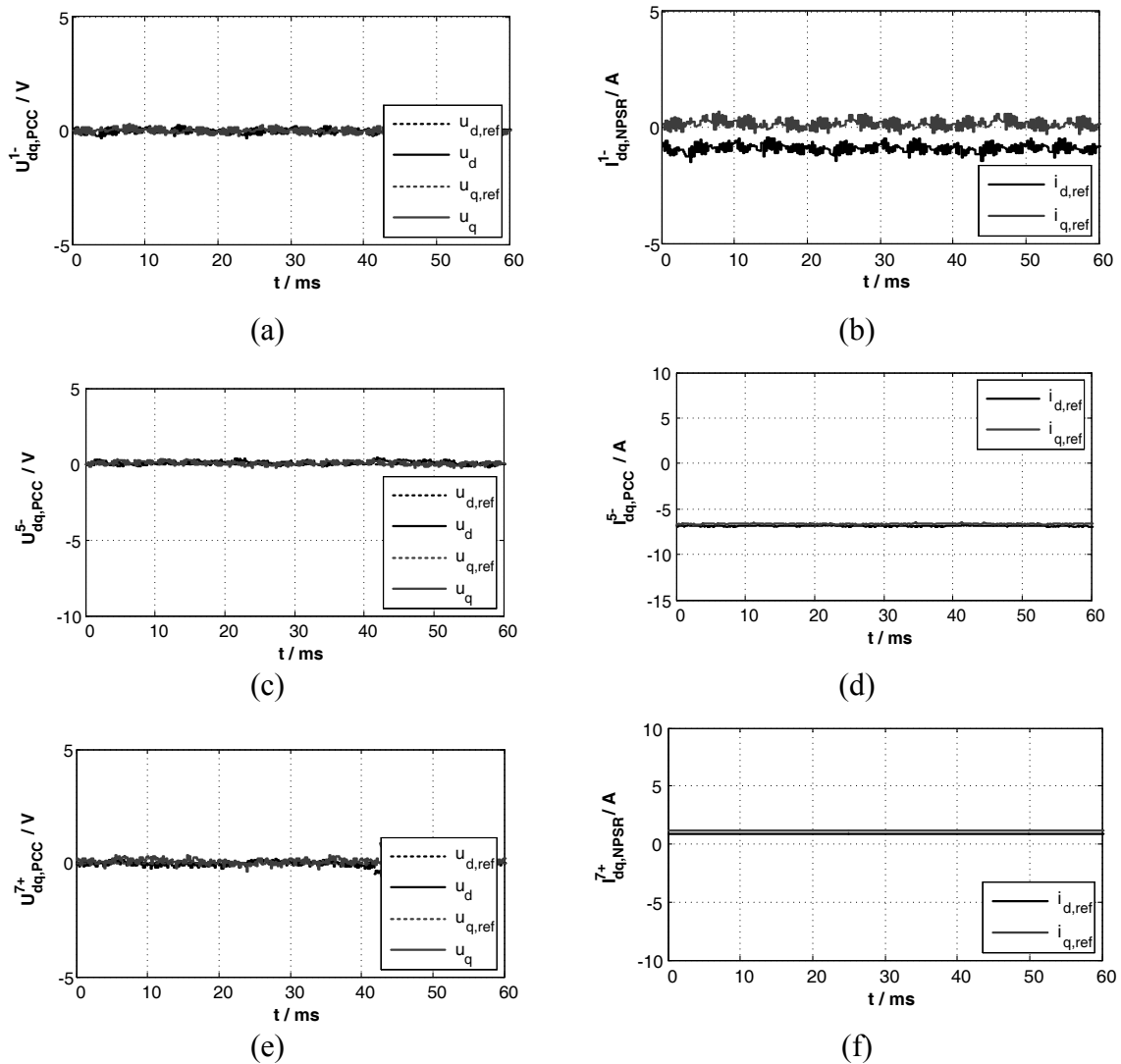


Abb. 5.11: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 1) (Lastgenerator im Leerlauf, Netzbedingung: $L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 16,6$, $X/R = 0,65$):
 Verlauf des geregelten Gegensystems (a) der Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{1-}$ und
 (b) des Anschlussstromes $I_{dq,NPSR}^{1-}$ (in dq^{1-} -KOS)
 Verlauf der geregelten fünften Oberschwingung (c) der Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{5-}$ und
 (d) des Anschlussstromes $I_{dq,NPSR}^{5-}$ (in dq^{5-} -KOS)
 Verlauf der geregelten siebenten Oberschwingung (e) der Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{7+}$ und
 (f) des Anschlussstromes $I_{dq,NPSR}^{7+}$ (in dq^{7+} -KOS)

1. Messreihe:

Zunächst werden die Ergebnisse der ersten Messreihe vorgestellt und diskutiert. Um die U_{PCC} -Regelung dabei unter möglichst idealen Voraussetzungen zu untersuchen, wird der Lastgenerator vorerst im Leerlauf betrieben und durch die NVN eine weiche Netzbedingung (d.h. es wird $L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$ gewählt, dies entspricht $S_{sc,pu} \approx 15$) emuliert. Die Abb. 5.11 zeigt die Verläufe der einzelnen geregelten Spannungssequenzen in den jeweils für die Realisierung der Spannungsregler gewählten rotierenden Koordinaten. Genauer werden für jeden Spannungsregler die Verläufe der Referenzwerte (d.h. $u_{d,ref}$ bzw. $u_{q,ref}$), der Regelgrößen (d.h. u_d bzw. u_q) und der Stellgrößen (d.h. $i_{d,ref}$ bzw. $i_{q,ref}$) abgebildet. Um eine Kompensation sowohl der Unsymmetrien als auch der fünften bzw. siebenten Oberschwingung der Anschlussspannung zu erreichen, werden alle Referenzwerte zu Null gesetzt. Wie die gemessenen Verläufe zeigen, werden die Referenzwerte ohne eine bleibende Regelabweichung für alle dargestellten Spannungsverläufe erreicht, wofür unterschiedliche Stellgrößenleistungen benötigt werden.

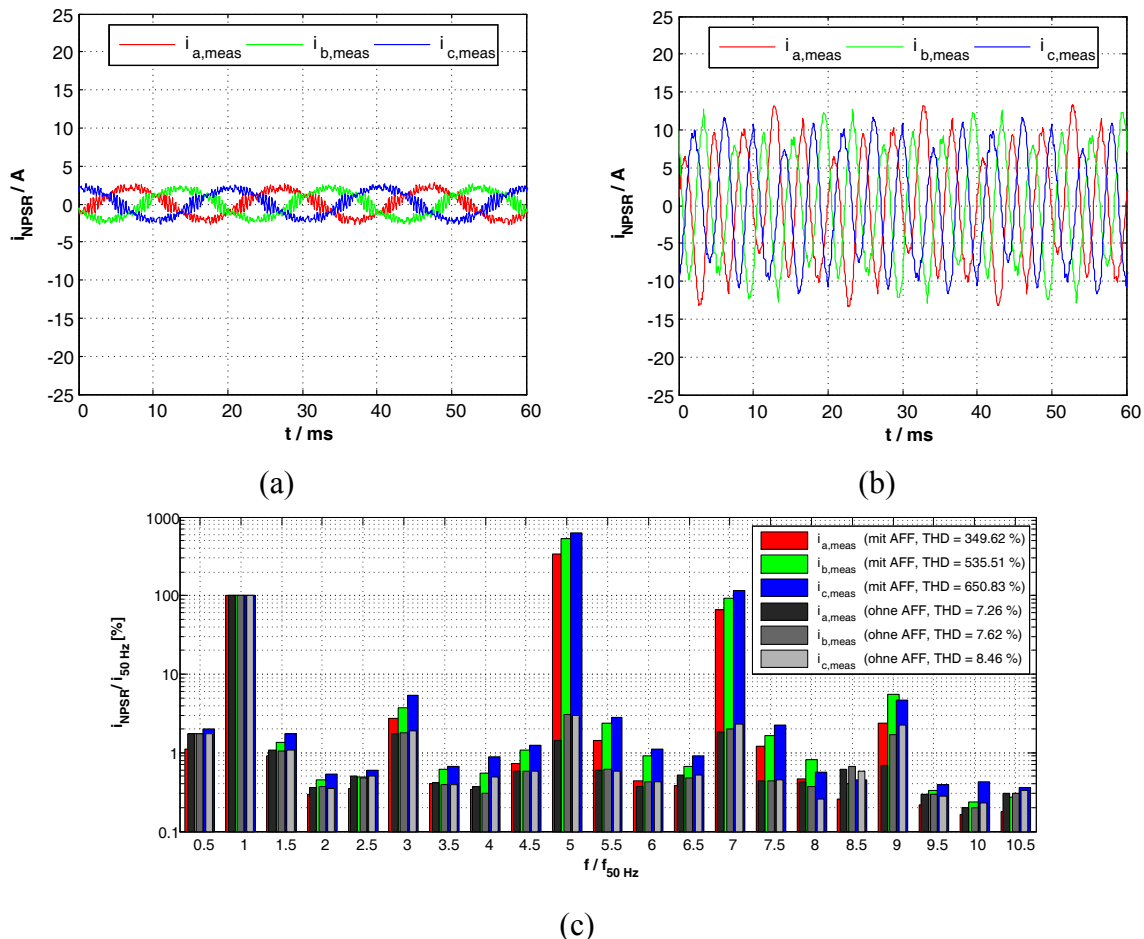


Abb. 5.12: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 1) (Lastgenerator im Leerlauf, Netzbedingung: $L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 16,6$, $X/R = 0,65$): Verlauf des Anschlussstromes i_{NPSR} (a) ohne AFF und (b) mit AFF sowie (c) Gegenüberstellung der Spektren

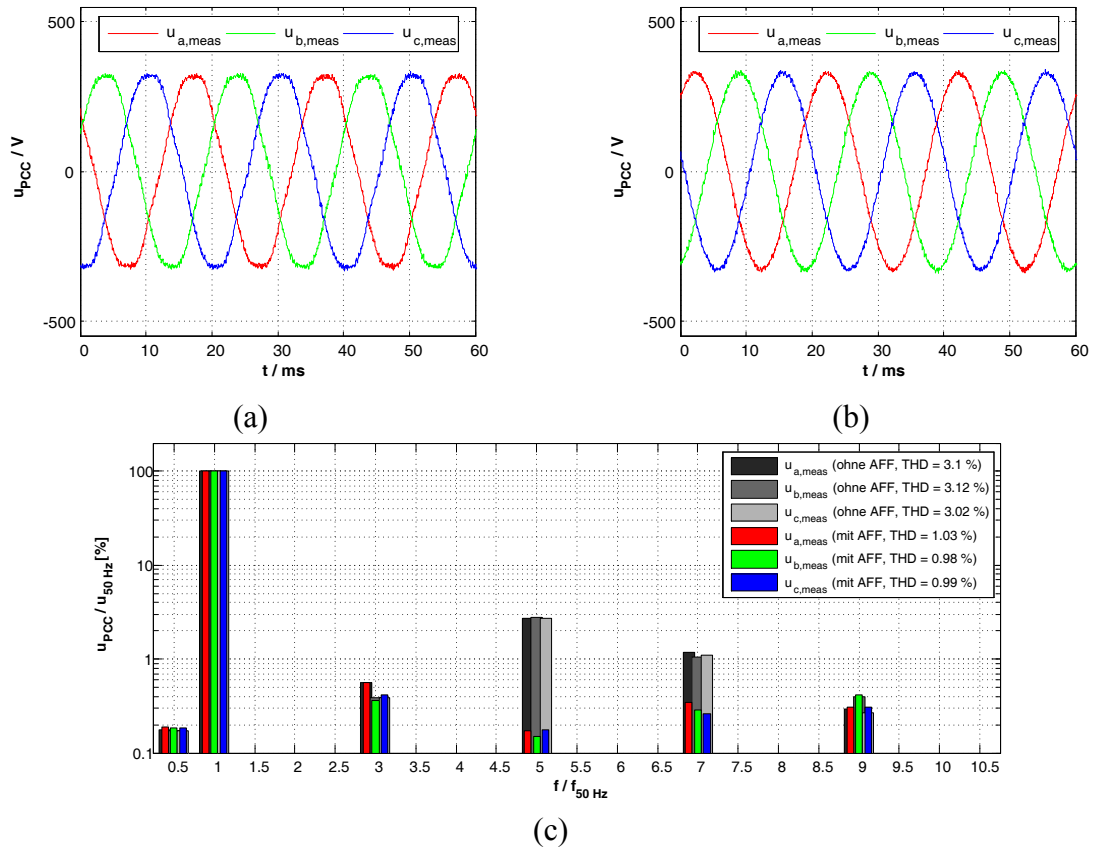


Abb. 5.13: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 1) (Lastgenerator im Leerlauf, Netzbedingung: $L_{vor} = 0,5\text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 16,6$, $X/R = 0,65$): Verlauf der Anschlussspannung u_{PCC} (a) ohne AFF und (b) mit AFF sowie (c) Gegenüberstellung der Spektren

Um die Wirkung der AFF tiefergehend zu untersuchen, zeigen Abb. 5.12 und Abb. 5.13 die Phasenverläufe sowie die Spektren der Anschlussströme i_{NPSR} und der Anschlussspannungen u_{PCC} . Dabei werden jeweils die Messergebnisse mit und ohne AFF für einen identischen Betriebspunkt gegenübergestellt.

Die Abb. 5.12 zeigt die Phasenverläufe und die zugehörigen Spektren des Anschlussstromes i_{NPSR} mit und ohne AFF für das im Leerlauf betriebene Leistungselektronik-Generatorsystem. Wie aus dem Verlauf des Anschlussstromes i_{NPSR} ohne AFF, vgl. Abb. 5.12 (a), hervorgeht, kommt es bereits im Leerlaufbetrieb zu einem Leistungsfluss. Dieser wird durch die Verluste des gesamten Umrichtersystems sowie des gesamten Antriebsstrangs hervorgerufen. Wird die AFF bei sonst unveränderten Betriebsbedingungen freigegeben, zeigen die Phasenverläufe des Anschlussstromes, vgl. Abb. 5.12 (b), neben einer geringfügigen Unsymmetrie zudem hohe Oberschwingungsanteile. Für eine genauere Bewertung der Oberschwingungsanteile des Anschlussstromes werden die zugehörigen Spektren mit und ohne AFF in Abb. 5.12 (c) abgebildet. Die gemessenen Spektren der Anschlussströme zeigen erwartungsgemäß eine deutliche Zunahme der fünften und siebenten

Oberschwingungsanteile, welche auf die zusätzliche Einspeisung der Oberschwingungsströme für die Kompensation der Spannungsüberschwingungen zurückgeführt wird.

In der Abb. 5.13 sind nun die gemessenen Phasenverläufe und die zugehörigen Spektren der Anschlussspannung u_{PCC} mit und ohne AFF des Netzpulsstromrichters illustriert. Bereits bei einer vergleichenden Betrachtung der Spannungsverläufe ohne, vgl. Abb. 5.13 (a), und mit, vgl. Abb. 5.13 (b), freigegebener AFF ist eine Verbesserung der Spannungsform durch die AFF erkennbar. Um diesen Effekt näher zu untersuchen zeigt Abb. 5.13 (c) eine Gegenüberstellung der zugehörigen Spannungsspektren. Wird der Netzpulsstromrichter ohne AFF betrieben, dann zeigt das Spektrum der Anschlussspannung einen hohen Anteil der fünften, ca. 3 %, und der siebenten, ca. 1 %, Oberschwingungsspannung. Wird die AFF hingegen freigegeben, dann werden die Anteile der fünften Spannungsüberschwingung auf ca. 0,2 % und der siebenten Spannungsüberschwingung auf ca. 0,25 % deutlich reduziert. Diese qualitätserhöhende Wirkung der AFF spiegelt sich auch bei der Bewertung der harmonischen Gesamtverzerrung durch die zugehörigen THD-Werte (engl. *total harmonic distortion*) der Anschlussspannung wider. Genauer werden durch die zusätzliche AFF die THD-Werte der Anschlussspannungen von ca. 3 % auf 1 % verringert.

Die Auswirkungen der zusätzlichen AFF auf die Mit-, Gegen- und Nullsysteme der Anschlussspannungen und -ströme für den betrachteten Betriebspunkt werden durch die Messung nach Abb. 5.14 hervorgehoben. Die Abb. 5.14 (a) zeigt, dass das Gegensystem der Anschlussspannung von ca. 10,5 V auf 4,5 V durch die AFF verringert wird. Dabei bleibt das Mitsystem der Anschlussspannung unverändert. Wie erwartet wird dieser Effekt durch eine Erhöhung des Gegensystems bei einem nahezu gleichbleibenden Mitsystem des Anschlussstromes erreicht, vgl. Abb. 5.14 (b).

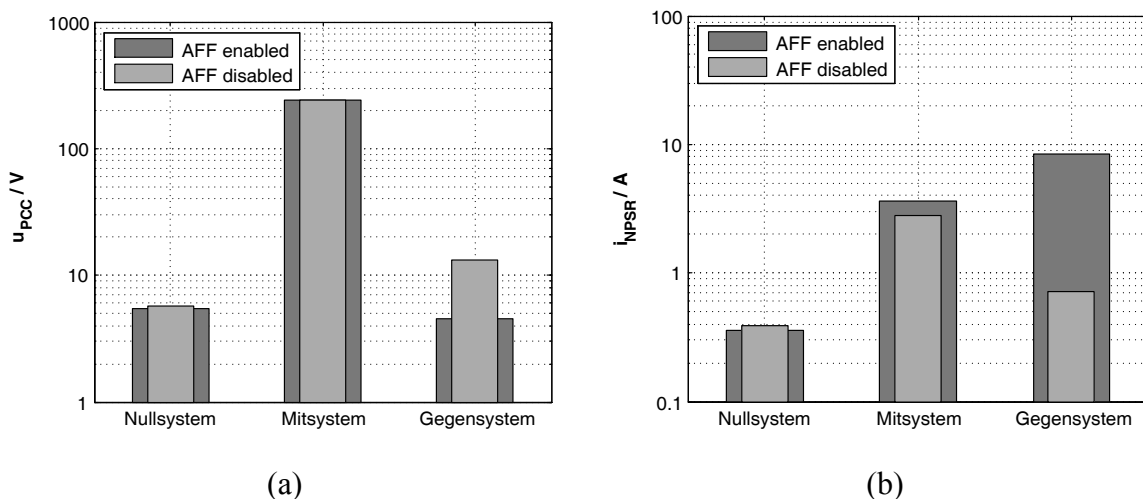


Abb. 5.14: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 1) (Lastgenerator im Leerlauf, Netzbedingung: $L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 16,6$, $X/R = 0,65$): Null-, Mit- und Gegensysteme (a) der Anschlussspannung u_{PCC} und des (b) Anschlussstroms i_{NPSR}

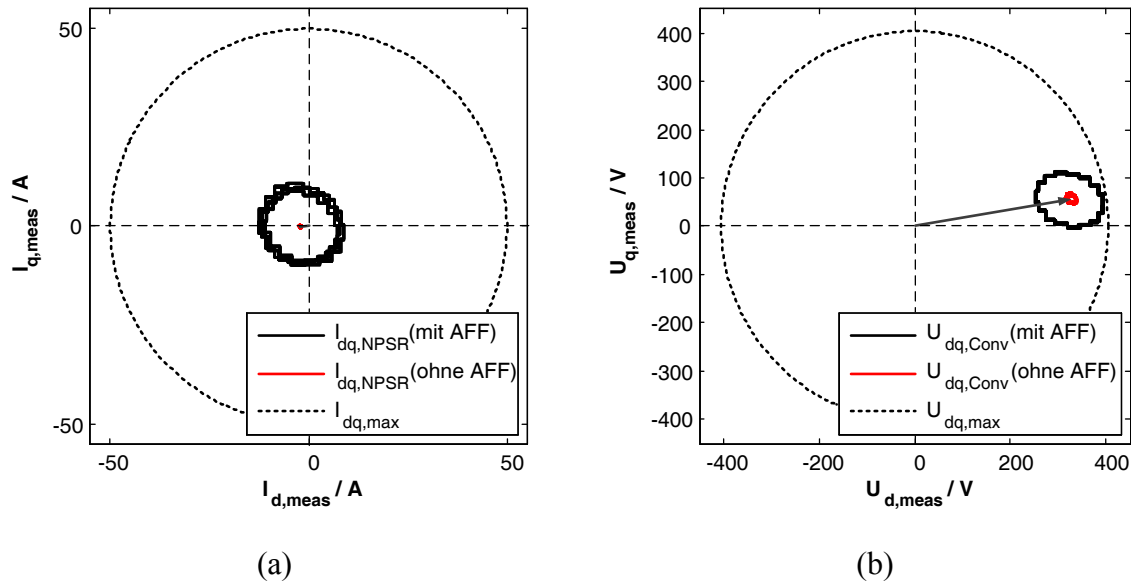


Abb. 5.15: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 1) (Lastgenerator im Leerlauf, Netzbedingung: $L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 16,6$, $X/R = 0,65$): Darstellung (a) des gesamten Anschlussstromes i_{NPSR} und (b) der gesamten Referenzspannung des Umrichters u_{Conv} im dq^{l+} -KOS (für $0 \leq t \leq 60 \text{ ms}$)

Ein weiterer Aspekt, welcher bei der Auswertung der Messungen berücksichtigt wird, ist eine Analyse des Betriebsverhaltens mit und ohne AFF in Bezug auf die systembedingten Betriebsgrenzen des Netzpulsstromrichters. Als systembedingte und für die AFF relevante Betriebsgrenzen werden der maximale Anschlussstrom $I_{NPSR,max}$ und die maximale (von der Zwischenkreisspannung U_{DC} abhängige) Ausgangsspannung des Umrichters $U_{Conv,max}$ angesehen. Für eine zielführende Bewertung des Betriebsverhaltens wird eine Darstellung der zugehörigen Größen im dq^{l+} -KOS gewählt. Die Abb. 5.15 (a) zeigt die gemessenen Verläufe i_{NPSR} des Anschlussstromes mit und ohne AFF sowie den maximalen Anschlussstrom I_{max} im dq^{l+} -KOS. Demnach kommt es zwar zu einer deutlichen Erhöhung des Anschlussstromes durch die zusätzliche AFF in dem betrachteten Betriebspunkt (Leerlauf des Generatorsystems), jedoch wird der maximale Anschlussstrom nicht erreicht. Eine Betrachtung der zugehörigen Verläufe der Umrichterausgangsspannung U_{Conv} offenbart indes, dass hier die maximalen Betriebsgrenzen durch die zusätzliche AFF ausgereizt (jedoch nicht überschritten) werden.

Die vorgestellten Ergebnisse dieser ersten Messreihe zeigen, dass durch die zusätzliche AFF eine deutliche Qualitätsverbesserung der Spannung am Anschlusspunkt des Netzpulsstromrichters erreicht wird. Genauer werden die fünfte bzw. siebente Oberschwingungsspannungen nahezu vollständig durch die beschriebene U_{PCC} -Regelung kompensiert. Auch die Unsymmetrien der Anschlussspannungen werden durch die beschriebene U_{PCC} -Regelung deutlich reduziert. Um die volle Kapazität der Regelung mit AFF vorzustellen, wird die Messreihe zunächst unter idealen Randbedingungen durchgeführt. Ideale Randbedingungen für die AFF sind: (1) schwache Netzverhältnisse (hier $S_{sc,pu} \approx 15$), (2) ideale

Lastverhältnisse (Lastgenerator im Leerlauf) und (3) quasi-stationäre Oberschwingungsverhältnisse.

Um die Auswirkungen variierender Lastbedingungen und Netzverhältnisse auf die U_{PCC} -Regelung zur Umsetzung der AFF bei weiterhin quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen zu untersuchen, werden nachfolgend diese Untersuchungen in Form einer zweiten Messreihe durchgeführt.

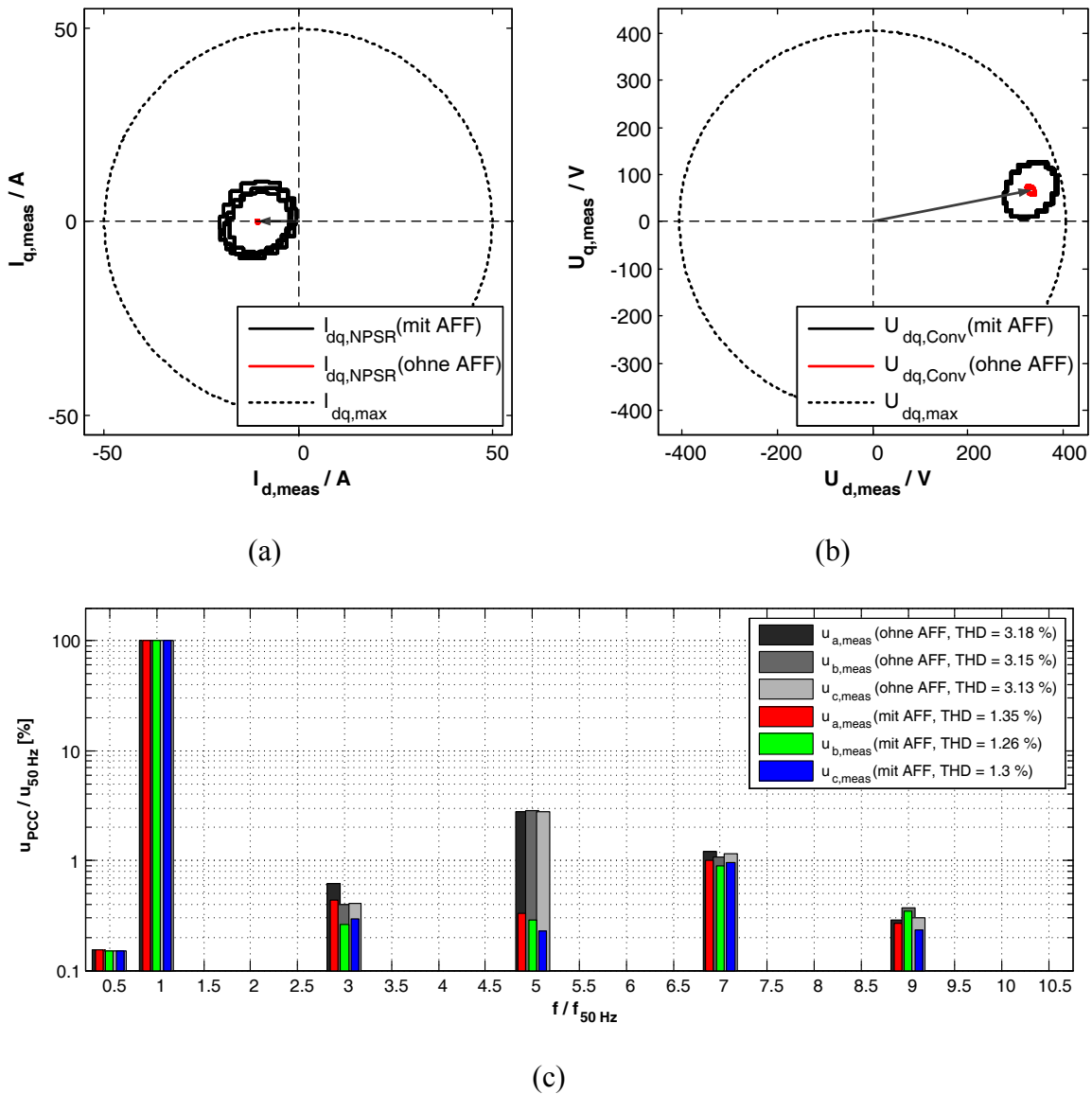


Abb. 5.16: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 2) ($P = -5 \text{ kW}$, Netzbedingung: $L_{vor} = 0,5 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 16,6$, $X/R = 0,65$): Darstellung (a) des gesamten Anschlussstromes i_{NPSR} und (b) der gesamten Referenzspannung des Umrichters u_{Conv} im dq^{l+} -KOS (für $0 \leq t \leq 60 \text{ ms}$) (c) Vergleich der Spektren der Anschlussspannung u_{PCC} mit/ohne AFF

2. Messreihe:

Zunächst werden die Auswirkungen variierender Lastbedingungen bei sonst unveränderten Randbedingungen zur ersten Messreihe diskutiert. Dazu werden durch das zur Verfügung stehende Generatorsystem zwei zusätzliche Betriebspunkte eingestellt. Genauer wird die eingespeiste Wirkleistung zu 5 bzw. 15 kW gewählt. Die Auswirkungen dieser veränderten Lastbedingungen auf das Betriebsverhalten des Netzpulsstromrichters und das Kompensationsvermögen der AFF werden in Abb. 5.16 und Abb. 5.17 illustriert.

Die Messergebnisse des Betriebspunktes bei einer Wirkleistungseinspeisung von 5 kW werden in Abb. 5.16 gezeigt. Genauer zeigen die Abb. 5.16 (a) und (b) das Betriebsverhalten mit und ohne AFF in Bezug auf die systembedingten Betriebsgrenzen des Netzpulsstromrichters. Es bleibt abermals festzustellen, dass die maximalen Stellgrenzen bezüglich des Anschlussstromes nicht durch die zusätzliche AFF erreicht werden, vgl. Abb. 5.16 (a). In Abgrenzung zu den Ergebnissen der ersten Messreihe werden hier jedoch die maximalen Betriebsgrenzen der Umrichterausgangsspannung durch die zusätzliche AFF erreicht, wobei durch eine zusätzliche Stellgrößenbeschränkung der Stromregelung ein Überschreiten der maximalen Ausgangsspannung verhindert wird. Die Auswirkung dieser Stellgrößenbeschränkung auf das Kompensationsvermögen der AFF wird bei der Messung des Spektrums der Anschlussspannung, vgl. Abb. 5.16 (c), deutlich. Die U_{PCC} -Regelung ermöglicht zwar weiterhin eine Kompensation der fünften Spannungsoberschwingung (von ca. 3 % ohne AFF auf 0,25 %), jedoch bleibt der Spektralanteil der siebenten Oberschwingungsspannung nahezu unverändert (bei ca. 1 %).

Die Reduzierung des Kompensationsvermögens der AFF, welche durch eine begrenzte Umrichterausgangsspannung hervorgerufen wird, kommt bei einer Einspeisung von 15 kW noch deutlicher zum Vorschein, vgl. Abb. 5.17. Auch hier wird der maximale Ausgangsstrom nicht durch die zusätzliche AFF erreicht, vgl. Abb. 5.17 (a), jedoch die Ausgangsspannung begrenzt, vgl. Abb. 5.17 (b). Die zusätzliche Erhöhung der Leistungseinspeisung führt dazu, dass weniger Stelleistung für die Kompensation der Spannungsoberschwingungen aufgebracht wird. Die Folge davon ist bei der Betrachtung der gemessenen Spannungsspektren offensichtlich, vgl. Abb. 5.17 (c): Neben der nicht mehr durchführbaren Filterung der siebenten Oberschwingungsspannung wird nun auch die Filterung der fünften Oberschwingungsspannung (auf ca. 0,7 %) reduziert.

Die Messungen bei veränderten Lastbedingungen zeigen, dass die Spannungsbegrenzung des Netzpulsstromrichters einen deutlichen Einfluss auf das erreichbare Kompensationsvermögen der vorgestellten U_{PCC} -Regelung zur Realisierung einer zusätzlichen AFF hat.

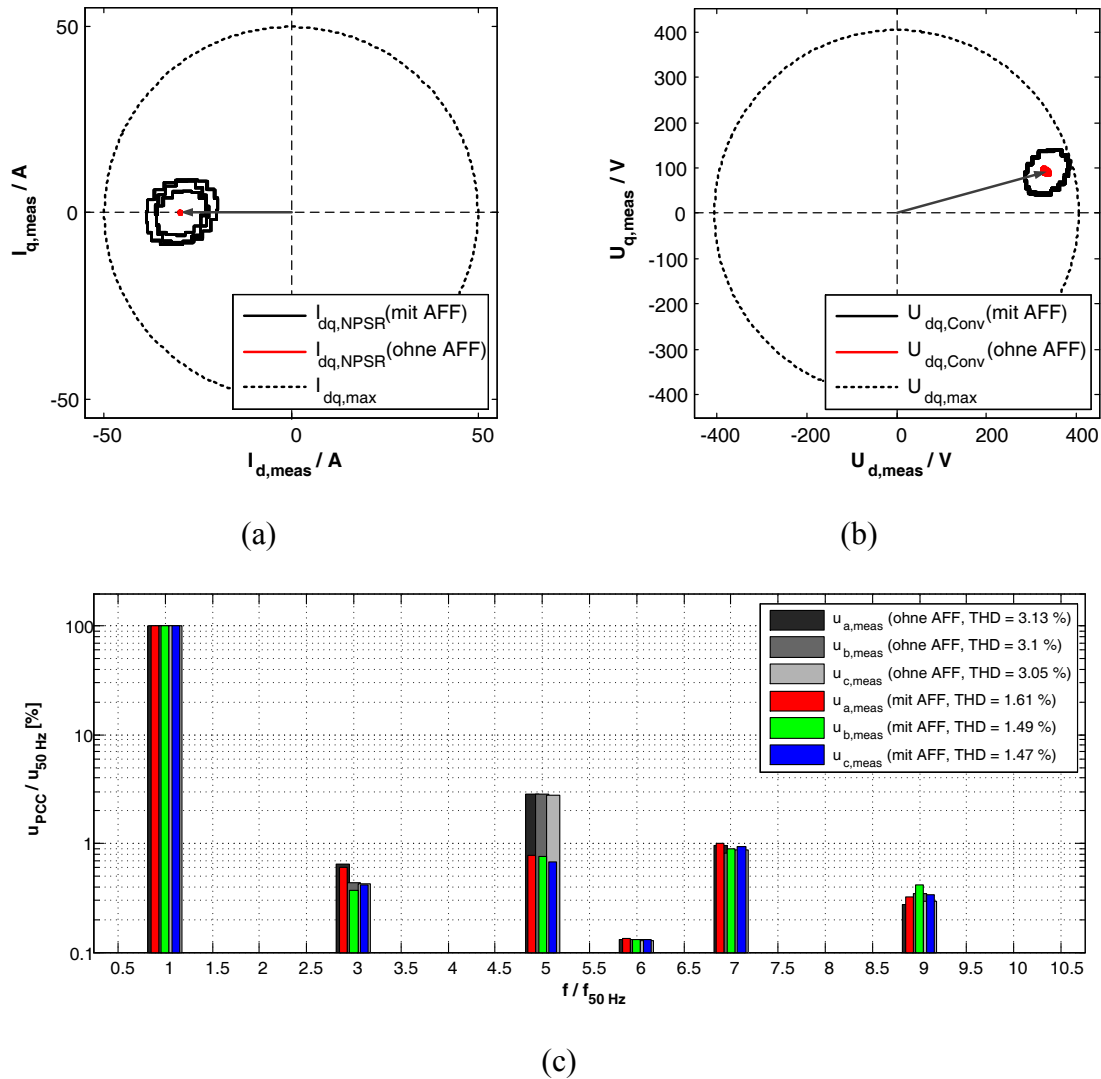
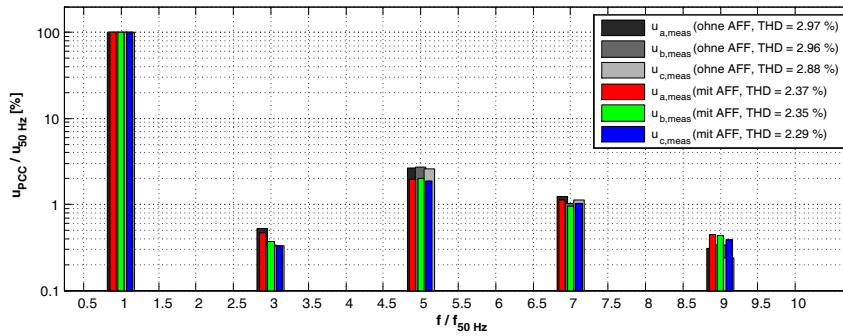


Abb. 5.17: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 2) ($P = -15 kW$, Netzbedingung: $L_{vor} = 0,5 mH$, $S_{sc,pu} = 16,6$, $X/R = 0,65$): Darstellung (a) des gesamten Anschlussstromes i_{NPSR} und (b) der gesamten Referenzspannung des Umrichters u_{Conv} im dq^{I+} -KOS (für $0 \leq t \leq 60 ms$) (c) Vergleich der Spektren der Anschlussspannung u_{PCC} mit/ohne AFF

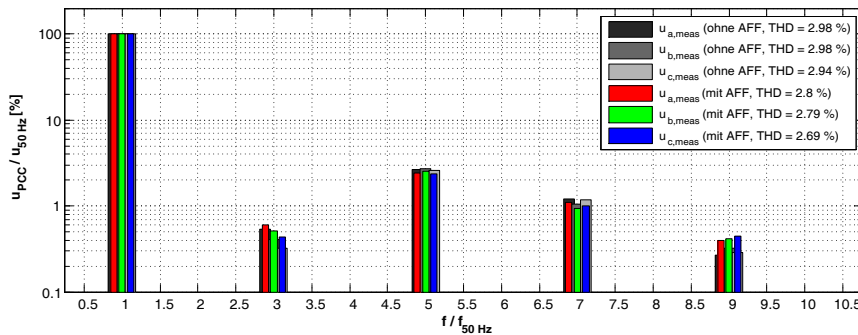
Im nächsten Schritt der messtechnischen Untersuchungen werden die Auswirkungen einer veränderten Netzbedingung auf die Regelung des Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF untersucht. Dazu wird der Testaufbau direkt an das Labornetz angeschlossen und folglich auf die NVN zur Netzanbindung verzichtet. Nun wird die äquivalente Netzimpedanz direkt durch die im Labor vorherrschenden Netzbedingungen bestimmt. Die wichtigsten Messergebnisse der unter diesen stärkeren Netzbedingungen durchgeführten Experimente werden in den Abb. 5.18 und Abb. 5.19 für variierende Lastverhältnisse zusammengefasst.

In der Abb. 5.18 werden die Spektren der Anschlussspannungen mit und ohne AFF für den Lastgenerator im Leerlauf, vgl. Abb. 5.18 (a), sowie einer Leistungseinspeisung von $5 kW$,

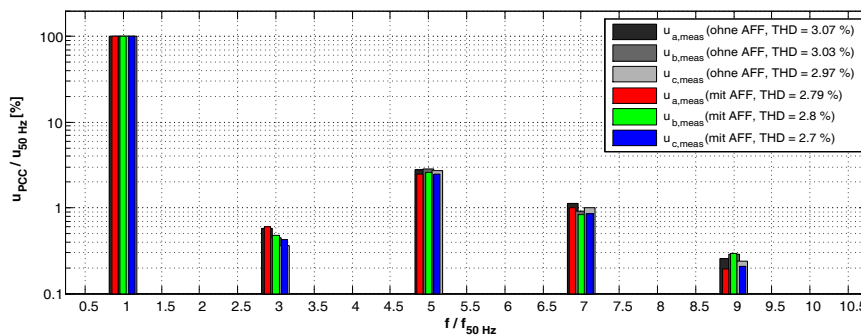
vgl. Abb. 5.18 (b), bzw. 15 kW, vgl. Abb. 5.18 (c), für die tatsächlich im Labornetz vorherrschenden Netzbedingungen abgebildet. Bei den dargestellten Spektren ist lediglich eine leichte Qualitätsverbesserung der Anschlussspannung durch die AFF festzustellen. Die Verbesserung der Spannungsqualität durch die AFF ist am deutlichsten für das Generatorsystem im Leerlauf zu erkennen und nimmt mit zunehmender Leistungseinspeisung, erkennbar an den jeweils vorherrschenden THD-Werten, ab.



(a)



(b)



(c)

Abb. 5.18: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 2) (Netzbedingung: $L_{vor} = 0,0 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 20,1$, $X/R = 0,07$): Vergleich der Spektren der Anschlussspannung u_{PCC} mit/ohne AFF für verschiedene Lastbedingungen: (a) Last im Leerlauf, (b) $P = -5 \text{ kW}$ und (c) $P = -15 \text{ kW}$

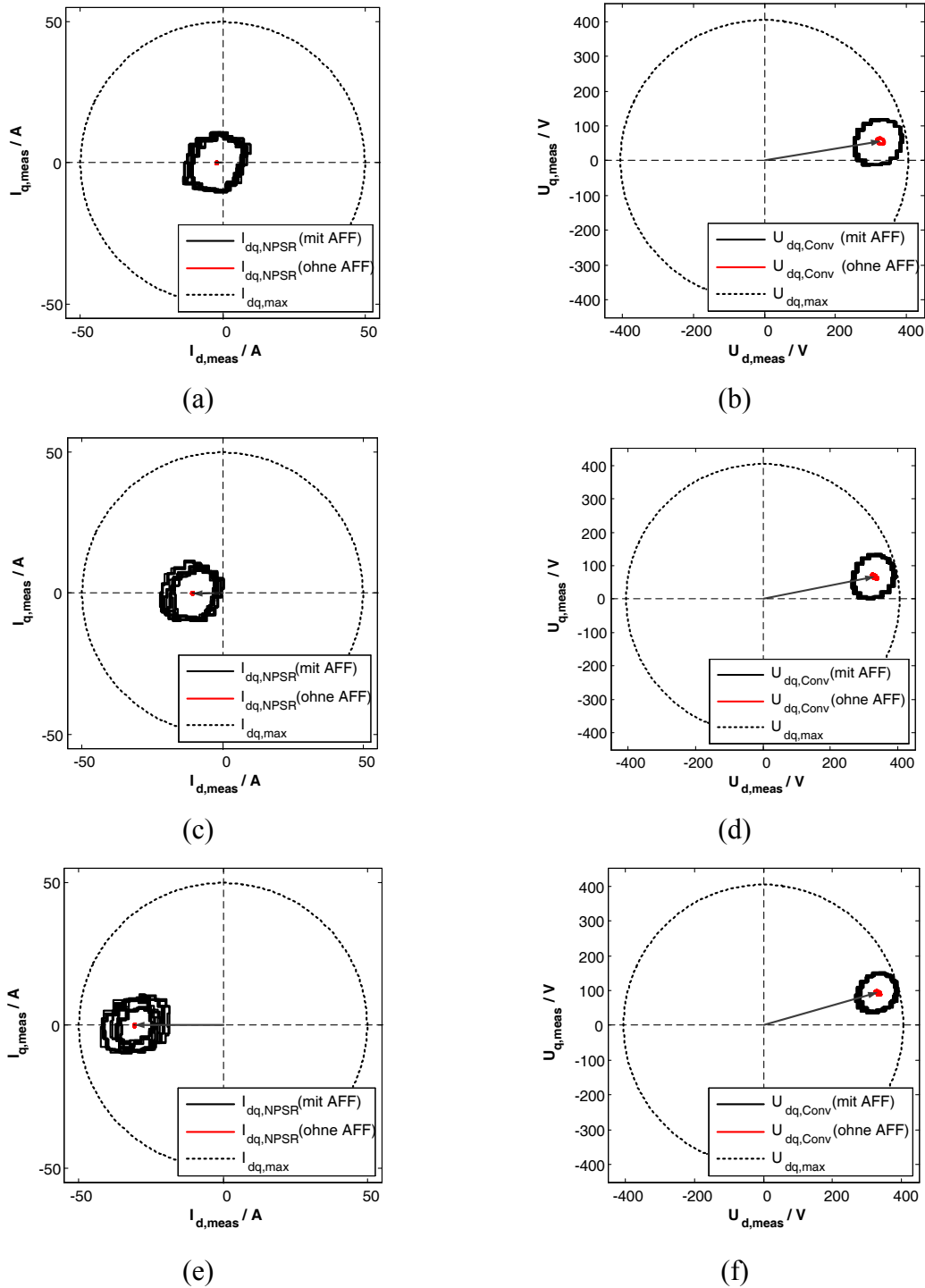


Abb. 5.19: Messung des Netzpulsstromrichters mit lastabhängiger Aktiv-Filter Funktionalität (AFF) bei quasi-stationären Oberschwingungsverhältnissen (Messreihe 2) (Netzbedingung: $L_{vor} = 0,0 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 20,1$, $X/R = 0,07$, Darstellung für $0 \leq t \leq 60 \text{ ms}$): Darstellung (a) des gesamten Anschlussstromes i_{NPSR} und der (b) gesamten Referenzspannung des Umrichters u_{Conv} im dq^{I+} -KOS bei Last im Leerlauf
Darstellung (c) des gesamten Anschlussstroms i_{NPSR} und der (d) gesamten Referenzspannung des Umrichters u_{Conv} im dq^{I+} -KOS bei $P = -5 \text{ kW}$
Darstellung (e) des gesamten Anschlussstroms i_{NPSR} und der (f) gesamten Referenzspannung des Umrichters u_{Conv} im dq^{I+} -KOS bei $P = -15 \text{ kW}$

Die Messungen der Spektren der Anschlussspannungen nach Abb. 5.18 zeigen, dass das Kompensationsvermögen der AFF unter den tatsächlich im Labor vorherrschenden Netzbedingungen ($S_{sc,pu} \approx 20$, $X/R \approx 0,1$) deutlich geringer ist, als bei den in der ersten Messreihe gewählten Randbedingungen ($S_{sc,pu} \approx 15$, $X/R \approx 0,7$). Zur näheren Untersuchung dieses Sachverhaltes wird wiederum eine Analyse des Betriebsverhaltens mit und ohne AFF in Bezug auf die systembedingten Betriebsgrenzen des Netzpulsstromrichters für die verschiedenen eingespeisten Wirkleistungen durchgeführt, vgl. Abb. 5.19. Die gemessenen Verläufe der Raumzeiger der Anschlussströme im dq^{l+} -KOS verdeutlichen, dass bei allen betrachteten Betriebspunkten die maximalen Strombegrenzungen nicht erreicht werden. Dahingehen führt eine Untersuchung der Verläufe der Umrichter Ausgangsspannung zu dem Schluss, dass erneut die Spannungsbegrenzung der Stromregelung die Reduzierung des Kompensationsvermögens der AFF bewirkt.

Neben den erfolgreichen Nachweisen der AFF durch die Untersuchungen der ersten Messreihe zeigen vor allem die Ergebnisse der zweiten Messreihe, dass ein wesentlicher Begrenzungsfaktor des Kompensationsvermögens der AFF die maximal verfügbare Ausgangsspannung des Netzpulsstromrichters ist.

In den bisher vorgestellten Messreihen wurden lediglich quasi-stationäre Oberschwingungsverhältnisse berücksichtigt. Die messtechnischen Untersuchungen werden nachfolgend auf transiente (sprunghafte) Änderungen der Oberschwingungsverhältnisse erweitert. Um die U_{PCC} -Regelung möglichst unabhängig von den Systemgrenzen des Netzpulsstromrichters zu untersuchen, werden hierfür die Lastverhältnisse und Netzbedingungen so gewählt, dass es zu keiner Begrenzung der Umrichter Ausgangsspannung durch die unterlagerte Stromregelung kommt.

3. Messreihe:

Im letzten Teil der messtechnischen Untersuchungen zu der neu entwickelten U_{PCC} -Regelung wird das Regelverhalten beim Auftreten transienter Oberschwingungsspannungsbedingungen analysiert. Die transienten Oberschwingungsverhältnisse werden durch einen zusätzlichen dreiphasigen Diodengleichrichter mit IGBT-basiertem Leistungsschalter im Spannungszwischenkreis und einer ohmschen Last (hier: $R_L = 65 \Omega$) hervorgerufen. Zu einem vorgegebenen Trigger-Zeitpunkt (hier: $t = 0$ s) wird der Lastwiderstand des fest an den zentralen Anschlusspunkt des Versuchsaufbaus angeschlossenen dreiphasigen Diodengleichrichters zugeschaltet. Dieser Lastsprung des Diodengleichrichters (R_L von Leerlauf auf 65Ω) führt zum Auftreten transienter Oberschwingungsspannungsbedingungen am Anschlusspunkt des untersuchten Umrichtersystems mit AFF. Weiterhin wird durch das Generatorsystem ein Leistungsfluss von 10 kW zum Netz eingestellt und durch die NVN ein weiches Netz (d.h. $S_{sc,pu} \approx 12$, $X/R \approx 1,2$) emuliert.

Die Abb. 5.20 zeigt die Verläufe der einzelnen geregelten Spannungssequenzen in den jeweils für die Realisierung der Spannungsregler gewählten rotierenden Koordinaten. Genauer werden für jeden Spannungsregler die Verläufe der Referenzwerte (d.h. $u_{d,ref}$ bzw. $u_{q,ref}$), der Regelgrößen (d.h. u_d bzw. u_q) und der Stellgrößen (d.h. $i_{d,ref}$ bzw. $i_{q,ref}$) abgebildet.

det. Um wiederum eine vollständige Kompensation der fünften und siebenten Oberschwingung der Anschlussspannung zu erreichen, werden alle Referenzwerte zu Null gesetzt. Die gemessenen dq -Spannungsverläufe zeigen, dass es beim Auftreten einer sprunghaften Änderung der Oberschwingungsverhältnisse durch das sprunghafte Zuschalten des Lastwiderstandes des Diodengleichrichters (Sprung bei $t = 0\text{ s}$) zu einer Regelungsabweichung der einzelnen Spannungskomponenten kommt. Diese vorübergehenden Regelungsabweichungen werden jedoch nach einer Gesamtdauer von ca. 1 s durch die einzelnen U_{PCC} -Regler vollständig ausgeglichen, infolgedessen bereits nach ca. $1,5\text{ s}$ wieder stationäre Oberschwingungsverhältnisse eintreten.

Die (stationären) Oberschwingungsverhältnisse vor dem Lastsprung des Diodengleichrichters werden in Abb. 5.21 abgebildet. Genauer zeigt die Abb. 5.21 (a) die Zeitverläufe des Anschlussstroms i_{NPSR} mit AFF, die Abb. 5.21 (b) das zugehörige Spektrum mit und ohne AFF, die Abb. 5.21 (c) die Zeitverläufe der Anschlussspannung u_{PCC} und die Abb. 5.21 (d) die zugehörigen Spektren mit und ohne AFF. Wie diese Messergebnisse zeigen, führt die AFF zu einer nahezu vollständigen Kompensation der fünften und siebenten Oberschwingungsspannungen.

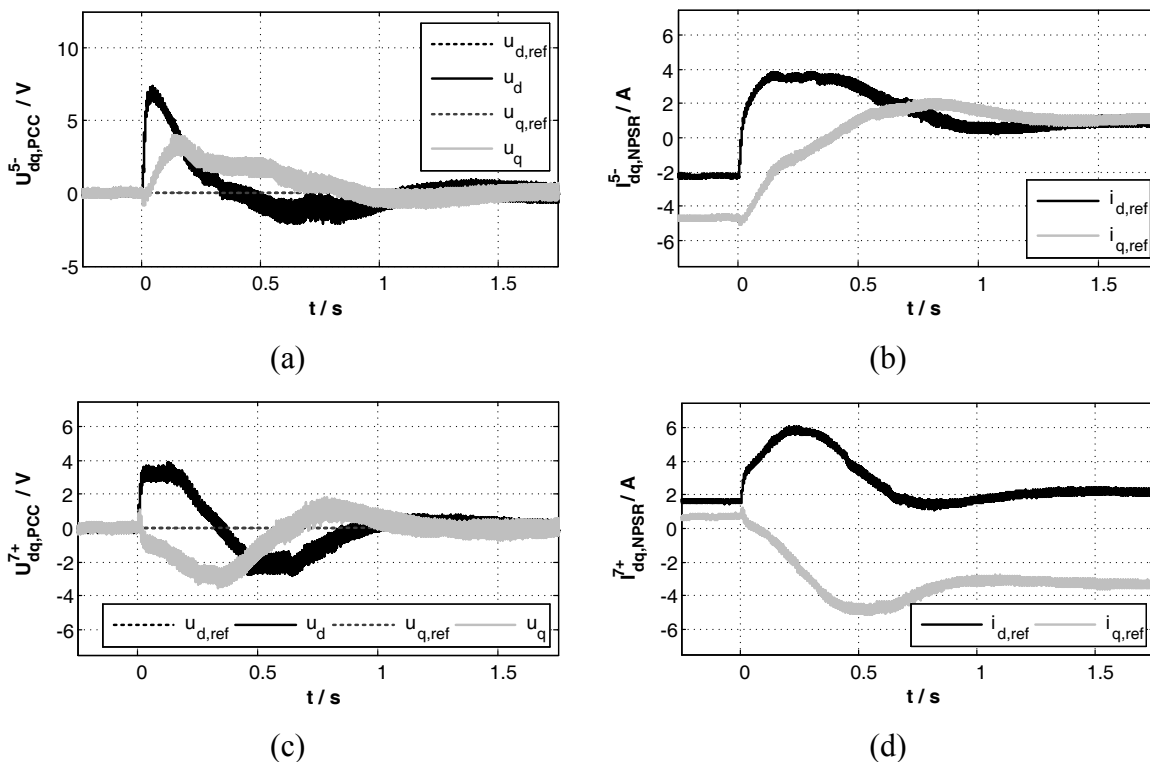


Abb. 5.20: Messung des Netzpulsstromrichters mit der vorgestellten AFF bei sprunghafter Veränderung der Oberschwingungen am Anschlusspunkt (Messreihe 3) ($P = -10\text{ kW}$, Netzbedingung: $L_{vor} = 1,0\text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 12,4$, $X/R = 1,21$, Sprung bei $t = 0\text{ s}$):
 Verlauf der geregelten fünften Oberschwingung (a) der Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{5-}$ und (b) des Anschlussstromes $I_{dq,NPSR}^{5-}$ (in dq^{5-} -KOS)
 Verlauf der geregelten siebenten Oberschwingung (c) der Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{7+}$ und (d) des Anschlussstromes $I_{dq,NPSR}^{7+}$ (in dq^{7+} -KOS)

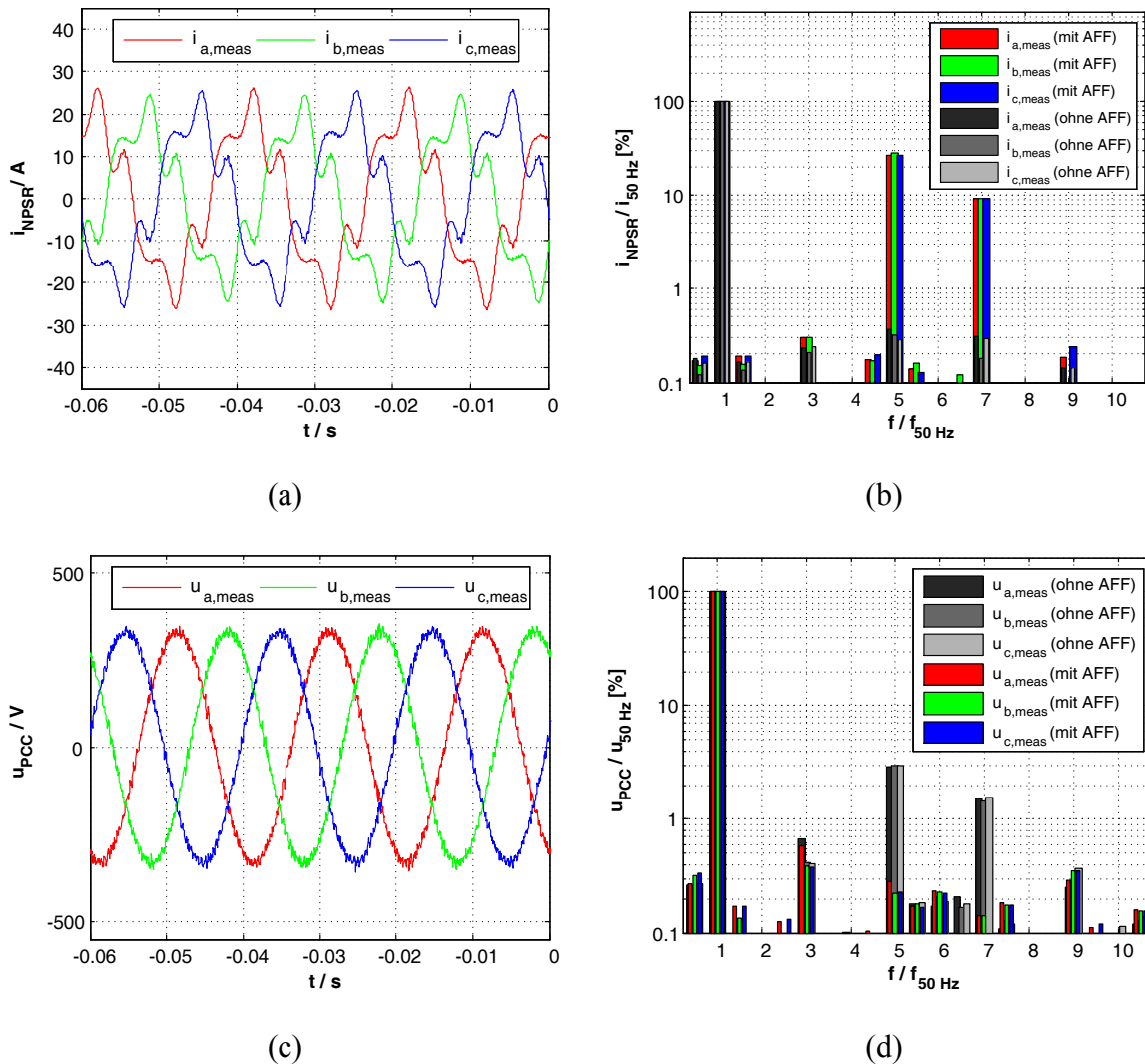


Abb. 5.21: Messung des Netzpulsstromrichters mit der vorgestellten AFF bei sprunghafter Veränderung der Oberschwingungen am Anschlusspunkt (Messreihe 3) ($P = -10\text{ kW}$, Netzbedingung: $L_{vor} = 1,0\text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 12,4$, $X/R = 1,21$, Sprung bei $t = 0\text{ s}$): (a) Verlauf und (b) Spektrum des Anschlussstroms i_{NPSR} vor dem Sprung; (c) Verlauf und (d) Spektrum der Anschlussspannung u_{PCC} vor dem Sprung

Die gemessenen (stationären) Oberschwingungsverhältnisse nach dem Sprung werden in Abb. 5.22 dargestellt. Die zusätzliche AFF führt auch hier zu einer nahezu vollständigen Kompensation der fünften und siebenten Oberschwingungsspannungen. Der Effekt der zusätzlichen Oberschwingungsquelle auf die Anschlussspannung ist im Vergleich der Spektren ohne AFF, vgl. Abb. 5.21 (d) und Abb. 5.22 (d) gut sichtbar. Des Weiteren zeigen die gemessenen Stromverläufe, dass es bei dem emulierten Sprung der Oberschwingungsspannung neben einer Veränderung der Oberschwingungsamplituden auch zu einer Veränderung der Phasenlage der einzelnen Spannungsüberschwingungen am Anschlusspunkt des Netzpulsstromrichters kommt.

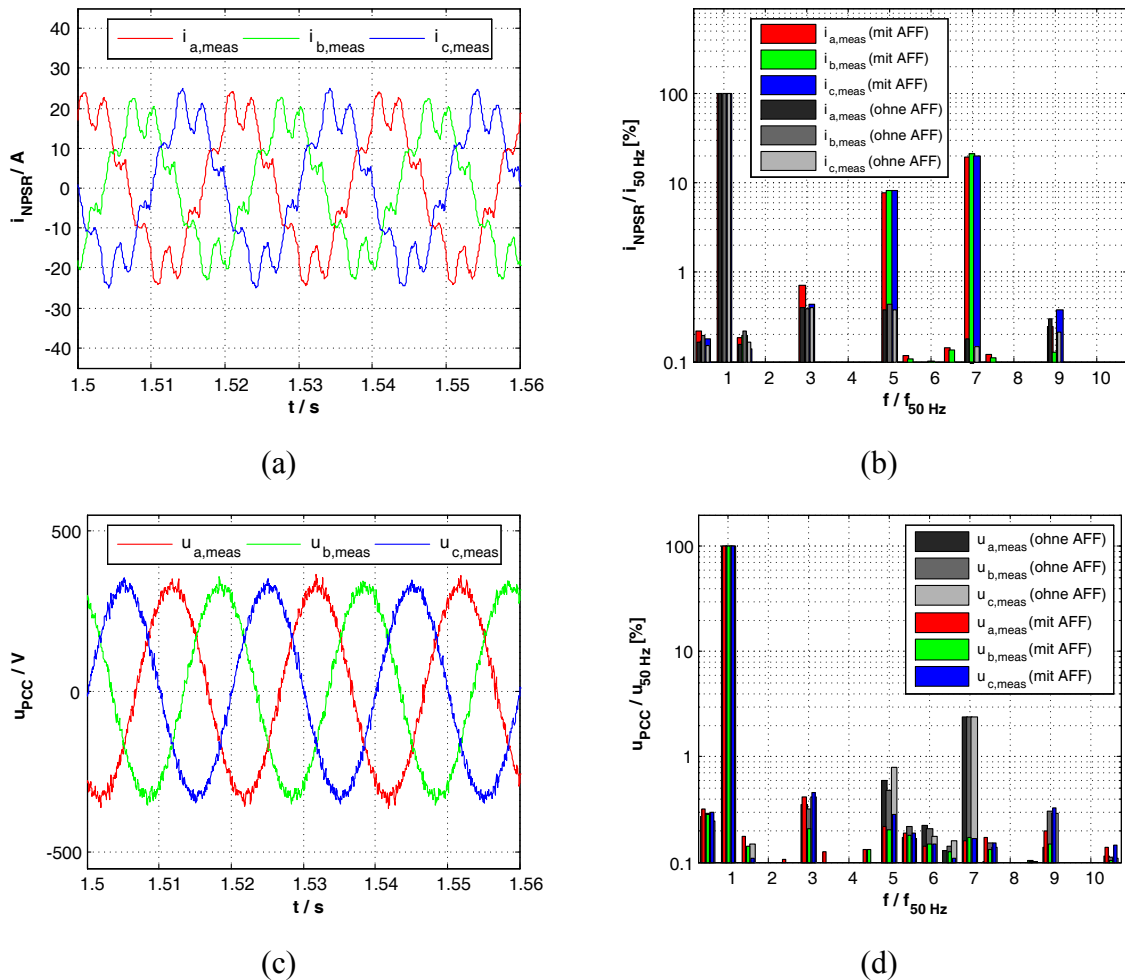


Abb. 5.22: Messung des Netzpulsstromrichters mit der vorgestellten AFF bei sprunghafter Veränderung der Oberschwingungen am Anschlusspunkt (Messreihe 3) ($P = -10 \text{ kW}$, Netzbedingung: $L_{vor} = 1,0 \text{ mH}$, $S_{sc,pu} = 12,4$, $X/R = 1,21$, Sprung bei $t = 0 \text{ s}$): (a) Verlauf und (b) Spektrum des Anschlussstroms i_{NPSR} nach dem Sprung; (c) Verlauf und (d) Spektrum der Anschlussspannung u_{PCC} nach dem Sprung

Zum einen wird durch die Ergebnisse dieser dritten Messreihe gezeigt, dass es durch das vorgestellte Regelungskonzept zu einer erfolgreichen Kompensation von Oberschwingungsspannungen am Anschlusspunkt auch bei transienten Oberschwingungsbedingungen kommt. Zum anderen belegen die Messergebnisse, dass eine Kompensation der fünften und siebenten Oberschwingungsspannung unabhängig von der Phasenlage erreicht wird. Dies ist insbesondere für die im Abschnitt 5.1.2 dargestellten Anschlussregeln mit Berücksichtigung einer AFF von hoher Bedeutung, da dort diese beiden Nachweise explizit gefordert werden.

5.2.8 Zusammenfassung und Bewertung des vorgestellten Regelungskonzeptes

In den vorhergehenden Abschnitten wurde das neu entwickelte Regelungskonzept zur zusätzlichen Umsetzung einer AFF eines Netzpulsstromrichters in der dezentralen Energieerzeugung vorgestellt, analysiert und messtechnisch untersucht. Das beschriebene Rege-

lungskonzept basiert auf einer konventionellen spannungsorientierten Regelungsstruktur und ermöglicht die Reduzierung bzw. vollständige Kompensation von Spannungsunsymmetrien bzw. der fünften und siebenten Oberschwingungsspannung am Anschlusspunkt eines Netzpulsstromrichters.

Es wurden die einzelnen Bestandteile zur Umsetzung der Regelung der Anschlussspannungen vorgestellt und deren Einfluss auf die erreichbare Regelungsgüte und -dynamik hervorgehoben. Die einzelnen Komponenten der Regelung sind: (1) Die Detektion der Spannungsunsymmetrien und -berschwingungen durch eine MSOGI-FLL, (2) eine frequenzselektive Kompensation der Abtast- und Messverzögerungen durch eine zusätzliche Vektordrehung und (3) die Einbindung sowie Auslegung der PI-basierten Spannungsregler in die gesamte Regelungsstruktur.

Des Weiteren sind für eine erfolgreiche Umsetzung einer zusätzlichen AFF durch eine überlagerte Regelung der Anschlussspannung Modifikationen der konventionellen spannungsorientierten Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters notwendig. Daher wurden (1) die Ergänzung der unterlagerten Stromregelung durch resonante Oberschwingungsstromregler, (2) die Erweiterung der Stromregelung um eine Störgrößenkompensation der Netzgegenspannung, (3) die Anpassung der PLL auf stark verzerrte Netzspannungsbedingungen und (4) eine zusätzliche Notch-Filterung der Referenzströme der Regelung der Zwischenkreisspannung thematisiert.

Die Auslegung der PI-basierten Regler der Anschlussspannung (kurz: U_{PCC} -Regler) erfolgte mittels eines analytisch beschriebenen Modells der Regelstrecke und beruht auf einer rein zeitkontinuierlichen Regelkreisanalyse. Um eine hohe Regelungsdynamik durch den Regelungsentwurf zu erzielen, werden die Nachstellzeiten der einzelnen U_{PCC} -Regler zur Kompensation der größten Streckenzeitkonstante verwendet. Bei der Auslegung der Proportionalverstärkungen kommen zwei unterschiedliche Auslegungsstrategien zur Anwendung, diese sind: (1) Die Vorgabe der Dämpfung und (2) die Vorgabe des Realteils des dominanten Polpaares des geschlossenen Regelkreises zur Berechnung der Proportionalverstärkung. Die Auswahl einer geeigneten Auslegungsstrategie hängt dabei von den vorherrschenden Streckenverhältnissen ab. Aufgrund der Analysen wären weitere Auslegungsstrategien, wie z.B. die Auslegung mit dem Ziel eine konstante Eigenfrequenz des dominanten Polpaares zu erreichen, denkbar.

Sowohl die theoretischen als auch die messtechnischen Analysen zeigen, dass durch das neu entwickelte Regelungskonzept eine zusätzliche AFF eines Netzpulsstromrichters umgesetzt wird. Unter idealen Randbedingungen wird eine vollständige Kompensation der Spannungsunsymmetrien und -berschwingungen am Anschlusspunkt des Stromrichters erreicht. Wie vor allem die Messergebnisse unter transienten Oberschwingungsbedingungen zeigen, ist das Kompensationsvermögen der AFF von der Phasenlage der einzelnen Spannungsüberschwingungen unabhängig. Dadurch wurde der Nachweis der AFF zur Verbesserung der Spannungsqualität, insbesondere in Bezug auf die aktuell gültigen Anschlussregeln, erbracht.

Die Untersuchungen dieses Abschnittes zeigen, dass das Kompensationsvermögen der AFF von der relativen Netzkurzschlussleistung, den Betriebsgrenzen des Netzpulsstromrichters und von den vorherrschenden Lastbedingungen abhängt. Ferner verdeutlichen die Experimente zur AFF, dass ein wesentlicher Begrenzungsfaktor des Kompensationsvermögens die maximal einstellbare Ausgangsspannung des Stromrichters ist. Um das Kompensationsvermögen der vorgestellten AFF in Abhängigkeit der beschriebenen Randbedingungen zu erhöhen bzw. einem möglichen ungewollten Betriebsverhalten bei dem Erreichen der Systembegrenzungen des Stromrichters zu entgehen, wird im folgenden Abschnitt ein Regelungskonzept mit einer lastadaptive Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF entwickelt, untersucht und bewertet.

5.3 Lastadaptive Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit Aktiv-Filter Funktionalität

In den folgenden Abschnitten wird das neu entwickelte Regelungskonzept zur Realisierung der AFF um eine lastadaptive Betriebsführung erweitert.

5.3.1 Motivation zur lastadaptiven Betriebsführung

Die aktive Filterung der Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen wird als zusätzliche Funktionalität in die konventionelle Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters eingefügt. Die grundsätzliche Funktionalität des Netzpulsstromrichters, nämlich die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie, soll durch die AFF unbeeinflusst bleiben. Zur Realisierung dieses kombinierten Regelungsziels sind zwei prinzipielle Vorgehensweisen denkbar:

1. Es wird eine kontinuierliche und lastunabhängige Qualitätsverbesserung der Spannungsformen am Anschlusspunkt eines Netzpulsstromrichters durch die zusätzliche AFF gewährleistet.
2. Die Qualitätsverbesserung der Spannungsformen am Anschlusspunkt wird in Abhängigkeit der Lastzustände eines Netzpulsstromrichters durchgeführt.

Es ist offensichtlich, dass für die Gewährleistung einer lastunabhängigen Verbesserung der Spannungsqualität eine Leistungsreserve bei der Bauteilauslegung eines Netzpulsstromrichters vorgehalten werden muss. Die Festlegung der notwendigen Leistungsreserve hängt dabei von der maximalen Einspeiseleistung des Netzpulsstromrichters, den vorherrschenden Netzbedingungen und der geforderten Qualitätsverbesserung der Spannungsformen ab [243]. Eine grobe Abschätzung der zusätzlichen Kosten zum Vorhalten einer solchen Leistungsreserve wird in [204] gegeben. Dahingegen muss bei einer lastabhängigen AFF eines Netzpulsstromrichters keine zusätzliche Leistungsreserve vorgesehen werden. Dies führt jedoch bei einer Volllastung des Stromrichters durch die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie dazu, dass keine zusätzliche aktive Filterung der Anschlussspannungen durchgeführt werden kann.

Die Festlegung einer angemessenen Strategie zur Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF hängt von vielen, teils komplementären und teils konträren, Randbedingungen ab. Zentrale Aspekte sind dabei: (1) Die Netzimpedanzverhältnisse, (2) die Oberschwingungsvorbelastung und (3) die geforderte Qualitätsverbesserung am Netzanschlusspunkt sowie (4) das Lastprofil und (5) der Auslegungsspielraum des Leistungsteils und der Bauteilkomponenten des Netzpulsstromrichters.

Für die weiteren Untersuchungen wird angenommen, dass eine Überauslegung eines Netzpulsstromrichters für die zusätzliche AFF nicht in Betracht kommt. Vielmehr liegt den folgenden Betrachtungen die Idee zugrunde, dass die teilweise stark fluktuierenden Lastprofile von regenerativen Energieerzeugern sowie deren hohe (bzw. zukünftig zunehmende) Anzahl und Dezentralisierung dazu führt, dass im zeitlichen Mittel eine kontinuierliche Qualitätsverbesserung der Netzspannung durch die AFF erreicht wird. Dem geht des Weiteren die Annahme voraus, dass eine Vielzahl von regenerativen Energieerzeugern mit der zusätzlichen AFF ausgestattet werden.

Ein weiterer, aus regelungstechnischer Sicht motivierter, Grund für die Entwicklung einer lastadaptiven Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF liegt in der bei den experimentellen Analysen hervorgehobenen Begrenzungsproblematik. Genauer zeigen die Messergebnisse zu dem grundlegenden Konzept der Regelung der Anschlussspannungen, dass das Kompensationsvermögen der AFF hauptsächlich durch die Spannungsbegrenzungen der unterlagerten Stromregelung, nicht jedoch durch die Strombegrenzungen der übergeordneten Spannungsregelung, beeinträchtigt wird. Diese Begrenzungsproblematik wird in den folgenden Abschnitten untersucht. In den bisherigen Untersuchungen bleibt die Frage, wie sich die übergeordnete PI-basierte Spannungsregelung verhält, wenn die unterlagerte Stromregelung begrenzt wird, zunächst ungeklärt.

5.3.2 Betriebsgrenzen und Betriebsbereiche

Wie bereits ausführlich beschrieben, wird die AFF als Zusatzfunktion in die Regelung eines Netzpulsstromrichters eingefügt. Neben der Einspeisung der regenerativ erzeugten Energie soll es durch eine lastadaptive Betriebsführung der dezentralen Energieerzeugungsanlage (EZA) vor allem im Teillastbetrieb möglich sein, die Qualität der Netzanschlussspannung bzgl. Unsymmetrien und niederfrequenten Oberschwingungen zu erhöhen. Dies führt zu zwei möglichen Betriebsbereichen der EZA mit AFF:

1. Die EZA befindet sich im Vollastbetrieb, d.h. die Bemessungsleistung des Umrichtersystems wird für die Erzeugung und Einspeisung der elektrischen Wirkleistung aus der regenerativen Energiequelle vollständig ausgeschöpft. Hier ist ein zusätzlicher Betrieb der AFF nicht möglich.
2. Die EZA befindet sich im Teillastbetrieb, d.h. die Bemessungsleistung des Umrichtersystems wird für die Erzeugung und Einspeisung der elektrischen Wirkleistung aus der regenerativen Energiequelle teilweise ausgeschöpft. Folglich ist hier ein zusätzlicher Betrieb der AFF zulässig.

Um die möglichen Betriebsbereiche einer EZA mit AFF weiter zu verfeinern ist eine zusätzliche Aufgliederung des Teillastbetriebs notwendig. Die Betriebsgrenzen des Umrichtersystems, genauer die Betriebsgrenzen des mit der AFF erweiterten Netzpulsstromrichters, sind sowohl durch die maximal zulässigen Stromwerte (i. Allg. Stromtragfähigkeit der verwendeten elektrischen Bauelemente, Stromtragfähigkeit der Leitungen des Verbundnetzes) als auch durch die maximal zulässigen Spannungswerte (u.a. maximale Sperrspannung der Leistungshalbleiter, maximale Isolationsspannungen der elektrischen Bauelemente, maximale Zwischenkreisspannung) begrenzt. Daher gliedert sich der Betrieb der EZA im Teillastbereich in drei weitere mögliche Bereiche auf:

- 2.1. Die Betriebsgrenzen (Bemessungsstrom und -spannung) des Netzpulsstromrichters lassen neben der Einspeisung der Grundschwingungsleistung eine vollständige Kompensation der Unsymmetrien und der Oberschwingungen in der Anschlussspannung zu.
- 2.2. Der Betrieb der EZA mit AFF wird durch den Bemessungsstrom des Netzpulsstromrichters beschränkt. Hier ist lediglich eine Reduzierung der Unsymmetrien und der Oberschwingungen in der Anschlussspannung möglich.
- 2.3. Der Betrieb der EZA mit AFF wird durch die Bemessungsspannung des Netzpulsstromrichters beschränkt. Hier ist wiederum nur eine Reduzierung der Unsymmetrien und der Oberschwingungen in der Anschlussspannung möglich.

Wann die einzelnen Grenzfälle des Betriebs der EZA im Teillastbereich mit zusätzlicher AFF eintreten, hängt sowohl von der Spannungsvorbelastung (Höhe der Unsymmetrien und zu filternden Oberschwingungen ohne AFF) als auch von den Netzbedingungen (relative Kurzschlussleistung des Netzes und das X/R Verhältnis) am Einspeisepunkt ab.

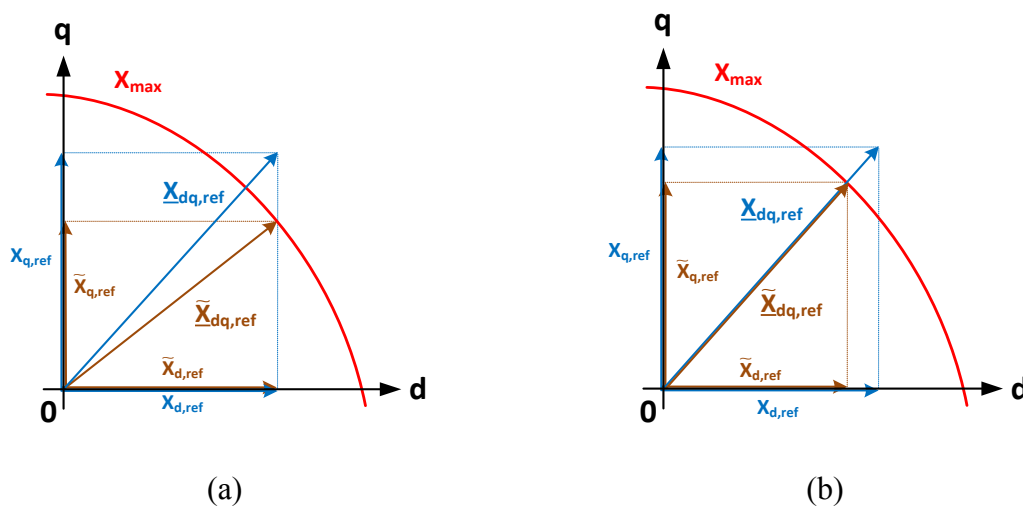


Abb. 5.23: Verwendete Begrenzungskonzepte zur Einhaltung der maximalen Betriebsgrenzen eines Netzpulsstromrichters:

(a) Priorisierung der d -Komponente und (b) Erhalt des Referenzwinkels

5.3.3 Lastadaptive Anpassung der Betriebszustände

Für die lastadaptive Anpassung der Betriebszustände eines Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF wird ein lastadaptives Begrenzungsnetzwerk des gesamten Ausgangsstroms des Stromrichters entworfen. Das in Kap. 5.2.1 (vgl. Abb. 5.4, S. 230) vorgestellte Regelungskonzept besteht aus (1) einer Regelung der Zwischenkreisspannung (kurz: U_{DC} -Regelung), (2) einer Regelung der Blindleistung (kurz: Q -Regelung) und (3) der zur Umsetzung der AFF hinzugefügten Regelung der Anschlussspannung (kurz: U_{PCC} -Regelung). Zur Einhaltung der Betriebsgrenzen des Netzpulsstromrichters, in diesem Falle des Bemessungsstroms i_{max} , wird jeder dieser PI-basierten Regler mit einer Stellgrößenbeschränkung sowie einem entsprechenden Anti-Windup Netzwerk (vgl. [169], Kap. 5.6.2, S. 151 ff.) versehen. Durch eine lastabhängige Anpassung der einzelnen Strombegrenzungen (bzw. Stellgrößenbeschränkungen) wird es möglich, die unterschiedlichen Regelungsziele untereinander zu priorisieren.

Die U_{DC} -Regelung wird durch die Festlegung der Stellgrößenbeschränkung des Ausgangsstroms am höchsten priorisiert. Dies liegt darin begründet, dass die Einspeisung der regenerativ erzeugten Energie nicht durch die zusätzlichen Funktionalitäten beeinträchtigt werden soll. Wird der Netzpulsstromrichter im Teillastbereich betrieben und somit der maximale Bemessungsstrom der EZA nicht vollständig ausgenutzt, dann wird (unter Berücksichtigung der vektoriellen Zusammenhänge) der verbleibende Ausgangsstrom für die Begrenzung der Q -Regelung verwendet. Wird hier abermals die Stromkapazität des Netzpulsstromrichters nicht ausgeschöpft, dann wird der verbleibende Gesamtstrom für die Begrenzung der U_{PCC} -Regelung aufgewendet. Für die Regelung der Anschlussspannungen wird die Regelung der Unsymmetrien (kurz: U_{PCC}^1 -Regelung) der Regelung der Oberschwingungen bevorzugt. Die Regelung der Spannungsüberschwingungen ihrerseits priorisiert die Regelung der fünften Oberschwingung (kurz: U_{PCC}^5 -Regelung) höher als die Regelung der siebenten Oberschwingung (kurz: U_{PCC}^7 -Regelung). Wird während des Betriebes die gesamte Stromkapazität des Netzpulsstromrichters durch einen der beteiligten Regler aufgebraucht, dann werden die Stellgrößenbegrenzungen der niedriger priorisierten Regler zu Null gesetzt, was eine Deaktivierung der betroffenen Regler zur Folge hat.

Für die Umsetzung der lastadaptiven Betriebsführung durch eine Priorisierung bzw. Anpassung der Stellgrößenbeschränkungen der U_{DC} -, Q - und U_{PCC} -Regelung wird zwischen zwei grundsätzlichen Begrenzungskonzepten unterschieden: (1) der Begrenzung des Ausgangsstroms mit Priorisierung der d -Stromkomponente gegenüber der q -Stromkomponente, vgl. Abb. 5.23 (a), und (2) der Begrenzung der Stromkomponenten mit Erhalt des Winkels des Referenzraumzeigers, vgl. Abb. 5.23 (b).

Wird das Begrenzungskonzept mit der Priorisierung der d -Komponente $X_{d,ref}$ gegenüber der q -Komponente $X_{q,ref}$ gewählt, vgl. Abb. 5.23 (a), dann werden die begrenzten Größen $\tilde{X}_{d,ref}$ bzw. $\tilde{X}_{q,ref}$ in Abhängigkeit des maximal zur Verfügung stehenden Begrenzungswertes X_{max} wie folgt berechnet:

$$\tilde{X}_{d,ref} = \begin{cases} X_{max}, & X_{d,ref} > X_{max} \\ -X_{max}, & X_{d,ref} < -X_{max} \\ X_{d,ref}, & |X_{d,ref}| < X_{max} \end{cases}$$

$$X_{q,max} = \sqrt{X_{max}^2 - \tilde{X}_{d,ref}^2} \quad (5.20)$$

$$\tilde{X}_{q,ref} = \begin{cases} X_{q,max}, & X_{q,ref} > X_{q,max} \\ -X_{q,max}, & X_{q,ref} < -X_{q,max} \\ X_{q,ref}, & |X_{q,ref}| < X_{q,max} \end{cases}$$

Diese Begrenzungsstrategie kommt für die U_{DC} - und Q -Regelung zur Anwendung. Dadurch, dass der Begrenzung der d -Stromkomponente (Stellgröße der U_{DC} -Regelung) Vorrang gegenüber der q -Stromkomponente (Stellgröße der Q -Regelung) gewährt wird, ist eine entsprechende Priorisierung der beiden Regler gewährleistet.

Wird die Begrenzung mit Erhalt des Winkels des Referenzraumzeigers durchgeführt, vgl. Abb. 5.23 (b), dann werden die begrenzten Größen $\tilde{X}_{d,ref}$ bzw. $\tilde{X}_{q,ref}$ berechnet nach:

$$\tilde{X}_{d,ref} = \begin{cases} \frac{X_{max}}{\sqrt{X_{d,ref}^2 + X_{q,ref}^2}} \cdot X_{d,ref}, & \sqrt{X_{d,ref}^2 + X_{q,ref}^2} > X_{max} \\ X_{d,ref}, & \sqrt{X_{d,ref}^2 + X_{q,ref}^2} \leq X_{max} \end{cases}$$

$$\tilde{X}_{q,ref} = \begin{cases} \frac{X_{max}}{\sqrt{X_{d,ref}^2 + X_{q,ref}^2}} \cdot X_{q,ref}, & \sqrt{X_{d,ref}^2 + X_{q,ref}^2} > X_{max} \\ X_{q,ref}, & \sqrt{X_{d,ref}^2 + X_{q,ref}^2} \leq X_{max} \end{cases} \quad (5.21)$$

Diese Begrenzungsstrategie wird für den nach der U_{DC} - bzw. Q -Regelung verbleibenden Gesamtstrom der U_{PCC} -Regelung angewendet. Im Fall einer Begrenzung des Ausgangsstroms im AFF-Betrieb ermöglicht dieses Begrenzungskonzept den Kompensationsstrom weiterhin phasenrichtig einzuspeisen. Dies führt trotz des Erreichens der Strombegrenzung des Umrichters dazu, dass die Unsymmetrien bzw. Oberschwingungen der Anschlussspannung durch eine phaseninvertierte Einspeisung der Anschlussströme zumindest reduziert werden.

Das beschriebene Begrenzungskonzept mit der Priorisierung sowie Anpassung der Stellgrößenbeschränkungen der U_{DC} -, Q - und U_{PCC} -Regelung ermöglicht eine lastadaptive Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF. Die gewählten Begrenzungsstrategien des Ausgangsstroms führen zu einem lastadaptiven Betrieb eines Netzpulsstromrichters mit AFF, bei welchem der Bemessungsstrom vollständig ausgeschöpft, jedoch zu keinem Zeitpunkt überschritten wird.

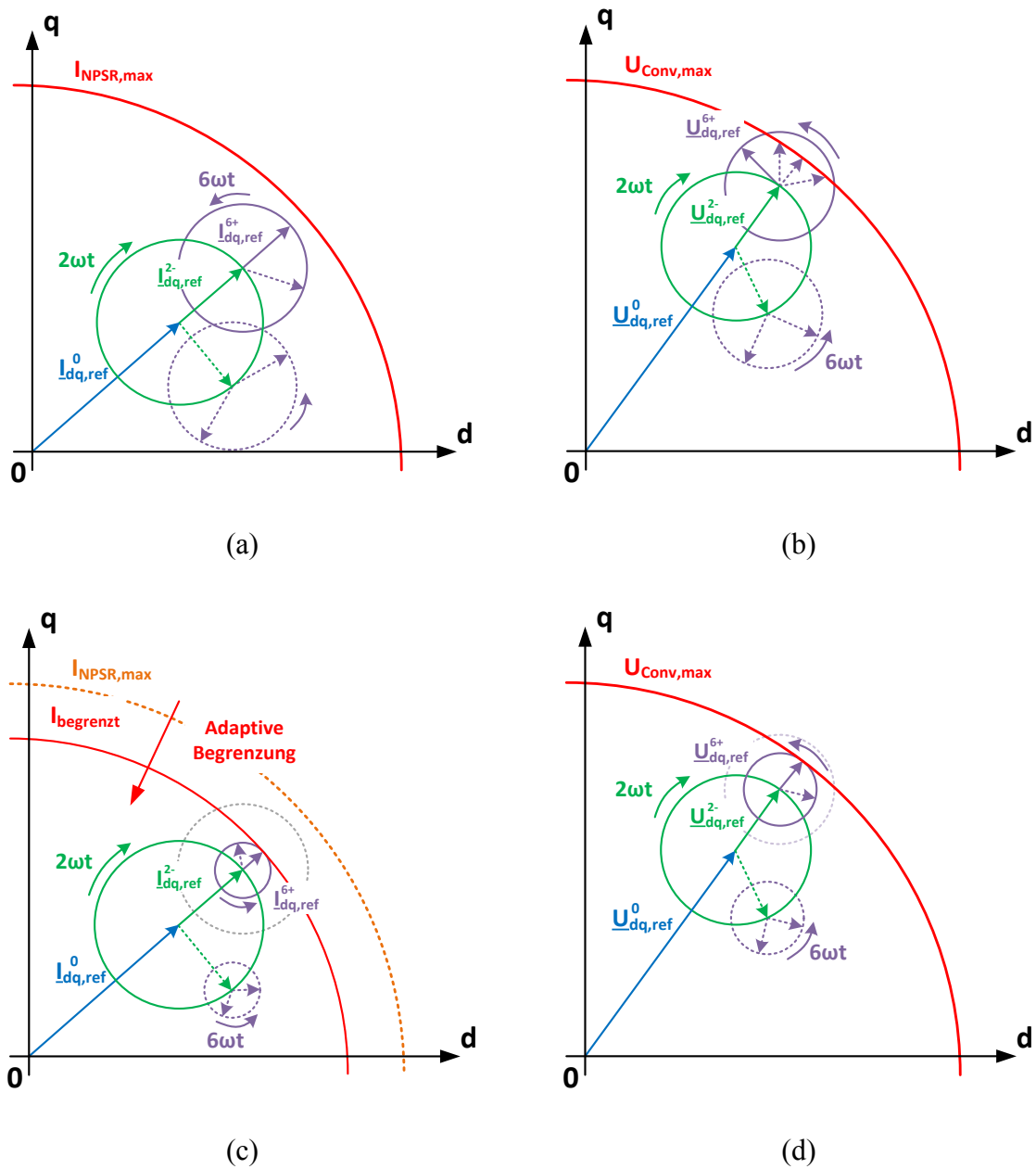


Abb. 5.24: Darstellung der Begrenzungsproblematik sowie des adaptiven Begrenzungskonzeptes bei Verwendung der AFF im rotierenden dq^{l+} -KOS:
 (a) Strom- und (b) Spannungsraumzeiger bei begrenzter Umrichter Ausgangsspannung (kritischer Begrenzungsfall) sowie
 (c) Strom- und (d) Spannungsraumzeiger bei adaptiver Anpassung der Stellgrößenbeschränkung des Ausgangsstroms

5.3.4 Lastadaptiver Begrenzungsregler zur Ausnutzung der maximalen Spannungsbetriebsgrenzen

In diesem Abschnitt wird der Betrieb der EZA mit AFF im Teillastbereich analysiert. Genauer wird Fall untersucht, bei welchem das Kompensationsvermögen der AFF durch das Erreichen der Bemessungsspannung, nicht jedoch durch das Erreichen des Bemessungsstroms, beschränkt wird. Wie die experimentellen Analysen zum grundlegenden Regelungskonzept eines Netzpulsstromrichters mit AFF nach Kap. 5.2.7 (S. 246 ff.) zeigen, ist dieser Betriebsbereich von hoher praktischer Relevanz.

Als Ausgangspunkt der Betrachtungen dienen die Verläufe der Strom- bzw. Spannungsraumzeiger im rotierenden dq^{l+} -KOS nach Abb. 5.24 (a) bzw. (b). Dort wird die Entstehung der Begrenzungsproblematik für den Teillastbetrieb der EZA und das Erreichen der Bemessungsspannung prinzipiell aufgezeigt. Im Teillastbetrieb wird die Bemessungsleistung der EZA nicht vollständig durch die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie ausgeschöpft, daher erlaubt das im vorhergehenden Abschnitt eingeführte lastadaptive Begrenzungskonzept des Ausgangsstroms den zusätzlichen Betrieb mit AFF. In der Raumzeigerdarstellung nach Abb. 5.24 (a) wird der Teillastbetrieb durch den (im dq^{l+} -KOS stationären) Stromraumzeiger $\underline{I}_{dq,ref}^0$ als Referenzwert der U_{DC} - und Q -Regelung dargestellt. Die rotierenden Raumzeiger $\underline{I}_{dq,ref}^{2-}$ und $\underline{I}_{dq,ref}^{6+}$ beschreiben die zusätzlichen Referenzstromwerte der U_{PCC}^{1-} , U_{PCC}^{5-} und U_{PCC}^{7+} -Regelung. Die Überlagerung der einzelnen Referenzraumzeiger führt in den dq^{l+} -Koordinaten zu einem Raumzeiger des gesamten Referenzstroms, welcher ungleichförmig um den Grundswingungsstromraumzeiger $\underline{I}_{dq,ref}^0$ rotiert. Dieser gesamte Stromraumzeiger dient nun als Referenzraumzeiger für die unterlagerte Regelung der Grundswingungs-, Unsymmetrie- und Oberswingungsströme. Unter Berücksichtigung einer Pulsweiten-Modulation (kurz: PWM) führt die Stromregelung auf einen Gesamtstromzeiger der Umrichter Ausgangsspannung \underline{U}_{Conv} , dessen maximaler Betrag durch die Bemessungsspannung des Netzpulsstromrichters begrenzt wird. Tritt nun der Fall ein, dass die Umrichter Ausgangsspannung begrenzt wird, jedoch nicht der Referenzstrom I_{NPSR} , dann kann durch die Stromregelung nicht der geforderte Referenzstrom am Netzanschlusspunkt gestellt werden. In Folge der Spannungsbegrenzung kommt es ohne die Berücksichtigung zusätzlicher Maßnahmen in diesem Betriebsbereich zu zwei grundlegenden Problemen:

1. Infolgedessen, dass der Referenzstrom der U_{PCC} -Regelung durch die begrenzte Stromregelung nicht eingestellt wird, kommt es zu einer bleibenden Regelabweichung der Regelung der Anschlussspannungen. Für die Realisierung der U_{PCC} -Regelung werden PI-Regler verwendet, folglich besteht in diesem Fall die Gefahr eines Integrator Windups (vgl. [169], Kap. 5.6.2, S. 151 ff.). Da jedoch nicht eine Beschränkung der Stellgröße der U_{PCC} -Regelung, sondern eine Beschränkung der unterlagerten Stromregelung zu dem Auftreten der bleibenden Regelabweichung führt, ist es nicht möglich diesem Effekt durch konventionelle Anti-Windup Netzwerke zu entgegenen.

- In dem Teillastbetrieb mit AFF führt die Begrenzung der Umrichter Ausgangsspannung zu nicht-stationären Oberschwingungsverhältnissen am Anschlusspunkt des Netzpulsstromrichters. Da der ungleichförmig rotierende Gesamttraumzeiger der Umrichter Ausgangsspannung nicht permanent, sondern lediglich bei dem Auftreten der maximalen Spannungsbeträge begrenzt wird, vgl. Abb. 5.24 (b), ist eine Einspeisung eines stationären Oberschwingungsstroms nicht möglich. Folglich wird auch keine stationäre Kompensation der Spannungsunsymmetrien bzw. -überschwingungen erreicht.

Sowohl die beschriebene Integrator Windup Problematik der PI-basierten U_{PCC} -Regelung als auch das Nicht-Erreichen stationärer Oberschwingungsverhältnisse am Netzanschlusspunkt reduzieren die erreichbare Regelgüte der AFF mit Teillastbetrieb mit Begrenzung der Umrichter Ausgangsspannung erheblich. Um dennoch einen Teillastbetrieb der EZA mit einer hohen Regelgüte der AFF unter Ausnutzung der maximalen Spannungsbetriebsgrenzen zu ermöglichen, wird nachfolgend das neu entwickelte Konzept eines lastadaptiven Begrenzungsreglers vorgestellt.

Die grundlegende Idee einer lastadaptiven Begrenzungsregelung wird in Abb. 5.24 (c) und (d) illustriert. Die Darstellung der Strom- und Spannungsraumzeiger basiert hierbei auf den bereits bei der Beschreibung der Begrenzungsproblematik verwendeten Notationen und Randbedingungen. Das Grundprinzip der adaptiven Begrenzung wird wie folgt zusammengefasst: Liegt eine Begrenzung der Umrichter Ausgangsspannung im Teillastbetrieb der EZA mit AFF vor, dann wird die Strombegrenzung der übergeordneten U_{PCC} -Regelung durch einen adaptiven Begrenzungsregler solange verringert, bis der ungleichförmig rotierende Raumzeiger der Umrichter Ausgangsspannung vollständig innerhalb der zulässigen Spannungsbegrenzungen der EZA liegt. Durch die Anpassung der Strombegrenzung der übergeordneten U_{PCC} -Regelung wird weiterhin eine lastadaptive Betriebsführung sowie Priorisierung der unterschiedlichen Regelungsziele des Netzpulsstromrichters mit AFF ermöglicht.

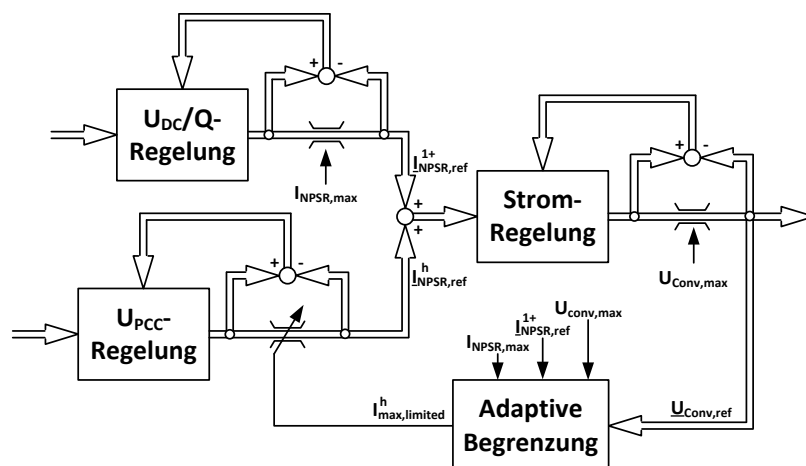


Abb. 5.25: Konzept eines lastadaptiven Begrenzungsreglers zur Ausnutzung der maximalen Spannungsbetriebsgrenzen eines Netzpulsstromrichters mit AFF

Die Abb. 5.25 zeigt das grundlegende Konzept des lastadaptiven Begrenzungsreglers zur Ausnutzung der maximalen Spannungsbetriebsgrenzen. Das auf die Begrenzungsnetzwerke reduzierte Blockschaltbild der Regelung eines Netzpulsstromrichters mit AFF zeigt die übergeordneten U_{DC} -, Q - und U_{PCC} -Regler sowie die untergeordnete Stromregelung. Da jeweils PI-basierte Regelungsstrukturen zum Einsatz kommen, verfügt jeder Regler über ein entsprechendes Anti-Windup Netzwerk. Durch den lastadaptiven Begrenzungsregler wird eine Rückkopplung der begrenzten Umrichter Ausgangsspannung zur Strombegrenzung der Unsymmetrie- bzw. Oberschwingungsregelung der Anschlussspannung hergestellt. Dabei werden der Bemessungsstrom des Umrichters am Netzanschlusspunkt $I_{NPSR,max}$, der aktuelle Referenzstrom der U_{DC} - bzw. Q -Regelung $I_{NPSR,ref}^{1+}$ und die Bemessungsspannung $U_{Conv,max}$ am Ausgang des Umrichters berücksichtigt.

Für die Realisierung der lastadaptiven Begrenzungsregelung wird eine Schwellenspannung U_{th} (von engl. *threshold*) definiert, durch welche im späteren lastadaptiven Regelungsbetrieb eine Spannungsstellreserve der EZA vorgehalten wird. Die Schwellenspannung wird in Abhängigkeit der Bemessungsspannung $U_{Conv,max}$ berechnet zu:

$$U_{th} = u_{th} \cdot U_{Conv,max} \quad (5.22)$$

$$U_{Conv,max} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (5.23)$$

Das Prinzip der lastadaptiven Begrenzungsregelung wird nach Abb. 5.26 (a) in drei Schritten beschrieben. Diese sind: (1) Die Detektion der maximalen Umrichter Ausgangsspannung $U_{max,temp}$ über ein vorgegebenes Zeitfenster T_{window} , (2) die Berechnung des Spannungsfehlers U_{err} zwischen der detektierten Umrichter Ausgangsspannung und der vorgegebenen Schwellenspannung und (3) die PI-basierten Ausregelung des Spannungsfehlers durch eine Anpassung der Strombegrenzung $I_{max,limited}^h$ der U_{PCC} -Regelung. Die Fensterung bei der Detektion der maximalen Umrichter Ausgangsspannung ist notwendig, da im Falle einer Spannungsbegrenzung der ungleichförmig rotierende Raumzeiger nicht permanent die Bemessungsspannung überschreitet, vgl. Abb. 5.24 (b).

Das Blockschaltbild der PI-basierten lastadaptiven Begrenzungsregelung wird in Abb. 5.26 (b) dargestellt. Hierbei beschreibt $U_{Conv,ref}$ den Betrag des gesamten Sollspannungsraumzeigers und I_{max}^h den nach der U_{DC} - bzw. Q -Regelung verbleibenden Restbetrag des Bemessungsstroms. Die Festlegung der Regelparameter des PI-basierten Begrenzungsreglers erfolgt anhand einer Abschätzung der geforderten Begrenzungsdynamik. Die zeitdiskrete Implementierung der Begrenzungsregler erfolgt (analog zu der Implementierung der U_{PCC} -Regelung) durch das implizite Euler-Verfahren (engl. *Euler-backward method*).

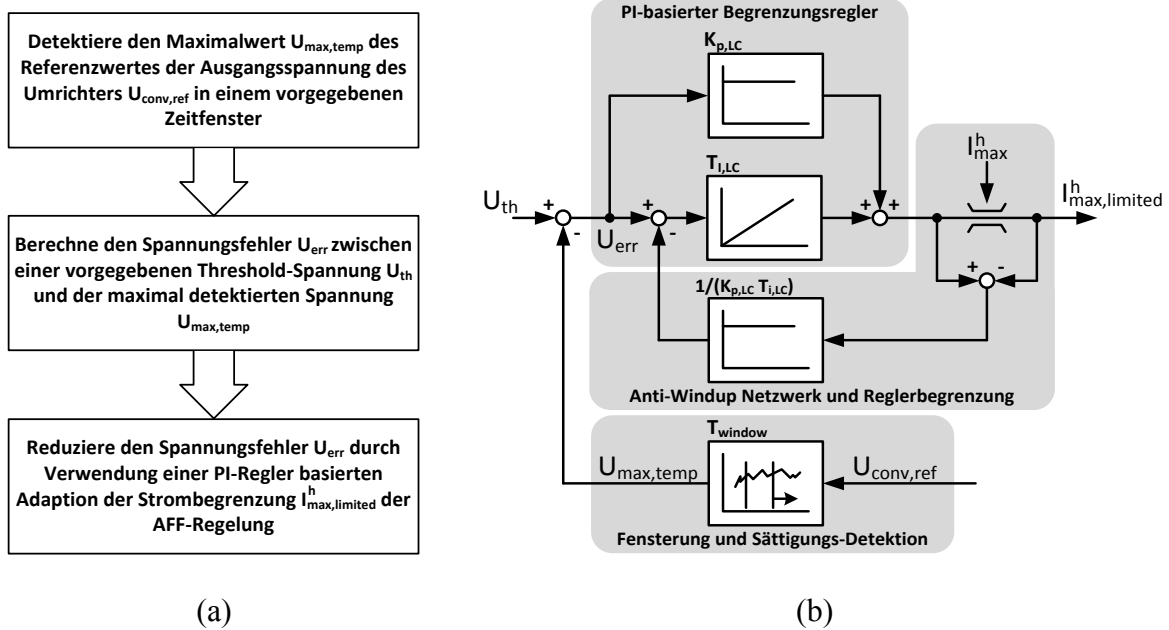


Abb. 5.26: Darstellung der Begrenzungsregelung zur Ausnutzung der maximalen Betriebsgrenzen eines Netzpulsstromrichters mit AFF: (a) Beschreibung des Prinzips und (b) Blockschaltbild des PI-basierten Begrenzungsreglers

5.3.5 Messergebnisse

Nachfolgend wird die vorgestellte lastadaptive Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF experimentell unter Laborbedingungen untersucht. Das Hauptziel der durchgeführten Messungen ist es, dass neu entwickelte Konzept des lastadaptiven Begrenzungsreglers zur Ausnutzung der maximalen Spannungsbetriebsgrenzen der EZA zu validieren. Um eine Vergleichbarkeit der hier durchgeführten Untersuchungen mit den Messreihen nach Kap. 5.2.7 zur grundsätzlichen AFF sicherzustellen, bleiben die Systemparameter und die Regelungseinstellungen unverändert zu den bereits in der Tab. 5.1 (vgl. S. 246) bzw. in der Tab. 5.2 (vgl. S. 247) beschriebenen Randbedingungen.

Tab. 5.4: Einstellungen des lastadaptiven Begrenzungsreglers

Variable	Beschreibung	Wert
u_{th}	relative Schwellenspannung	0,97
T_{window}	Fensterlänge der Detektion der maximalen Umrichter Ausgangsspannung	10 ms
$K_{p,LC}$	Proportionalverstärkung des lastadaptiven Begrenzungsreglers	0,5 A/V
$T_{i,LC}$	Nachstellzeit des lastadaptiven Begrenzungsreglers	2 ms V/A

Für eine gezielte Untersuchung des dynamischen Regelverhaltens des lastadaptiven Begrenzungsreglers wird durch den Laborteststand ein Betriebspunkt im Teillastbereich nachgebildet. Dazu wird eine konstant bleibende Einspeiseleistung von 10 kW durch den Antriebsstrang des Teststandes eingestellt. Zur Erzeugung transientscher Netzbedingungen wird die NVN ausgenutzt, dabei wird ein Netzimpedanzsprung von einer relativen Netzkurzschlussleistung $S_{sc,pul|start}$ von ca. $12,5$ zu einer relativen Netzkurzschlussleistung $S_{sc,pul|end}$ von ca. 17 emuliert. Sowohl die Höhe und die Richtung des emulierten Netzimpedanzsprunges als auch die Festlegung der Einspeiseleistung werden dabei bewusst gewählt, sodass die U_{PCC} -Regelung von einem Betrieb mit vollständiger Kompensation der Spannungsunsymmetrien bzw. -überschwingungen in einen durch die Bemessungsspannung des Netzpulsstromrichters begrenzten Betrieb übergeht. Durch den emulierten Netzimpedanzsprung wird also eine Situation erzeugt, bei welcher der vorgestellte Begrenzungsregler in die U_{PCC} -Regelung eingreift und es dadurch möglich ist, dessen dynamisches Regelverhalten zu untersuchen. Zur Vereinfachung der Untersuchungen wird lediglich die zusätzliche Spannungsregelung der Unsymmetrien und der fünften Oberschwingungen freigeschaltet. Eine Regelung der siebenten Oberschwingungsspannung wird nicht vorgesehen. Die für die Experimente gewählten Regelungseinstellungen des lastadaptiven PI-basierten Begrenzungsreglers werden in Tab. 5.4 zusammengefasst.

Die Abb. 5.27 zeigt eine Zusammenfassung der wichtigsten Messergebnisse der lastadaptiven Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF. Genauer zeigen die Abb. 5.27 (a) und (b) die Verläufe der relativen Netzkurzschlussleistung $S_{sc,Netz}$ sowie des X/R-Verhältnisses X/R_{Netz} während des Experimentes. Der durch die NVN emulierte Sprung der Netzimpedanz findet zum Trigger-Zeitpunkt der Messung (d.h. bei $t = 0 \text{ s}$) statt. Des Weiteren werden in der Abb. 5.27 (c) die relevanten Spannungsverläufe des Begrenzungsreglers dargestellt. Es wird die maximale Begrenzung der Umrichter Ausgangsspannung $U_{Conv,max}$, die Schwellenspannung U_{th} und die aus der Fensterung der aktuellen Umrichter Ausgangsspannung $U_{Conv,ref}$ detektierte maximale Ausgangsspannung $U_{max,temp}$ abgebildet.

Aus den gemessenen Spannungsverläufen nach Abb. 5.27 (c) geht hervor, dass durch den Sprung der Netzimpedanz die detektierte maximale Ausgangsspannung steigt. Dies liegt darin begründet, dass durch den Sprung zu einem stärkeren Netzverhältnis die für die Kompensation der Spannungsunsymmetrien und -überschwingungen aufgebrauchte Einspeiseleistung in Folge einer Erhöhung der eingespeisten Unsymmetrie- und Oberschwingungsströme steigt. In diesem Fall führt die Erhöhung der eingespeisten Unsymmetrie- und Oberschwingungsströme jedoch zu einem Erreichen der maximalen Spannungsbegrenzung des Netzpulsstromrichters. Wie aus der Abb. 5.27 (c) hervorgeht, greift in diesem Punkt (nach einer Verzögerungszeit für die Detektion der maximalen Ausgangsspannung) der lastadaptive Begrenzungsregler ein. Die Strombegrenzung I_{max}^h der U_{PCC} -Regelung, vgl. Abb. 5.27 (d), wird solange durch den Begrenzungsregler reduziert, bis die maximale Umrichter Ausgangsspannung den Wert der Schwellenspannung erreicht. Sind der Wert der Schwellenspannung und der maximal detektierten Umrichter Ausgangsspannung nahezu identisch, dann wird der Begrenzungsstrom der U_{PCC} -Regelung durch den Begrenzungsregler auf einem konstanten Wert (hier: ca. 10 A) gehalten.

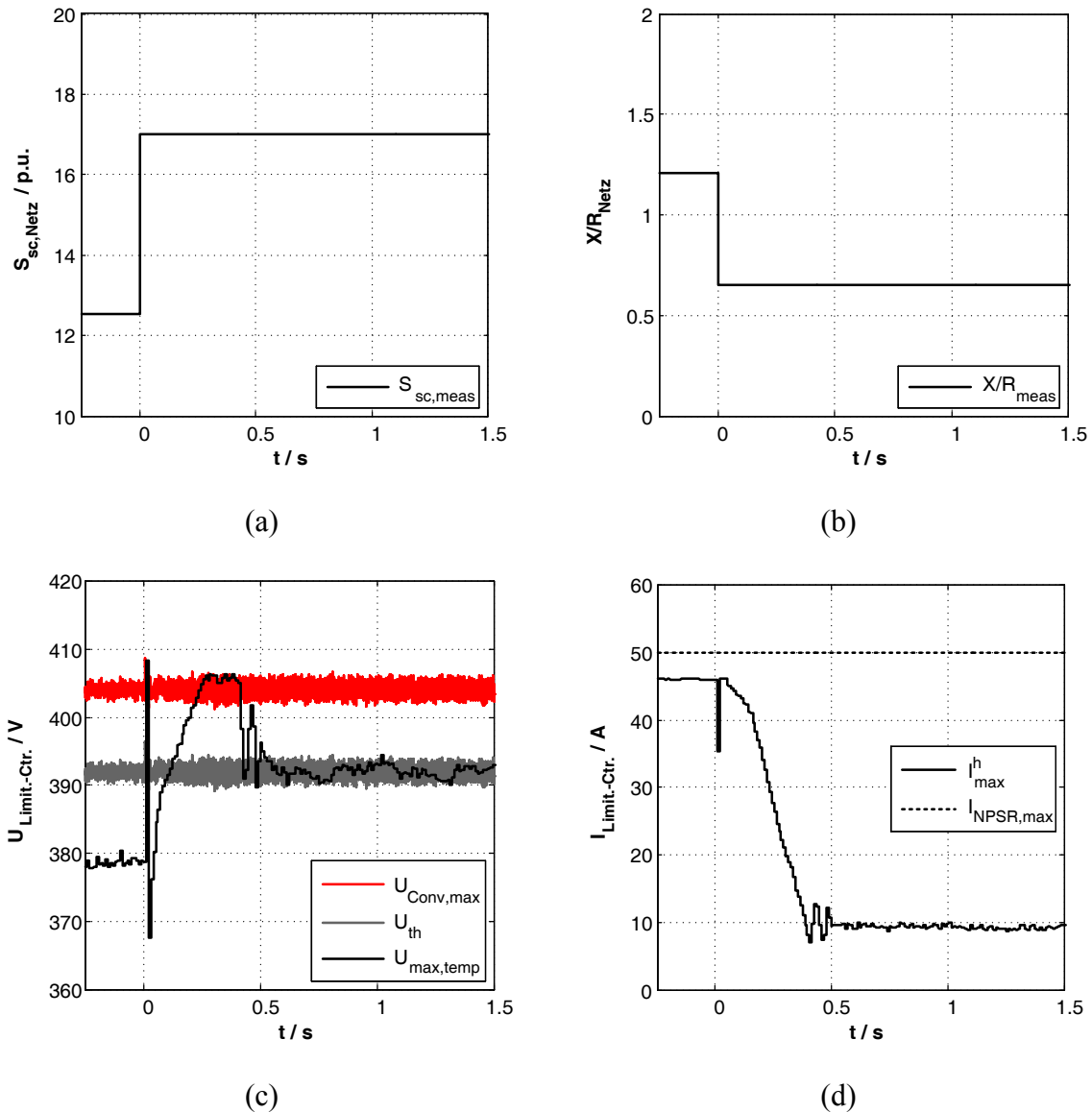


Abb. 5.27: Messung der lastadaptiven Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF durch den vorgestellten lastadaptiven Begrenzungsregler: ($P = -10 \text{ kW}$, $L_{\text{Netz,meas}} = 60 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz,meas}} = 255 \text{ m}\Omega$, $L_{\text{vor,start}} = 1,0 \text{ mH}$, $L_{\text{vor,end}} = 0,5 \text{ mH}$): Verläufe (a) der relativen Netzkurzschlussleistung $S_{\text{Netz,sc}}$ und (b) des X/R -Verhältnisses des Netzes X/R_{Netz} , sowie Verläufe (c) der maximalen (gefensterten) Ausgangsspannung des Umrichters $U_{\text{max,temp}}$ und (d) des Begrenzungsstromes $I_{\text{NPSR,max}}$ der AFF-Regelung

Die zu dem beschriebenen Experiment gehörigen Verläufe der einzelnen geregelten Spannungssequenzen in den jeweils für die Umsetzung der Spannungsregler gewählten rotierenden Koordinaten werden in Abb. 5.28 illustriert. Aus den gemessenen Verläufen der U_{PCC}^1 -Regelung, vgl. Abb. 5.28 (a) und (b), geht hervor, dass trotz der Nachführung des Begrenzungsstroms der Spannungsregelung die Kompensation der Spannungsunsymmetrien aufrecht erhalten wird. Für die Kompensation der fünften Oberschwingungsspannungen am Netzanschlusspunkt des Stromrichters, vgl. Abb. 5.28 (c) und (d), trifft dies nicht zu. Hier führt die Verringerung des Begrenzungsstroms der U_{PCC} -Regelung durch den Be-

grenzungsregler zu einer Beschränkung der Referenzströme $i_{d,ref}^{5-}$ bzw. $i_{q,ref}^{5-}$. Infolgedessen kommt es zu einer bleibenden Regelabweichung zwischen den Ist-Werten der Spannungsregelung $u_{d,PCC}^{5-}$ bzw. $u_{q,PCC}^{5-}$ und den unveränderten Referenzwerten $u_{d,ref}^{5-}$ bzw. $u_{q,ref}^{5-}$, vgl. Abb. 5.28 (d). Hierbei wird ein möglicher Integrator Windup der PI-basierten U_{PCC}^{5-} -Regelung durch ein entsprechendes Anti-Windup Netzwerke des Reglers, vgl. Abb. 5.25 (S. 271), verhindert.

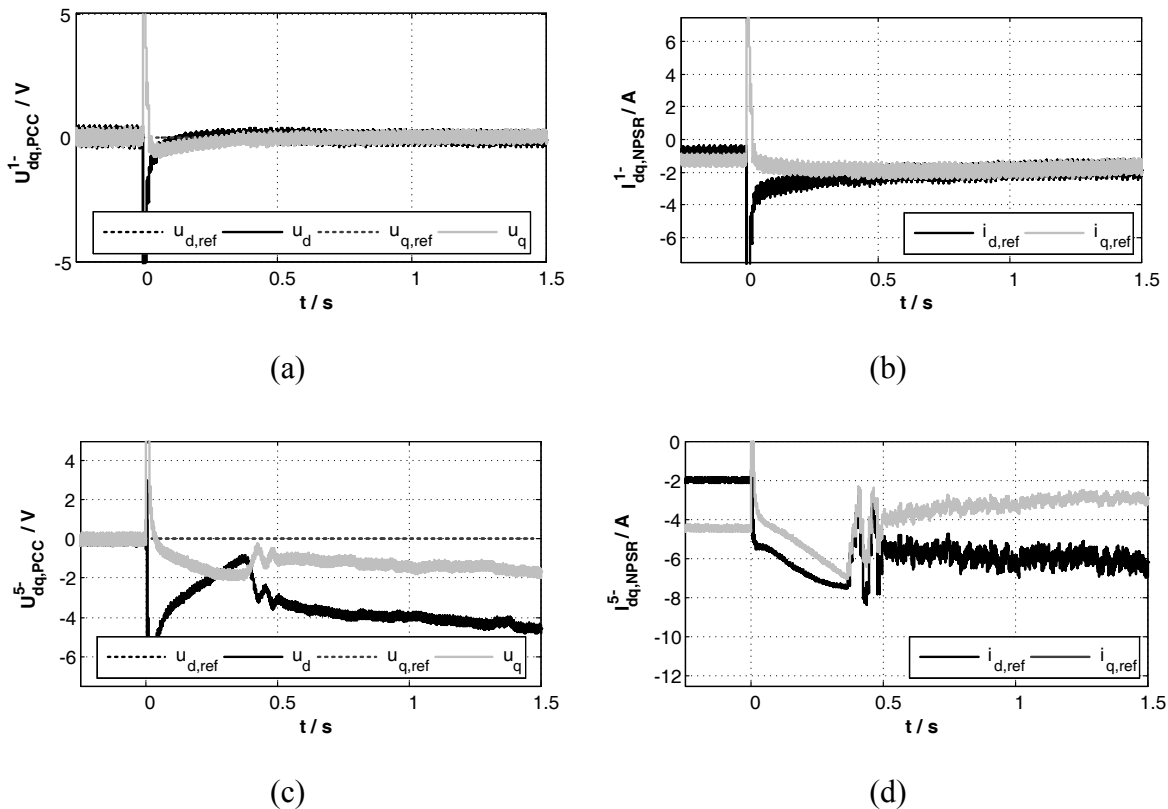


Abb. 5.28: Messung der lastadaptiven Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF durch den vorgestellten lastadaptiven Begrenzungsregler ($P = -10 \text{ kW}$, $L_{\text{Netz,meas}} = 60 \mu\text{H}$, $R_{\text{Netz,meas}} = 255 \text{ m}\Omega$, $L_{\text{vor,start}} = 1,0 \text{ mH}$, $L_{\text{vor,end}} = 0,5 \text{ mH}$): Verlauf des geregelten Gegensystems (a) der Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{1-}$ und (b) des Anschlussstromes $I_{dq,NPSR}^{1-}$ (in dq^{1-} -KOS)
Verlauf der geregelten fünften Oberschwingung (c) der Anschlussspannung $U_{dq,PCC}^{5-}$ und (d) des Anschlussstromes $I_{dq,NPSR}^{5-}$ (in dq^{5-} -KOS)

5.3.6 Zusammenfassung und Bewertung der vorgestellten lastadaptiven Betriebsführung

In den vorhergehenden Abschnitten wurde die lastadaptive Betriebsführung eines Netzpulsstromrichters mit AFF behandelt. Ausgehend von der Annahme, dass eine Überauslegung der elektrischen Bauteilkomponenten eines ursprünglich lediglich für die Einspeisung von regenerativ erzeugter Energie vorgesehenen Netzpulsstromrichters für die Realisierung einer zusätzlichen AFF nicht in Betracht kommt, wurden mögliche Betriebsbereiche sowie Betriebsgrenzen definiert. Im Sinne der Betriebsgrenzen zur Umsetzung einer zusätzlichen AFF sind sowohl die Bemessungsspannung am Ausgang des Umrichters als auch der Bemessungsstrom am Netzanschlusspunkt relevant.

Für die Entwicklung eines Konzeptes einer lastadaptiven Betriebsführung ist besonders der Teillastbereich des Netzpulsstromrichters maßgebend. Hier wird die Bemessungsleistung des Stromrichters nicht vollständig durch die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie ausgenutzt. Dies führt dazu, dass die verbleibende Stromrichterleistung zur Verbesserung der Netzspannungsqualität aufgewendet wird. Eine Priorisierung der aktiven Filterung von Spannungsunsymmetrien und der fünften bzw. siebenten Oberschwingungsspannungen erfolgt (auch in dieser Reihenfolge) durch ein lastadaptives Begrenzungsnetzwerk der für die U_{PCC} -Regelung verwendeten Stellgrößenbeschränkungsnetzwerke.

Eine tiefergehende Analyse des Teillastbetriebs eines Netzpulsstromrichters mit einer zusätzlichen AFF führt zu der Schlussfolgerung, dass das Erreichen der maximalen Umrichterausgangsspannung bei gleichzeitiger Einhaltung der maximalen Stromgrenzen kritisch für den Regelungsbetrieb ist. Die aus diesem kritischen Betriebsbereich resultierenden Probleme wurden ausführlich dargelegt. Um einer möglichen Reduzierung der erreichbaren Regelgüte in diesem Betriebsbereich entgegenzuwirken, wurde das neu entwickelte Konzept der lastadaptiven Begrenzungsregelung vorgestellt und messtechnisch unter Laborbedingungen untersucht. Wie die Messergebnisse zeigen, wird das Konzept der lastadaptiven Begrenzungsregelung validiert.

Sowohl die theoretischen Analysen als auch die messtechnischen Untersuchungen offenbaren, dass eine lastadaptive Betriebsführung zur sinnvollen Ausnutzung der Bemessungsgrenzen eines Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF unumgänglich ist. Dabei wird durch das vorgestellte Begrenzungskonzept sowohl der Betrieb eines Netzpulsstromrichters mit zusätzlicher AFF beim Erreichen des Bemessungsstroms als auch bei Erreichen der Bemessungsspannung gewährleistet. Insbesondere für den kritischen Bereich im Teillastbetrieb mit AFF, bei welchem die Grenzen der maximalen Umrichterausgangsspannung erreicht werden, wird durch das neu entwickelte Konzept der lastadaptiven Begrenzungsregelung ein Betrieb der EZA mit hoher Regelgüte sichergestellt.

5.4 Zusammenfassung und Bewertung der vorgestellten Aktiv-Filter Funktionalität für Netzpulsstromrichter

In diesem Kapitel wurde die regelungstechnische Umsetzung einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität (kurz: AFF) von Netzpulsstromrichtern in der dezentralen regenerativen Energieerzeugung thematisiert. Ausgehend von der Prämisse, dass die grundlegende Funktionalität des Netzpulsstromrichters, nämlich die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie, nicht durch die zusätzliche AFF beeinträchtigt werden soll, wurde ein Regelungskonzept mit Adaption des Lastzustandes einer regenerativen Energieerzeugungsanlage (kurz: EZA) entwickelt.

Eine gesamtheitliche Erhöhung der Leistungsqualität in einem durch dezentrale regenerative Energieerzeuger geprägten Verbundnetz kann einerseits durch eine aktive Filterung der Stromverläufe und andererseits durch eine aktive Filterung der Spannungsverläufe erreicht werden. Die für eine Vielzahl der regenerativen EZAs verwendeten Schaltungstopologien der für die Netzanbindung verwendeten Stromrichter ermöglichen grundsätzlich sowohl eine aktive Filterung der Stromverläufe als auch eine aktive Filterung der Spannungsverläufe. Neben einer Reduzierung der für die Umsetzung der AFF notwendigen Messsensoren bietet die aktive Filterung der Spannungsverläufe vor allem den Vorteil, dass keine detaillierten Kenntnisse zu der Struktur des öffentlichen Verbundnetzes, an den die EZA mit AFF angeschlossen wird, benötigt werden. Für eine aktive Filterung der Stromverläufe sind dahingegen entweder die Kenntnis der genauen Netzwerkstruktur oder die Platzierung zusätzlicher Messsensoren unumgänglich. Im Sinne des steten Netzausbaus und der zunehmenden Dezentralisierung der Energieerzeugung wurde daher in diesem Kapitel ein Regelungskonzept für die aktive Filterung der Unsymmetrien und niederfrequenten Oberschwingungen der Spannungen am Netzanschlusspunkt einer dezentralen EZA entwickelt.

Eine aktive Filterung der Netzanschlussspannungen wird durch eine gezielte Einspeisung von unsymmetrischen bzw. Oberschwingungsbehafteten Anschlussströmen durch die Regelung des Netzpulsstromrichters einer regenerativen EZA erreicht. Die geregelt eingespeisten Anschlussströme führen zu einem Spannungsabfall über der äquivalenten Netzimpedanz, welche phaseninvers zu der Spannungsvorbelastung ist. Dies führt zu einer vollständigen Kompensation bzw. Reduzierung der Spannungsunsymmetrien und -Oberschwingungen am Anschlusspunkt der EZA. Hierbei hängt das Kompensationsvermögen der EZA mit zusätzlicher AFF von (1) dem Lastzustand und (2) den Bemessungsgrößen des Netzpulsstromrichters der EZA sowie (3) den Netzimpedanzverhältnissen und (4) der Vorbelastung der Spannungsunsymmetrien und -Oberschwingungen am Netzanschlusspunkt ab. Durch eine der konventionellen spannungsorientierten Regelungsstruktur überlagerte Regelung der Anschlussspannung wird eine vollständige Kompensation bzw. Reduzierung der Spannungsunsymmetrien bzw. -Oberschwingungen unabhängig von den Phasenlagen der Spannungsvorbelastung erreicht. Damit erfüllt das neu entwickelte Regelungskonzept die Anforderungen an eine zusätzliche AFF zur Verbesserung der Spannungsqualität nach den aktuell gültigen Richtlinien des Netzanschlusses regenerativer

Energieerzeuger der FGW [202] und des VDE [203]. Die Erfüllung der genannten Richtlinien führt zu einer Aufhebung der Oberschwingungsgrenzwerte der betreffenden Spektralanteile der Anschlussströme der EZA mit AFF. Dadurch wird ein weiterhin regel- und normenkonformer Betrieb der EZA am öffentlichen Verbundnetz gewährleistet.

Das Regelungskonzept zur Umsetzung einer zusätzlichen AFF wird hier für die Netzanbindung einer regenerativen EZA an ein dreiphasiges Dreileiternetz beschrieben. Durch entsprechende Modifikationen der grundlegenden spannungsorientierten Regelungsstruktur des für die Netzanbindung verwendeten Stromrichters ist es darüber hinaus möglich, die Regelung der Anschlussspannungen auf dreiphasige Vierleiternetze oder einphasige Netzanschlüsse anzuwenden.

In Abgrenzung zu den bisher in der Fachliteratur beschriebenen Regelungsverfahren zur Umsetzung einer zusätzlichen AFF, sei es mit dem Ziel eine Qualitätsverbesserung der Anschlussströme oder der Anschlussspannungen zu erreichen, wird durch das hier entwickelte Regelungskonzept ein geschlossener Lösungsansatz für die Problematik einer lastadaptiven Betriebsführung eines Netzpulsstromrichter mit zusätzlicher mit AFF vorgestellt. Für die Entwicklung des Regelverfahrens werden alle theoretisch möglichen Betriebsbereiche des multifunktionalen Stromrichters berücksichtigt. Das entwickelte Konzept der lastadaptiven Betriebsführung gewährleistet eine hohe Kompensationsgüte der zusätzlichen AFF, insbesondere auch für den kritischen Betrieb eines Netzpulsstromrichters im Teillastbereich. In den genannten Punkten liegt der Hauptanteil der wissenschaftlichen Beiträge dieses Kapitels.

Die Regelung der Anschlussspannungen wurde in eine konventionelle spannungsorientierte Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters eingefügt. Daher wird eine Übertragbarkeit dieses Regelungskonzepts auf bereits industriell erprobte Stromrichtersysteme sichergestellt. Des Weiteren erfolgte die Entwicklung, Auslegung und Umsetzung der lastadaptiven PI-basierten Regelung der Anschlussspannung durch analytische Betrachtungen. Dies ermöglicht eine einfache Anpassung der Regelung auf veränderte Systemparameter. Die gesamte Regelungsstruktur wurde modular aufgebaut, d.h. einzelne, für die Umsetzung der Gesamtregelung notwendige Regelungsblöcke (wie z.B. die Detektion der Oberschwingungen, die Kompensation der Messverzögerungen, etc.) können ggf. ausgetauscht bzw. auf veränderte Randbedingungen angepasst werden. In der ausnahmslos analytischen Entwicklung, Ausarbeitung und Implementierung des Konzeptes der PI-basierten Regelung der Anschlussspannung zur Realisierung einer zusätzlichen AFF eines Netzpulsstromrichters liegt ein weiterer wesentlicher wissenschaftlicher Beitrag dieses Kapitels.

6 Zusammenfassung, Schlussfolgerungen und Ausblick

6.1 Zusammenfassung und Schlussfolgerung

Im Rahmen dieser Arbeit wurde eine netzadaptive Regelung mit einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität für den Netzpulsstromrichter einer regenerativen Energieerzeugungsanlage vorgestellt, entwickelt und untersucht. Das Ziel der netzadaptiven Regelung des Netzpulsstromrichters mit netzseitigem LCL-Filter ist es eine dynamische und stabile Einspeisung regenerativ erzeugter Energie über einen möglichst weiten Bereich variierender Netzimpedanzen zu gewährleisten. Die zusätzliche Aktiv-Filter Funktionalität des Netzpulsstromrichters zielt auf eine Erhöhung der Spannungsqualität am Netzanschlusspunkt der dezentralen Energieerzeugungsanlage ab, ohne dabei die grundsätzliche Funktion, nämlich die Einspeisung regenerativ erzeugter Energie, zu beeinflussen. Genauer ermöglicht die zusätzliche Aktiv-Filter Funktionalität eine Reduzierung bzw. vollständige Kompensation von Spannungsunsymmetrien und niederfrequenten Spannungsüberschwingungen.

Die Entwicklung der netzadaptiven Regelung sowie der Aktiv-Filter Funktionalität wurde in der vorliegenden Arbeit in drei Themenschwerpunkte untergliedert. Diese sind: (1) Die Detektion der ohmsch-induktiven Netzimpedanz, (2) die netzadaptive Regelung und (3) die lastadaptive Aktiv-Filter Funktionalität zur Verbesserung der Netzspannungsqualität durch den Netzpulsstromrichter.

Für die Bestimmung der äquivalenten Netzparameter kommen zwei unterschiedliche Detektionsverfahren zur Anwendung. Zum einen wird die Netzimpedanz mittels der Einspeisung eines interharmonischen Oberschwingungsstromes gemessen. Zum anderen wird die Netzimpedanz unter Verwendung eines Erweiterten Kalman-Filters geschätzt. Die Untersuchungen dieser beiden Detektionsverfahren haben gezeigt, dass sich die Messung der Netzimpedanz durch eine hohe Detektionsgenauigkeit auszeichnet, wohingegen die Schätzung der Netzimpedanz eine hohe Detektionsdynamik aufzeigt. Dieses Erkenntnis führt auf die Ableitung eines aus Messung und Schätzung kombinierten Identifikationskonzeptes der äquivalenten Netzparameter. Vor allem die messtechnischen Untersuchungen offenbaren, dass durch das neu entwickelte kombinierte Identifikationsverfahren eine hohe Detektionsgüte der Netzparameter in Echtzeit bei gleichzeitig minimaler Systemanregung erreicht wird.

Das kombinierte Identifikationskonzept bildet die Basis für die Entwicklung einer netzadaptiven Regelung eines Netzpulsstromrichters mit netzseitigem LCL-Filter. Auf Grundlage der Modellierung der relevanten Streckendynamiken in einem rotierenden Koordinatensystem wird ein zeitdiskretes Stromregelkonzept mit einer idealerweise vollständigen Entkopplung der nieder- und hochfrequenten Verkopplungsdynamiken von LCL-Filtern entworfen. Die netzadaptive Regelung basiert auf einer komplexwertigen Stromregelung

der äquivalenten L-Filterdynamik eines LCL-Filters und einer aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz durch eine komplexwertige und frequenzselektive Sollwertfilterung. Durch eine vollständig analytische Reglerauslegung wird dabei eine Adaption variierender Netzparameter ermöglicht. Sowohl die theoretischen als auch die messtechnischen Analysen des netzadaptiven Regelungskonzeptes zeigen, dass durch die Adaption veränderlicher Netzparameter nicht nur der Stabilitätsbereich netzgebundener Stromrichter erhöht wird, sondern auch eine hohe Regelungsgüte und Regelungsdynamik über einen weiten Bereich variierender Netzbedingungen gewährleistet wird.

Darüber hinaus wurde ein lastadaptives Regelungskonzept für die Umsetzung einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität entwickelt. Die aktive Filterung der Spannungen am Netzanschlusspunkt einer dezentralen Energieerzeugungsanlage basiert auf der Spannungsregelung von Unsymmetrien sowie niederfrequenten Oberschwingungen und wird der konventionellen spannungsorientierten Regelungsstruktur eines Netzpulsstromrichters überlagert. Die Adaption variierender Lastzustände wird einerseits durch eine Priorisierung der Regelungsbegrenzung der Spannungsregler und andererseits durch einen neu entwickelten Begrenzungsregler erreicht. Die Regelung der Anschlussspannungen führt zu einer Verbesserung der Spannungsqualität in Abhängigkeit des Betriebszustandes des Netzpulsstromrichters einer Energieerzeugungsanlage und der vorherrschenden Netzbedingungen.

Der fortschreitende Ausbau sowie die zunehmende Dezentralisierung regenerativer Energieerzeugungsanlagen bei einem gleichzeitigen Rückbau zentraler sowie konventionell betriebener Energieerzeugungskraftwerke verlangt eine optimale Ausnutzung der bestehenden Netzwerkstrukturen. Neben einer Reduzierung der dafür aufzuwendenden Gesamtkosten tritt dabei insbesondere die Gewährleistung einer minimalen Energie- bzw. Versorgungsspannungsqualität in den Fokus der Betrachtungen. Das neu entwickelte netzadaptive Regelungskonzept mit einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität kann für die Sicherstellung der Energiequalität eine zentrale Rolle einnehmen. Die Vielzahl der an das öffentliche Verbundnetz angeschlossenen regenerativen Energieerzeugungsanlagen kann dabei lediglich durch eine Erweiterung ihrer Regelungsstrukturen um die hier beschriebene netzadaptive Regelung mit zusätzlicher Aktiv-Filter Funktionalität einen entscheidenden Beitrag leisten. Neben einer Erhöhung des Stabilitäts- und Betriebsbereiches gegenüber variierenden Netzimpedanzverhältnissen durch die netzadaptive Regelung kann zudem eine hohe Netzspannungsqualität durch die zusätzliche Aktiv-Filter Funktionalität gewährleistet werden. Dafür ist keine Modifikation der leistungstragenden elektrischen bzw. elektronischen Bauteilkomponenten der Energieerzeugungsanlagen notwendig. Eine direkte finanzielle Vergütung einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität von regenerativen Energieerzeugungsanlagen ist zurzeit nicht vorgesehen. Die beschriebenen Zusammenhänge offenbaren indes, dass zukünftig die Forderung zur Gewährleistung einer minimalen Spannungsqualität durchaus zu einer gewinnbringenden und lukrativen finanziellen Vergütung einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität von Energieerzeugungsanlagen führen kann.

6.2 Ausblick

In dieser Arbeit wurde ein geschlossenes Regelungskonzept für die Adaption variierender Netzimpedanzverhältnisse und die Umsetzung einer zusätzlichen lastadaptiven Aktiv-Filter Funktionalität vorgestellt und messtechnisch validiert. Dennoch offenbaren die vorgestellten Untersuchungen Potenziale für etwaige Weiterentwicklungen bzw. Möglichkeiten alternative Lösungswege anzuwenden. Nachfolgend wird ein Ausblick zu diesen Punkten gegeben.

Im dritten Kapitel dieser Arbeit wurde die Schätzung der äquivalenten Netzparameter mittels eines Erweiterten Kalman-Filters (kurz: EKF) diskutiert. Für die Ableitung des Schätzproblems werden ohmsch-induktive Netzverhältnisse angenommen. Es ist möglich die Parameterschätzung auf ohmsch-induktiv-kapazitive Netzverhältnisse zu übertragen. Zudem werden die Analysen des EKFs unter Berücksichtigung eines einzelnen an einem zentralen Netzanschlusspunkt angeschlossenen Umrichtersystems durchgeführt. Die Erweiterung der Betrachtungen auf parallel an einen Netzanschlusspunkt angebundene Umrichtersysteme birgt ein weiteres Potenzial für mögliche Weiterentwicklungen. Ferner sind alternative Verfahren, wie der Sigma-Punkt Kalman-Filter [244] oder der Partikel-Filter [245], weitere vielversprechende Ansätze für die Schätzung der äquivalenten Netzparameter.

Im vierten Kapitel wurde das netzadaptive Regelungskonzept vorgestellt. Der Regelungsentwurf basiert auf einer ausschließlich zeitdiskreten Modellierung der relevanten Streckendynamiken. Für die Modellbildung der Abtastung, Rechenverzögerung und PWM-Aktualisierung wird einzig das Großsignalübertragungsverhalten berücksichtigt. Ein weiterführender Ansatz wäre hierbei, das von der Modulationsfunktion und dem Modulationsgrad abhängige Kleinsignalübertragungsverhalten zu berücksichtigen. Ansätze für die Modellierung des Kleinsignalübertragungsverhaltens verschiedener PWM Verfahren sind in [141] dargestellt. Die Analysen des Einflusses einer variierenden Netzimpedanz auf das neu entwickelte zeitdiskrete Stromregelungskonzept beruhen auf einer Robustheitsuntersuchung gegenüber variierenden ohmsch-induktiven Netzparametern. Die Untersuchungen könnten alternativ durch eine Modellierung der Eingangsimpedanz eines Netzpulsstromrichters mit netzseitigem LCL-Filter in Abhängigkeit der Regelungseinstellungen [163;165] durchgeführt werden. Dieser Ansatz hätte den Vorteil, dass eine Stabilitätsanalyse über die Pulsfrequenz des Netzpulsstromrichters hinaus durchführbar wäre [14]. Die vorgestellte netzadaptive Regelung basiert auf einer komplexwertigen Stromregelung der äquivalenten L-Filterdynamik eines LCL-Filters sowie einer komplexwertigen aktiven Dämpfung der LCL-Filterresonanz durch eine Sollwertfilterung. In einer Erweiterung der Betrachtungen auf alternative indirekte Stromregelungsverfahren, wie z.B. dem vielversprechenden Ansatz der PI-Zustandsregelung [188], liegt ein weiteres Potenzial für Weiterentwicklungen.

Im fünften Kapitel wurde die zusätzliche Aktiv-Filter Funktionalität vorgestellt. Eine weiterführende Analyse der Auswirkungen der Aktiv-Filter Funktionalität auf die Bauteil-

komponenten und das elektrische Betriebsverhalten eines Netzpulsstromrichters wird hierbei in Hinblick auf die Übersichtlichkeit der Analysen nicht durchgeführt. In der Fachliteratur gibt es hierfür bereits verschiedene Ansätze, die ebendiese Auswirkungen beschreiben. In [246] werden z.B. die Auswirkungen einer zusätzlichen Aktiv-Filter Funktionalität auf den Verlauf der Zwischenkreisspannung in Abhängigkeit der Zwischenkreisauslegung beschrieben. Ferner werden beispielsweise in [247] die Auswirkungen einer Aktiv-Filter Funktionalität auf die Festlegung der Bemessungsscheinleistung, die elektrische Bauteil-auslegung und die verwendeten Leistungshalbleiter eines Stromrichters diskutiert. Es ist möglich die in diesen Beiträgen vorgestellten Analysen auf die hier beschriebene Aktiv-Filter Funktionalität zu übertragen. In der analytischen Betrachtung sowie einer zusätzlichen messtechnischen Validierung des Einflusses der Aktiv-Filter Funktionalität auf die Bauteilkomponenten und das elektrische Betriebsverhalten eines Netzpulsstromrichters liegt eine Möglichkeit für weiterführende Untersuchungen.

In [248] wird die Einbindung von Aktiv-Filtern zur Verbesserung der Spannungsqualität in öffentliche Verbundnetze kritisch diskutiert. Genauer wird dort der sogenannte „*Whack-a-mole*“ Effekt in Verbindung mit dem Übertragungsverhalten von Leitungen vorgestellt. Dabei kann es in Abhängigkeit der Leitungsparameter und dem daraus resultierenden Übertragungsverhalten von elektrisch langen Leitungen zu einer ortsabhängigen Verstärkung von Oberschwingungsspannungen im öffentlichen Verbundnetz durch die aktive Filterung der Netzspannungen kommen. Dieser negative Effekt wird auch in [249] für die Netzanbindung mehrerer parallel geschalteter Netzpulsstromrichter mit zusätzlicher Aktiv-Filter Funktionalität beschrieben. Die Analysen nach [248] zeigen, dass die in der vorliegenden Arbeit durchgeführten Untersuchungen zur Aktiv-Filter Funktionalität von Netzpulsstromrichtern ihre uneingeschränkte Gültigkeit für die Netzanbindung der Energieerzeugungsanlagen über elektrisch kurze Leitungen beibehalten. Die Anbindung von Netzpulsstromrichtern mit zusätzlicher Aktiv-Filter Funktionalität an das elektrische Verbundnetz über elektrisch lange Leitungen kann Bestandteil weiterer Analysen sein.

7 Literaturverzeichnis

- [1] B. K. Bose, "Global Energy Scenario and Impact of Power Electronics in 21st Century," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2638-2651, July 2013.
- [2] F. Blaabjerg and K. Ma, "Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 1, no. 3, pp. 139-152, Sept. 2013.
- [3] M. Liserre, T. Sauter, and J. Y. Hung, "Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid Through Industrial Electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 4, no. 1, pp. 18-37, Mar. 2010.
- [4] P. K. Steimer, "Power electronics, a key technology for future more electrical energy systems," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2009, pp. 1161-1165.
- [5] 50Hertz Transmisson GmbH / Amprion GmbH / Tennet T50 GmbH / TransnetBW GmbH, "Netzentwicklungsplan Strom 2013 - Zweiter Entwurf der Übertragungsnetzbetreiber," www.netzentwicklungsplan.de/content/netzentwicklungsplan-2013-zweiter-entwurf, Stand: 28-1-2014.
- [6] Bundesministerium für Umwelt, Naturschutz Bau und Reaktorsicherheit, "Langfristszenarien und Strategien für den Ausbau der erneuerbaren Energien in Deutschland bei Berücksichtigung der Entwicklung in Europa und global," www.erneuerbare-energien.de/unsere-service/parl-vorgaenge, Stand: 28-1-2014.
- [7] A. M. Azmy and I. Erlich, "Impact of distributed generation on the stability of electrical power system," in *Proc. of IEEE Power Eng. Soc. General Meeting*, 2005, pp. 1056-1063.
- [8] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 263-272, Jan. 2006.
- [9] J. Sun and K. J. Karimi, "Small-signal input impedance modeling of line-frequency rectifiers," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 44, no. 4, pp. 1489-1497, Oct. 2008.
- [10] J. L. Agorreta, M. Borrega, J. Lopez, and L. Marroyo, "Modeling and Control of N-Paralleled Grid-Connected Inverters With LCL Filter Coupled Due to Grid Impedance in PV Plants," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 770-785, Mar. 2011.
- [11] J. H. R. Enslin and P. J. M. Heskes, "Harmonic interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1586-1593, Nov. 2004.
- [12] Y. A. R. Mohamed, "Mitigation of Converter-Grid Resonance, Grid-Induced Distortion, and Parametric Instabilities in Converter-Based Distributed Generation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 3, pp. 983-996, Mar. 2011.
- [13] J. Sun, "Small-Signal Methods for AC Distributed Power Systems - A Review," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 11, pp. 2545-2554, Nov. 2009.

-
- [14] J. Sun, "Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3075-3078, Nov.2011.
- [15] H. Xu, J. Hu, and Y. He, "Operation of Wind-Turbine-Driven DFIG Systems Under Distorted Grid Voltage Conditions: Analysis and Experimental Validations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 5, pp. 2354-2366, May2012.
- [16] S. Cobreces, E. Bueno, F. J. Rodriguez, F. Huerta, and P. Rodriguez, "Influence analysis of the effects of an inductive-resistive weak grid over L and LCL filter current hysteresis controllers," in *Proc. of Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 2007, pp. 1-10.
- [17] J. R. Massing, M. Stefanello, H. A. Grundling, and H. Pinheiro, "Adaptive Current Control for Grid-Connected Converters With LCL Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 12, pp. 4681-4693, Dec.2012.
- [18] Y. A. R. Mohamed, M. Rahman, and R. Seethapathy, "Robust Line-Voltage Sensorless Control and Synchronization of LCL -Filtered Distributed Generation Inverters for High Power Quality Grid Connection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 87-98, Jan.2012.
- [19] A. Tarkiainen, R. Pollanen, M. Niemela, and J. Pyrhonen, "Identification of grid impedance for purposes of voltage feedback active filtering," *IEEE Power Electron. Lett.*, vol. 2, no. 1, pp. 6-10, Mar.2004.
- [20] E. Acha, *Power Electronic Control in Electrical Systems*, Newnes, 2002.
- [21] V. Crastan, *Elektrische Energieversorgung 1: Netzelemente, Modellierung, stationäres Verhalten, Bemessung, Schalt- und Schutztechnik*, Springer, 2007.
- [22] V. Crastan, *Elektrische Energieversorgung 2: Energie- und Elektrizitätswirtschaft, Kraftwerktechnik, alternative Stromerzeugung, Dynamik, Regelung und Stabilität, Betriebsplanung und -führung*, Springer, 2009.
- [23] T. van Cutsem and C. Vournas, *Voltage Stability of Electric Power Systems*, Kluwer Int., 1998.
- [24] K. Heuck, K. D. Dettmann, and D. Schulz, *Elektrische Energieversorgung*, 7. Auflage, Vieweg, 2007.
- [25] SW Kiel Netz GmbH, "Jahreshöchstlast und Lastverlauf als 1/4h-Leistungsmittelwert 2011," www.swkiel-netz.de/pdf/swkielnetzgbmh/netzlasten/, Stand: 26-1-2014.
- [26] D. Schulz, *Netzurückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung: Nach DIN VDE 0838, DIN VDE 0839 und den VDEW-Richtlinien mit Simulationsbeispielen in Simplorer und Messbeispielen von netzgekoppelten Photovoltaik- und Windkraftanlagen*, VDE Verlag GmbH, 2004.
- [27] M. H. W. Hoffmann, *Hochfrequenztechnik: Ein Systemtheoretischer Zugang*, Springer, 1997.
- [28] L. Constantinescu-Simon, *Handbuch elektrische Energietechnik: Grundlagen, Anwendungen*, Vieweg, 1996.
- [29] W. Gawlik, "Gegenseitige Beeinflussung zentraler Oberschwingungskompensatoren", Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 2004.
- [30] G. Krost, "Frequenzabhängige Impedanzen von Verbrauchern in Nieder- und Mittelspannungsnetzen", Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, 1983.

-
- [31] E. Fuchs and M. A. S. Masoum, *Power Quality in Power Systems and Electrical Machines*, Elsevier, 2011.
- [32] B. Valov, "Auslegungskonzept des Netzanschlusses von PV-Kraftwerken zwecks Spannungsstabilisierung und voller Nutzung der Netzkapazität," in *Proc. of 24. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein*, 2009.
- [33] A. Knop and F. W. Fuchs, "High frequency grid impedance analysis by current injection," in *Proc. of 35th Annu. Conf. of IEEE Ind. Electron.*, 2009, pp. 536-541.
- [34] M. Sigle, L. Wenqing, and K. Dostert, "On the impedance of the low-voltage distribution grid at frequencies up to 500 kHz," in *Proc. of 16th IEEE Symp. on Power Line Commun. and Its Appl.*, 2012, pp. 30-34.
- [35] Z. Staroszczyk, "Impedance in voltage-current relations description of the power system PCC - experimental investigations of the accuracy of the LTI system model," in *Proc. of 10th Int. Conf. on Elect. Power Quality and Utilisation*, 2009, pp. 1-6.
- [36] E. Balzer, H. Borcherdig, and H. Grabe, "Messung der Netzimpedanz im Frequenzbereich bis 20 kHz und Analyse der Oberschwingungen," in *Proc. of Internationale Fachmesse und Kongress für Elektromagnetische Verträglichkeit*, 2010, pp. 511-518.
- [37] C. Wessels, R. Lohde, and F. W. Fuchs, "Transformer based voltage sag generator to perform LVRT and HVRT tests in the laboratory," in *Proc. of 14th Int. Power Electron. and Motion Control Conf.*, 2010, p. T11-T18.
- [38] F. W. Fuchs, F. Gebhardt, N. Hoffmann, A. Knop, R. Lohde, J. Reese, and C. Wessels, "Research laboratory for grid integration of distributed renewable energy resources - design and realization -," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2012, pp. 1974-1981.
- [39] A. Knop, "Entwicklung eines schnelltaktenden Stromrichters für die Netzimpedanzanalyse im Frequenzbereich bis 10 kHz", Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2013.
- [40] DEWETRON elektronische Messgeraete Ges.m.b.H., "Dewe-2010 Technical reference manual," http://download.dewetron.com/_media/files/products/dewe-2xxx/dewe-201x/manuals/english/lowres/dewe-2010_212e.pdf, Stand: 30-1-2014.
- [41] J. R. Raol, G. Girija, and J. Singh, *Modelling and Parameter Estimation of Dynamic Systems*, IEE control engineering series, 2004.
- [42] R. Isermann and M. Münchhof, *Identification of Dynamic Systems: An Introduction with Applications*, Springer, 2011.
- [43] M. Meyer, "Experimentelle Bestimmung der frequenzabhängigen Quellenimpedanz im Niederspannungsnetz", Dissertation, Eidgenössische Technische Hochschule Zürich, 1988.
- [44] P. Schwaegerl, "Methoden und Verfahren zur meßtechnischen Bestimmung des Netzäquivalents", Dissertation, Technische Universität Dresden, 2002.
- [45] VDN - Verband der Netzbetreiber, "Technische Regeln zur Beurteilung von Netzzrückwirkungen," Frankfurt a.M., 2007.
- [46] M. J. Bridgeman, R. E. Morrison, and S. B. Tenakoon, "Measurement of harmonic impedance on an LV system utilising power capacitor switching and consequent predictions of capacitor induced harmonic distortion," in *Proc. of 8th Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power*, 1998, pp. 1141-1145.

- [47] M. M. Forti and L. M. Millanta, "Power-line impedance and the origin of the low-frequency oscillatory transients," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 32, no. 2, pp. 87-97, May 1990.
- [48] A. A. Girgis and R. B. McManis, "Frequency domain techniques for modeling distribution or transmission networks using capacitor switching induced transients," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 4, no. 3, pp. 1882-1890, July 1989.
- [49] Z. Staroszczyk, "A method for real-time, wide-band identification of the source impedance in power systems," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 54, no. 1, pp. 377-385, Feb. 2005.
- [50] M. Sumner, B. Palethorpe, and D. W. P. Thomas, "Impedance measurement for improved power quality-Part 1: the measurement technique," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 1442-1448, July 2004.
- [51] M. Sumner, D. W. P. Thomas, A. Abusorrah, and P. Zanchetta, "Power System Impedance Estimation for Improved Active Filter Control, using Continuous Wavelet Transforms," in *Proc. of IEEE Transmission and Distribution Conf. and Exhibition*, 2006, pp. 653-658.
- [52] M. Sumner, A. Abusorrah, D. Thomas, and P. Zanchetta, "Improved Power Quality Control and Intelligent Protection for Grid Connected Power Electronic Converters, using Real Time Parameter Estimation," in *Proc. of 41st Annu. Meeting Ind. Appl. Conf.*, 2006, pp. 1709-1715.
- [53] J. Xie, Y. X. Feng, and N. Krap, "Network Impedance Measurements for Three-phase High-voltage Power Systems," in *Proc. of Asia-Pacific Power and Energy Eng. Conf.*, 2010, pp. 1-5.
- [54] M. Sumner, B. Palethorpe, and D. W. P. Thomas, "Impedance measurement for improved power quality-Part 2: a new technique for stand-alone active shunt filter control," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 19, no. 3, pp. 1457-1463, July 2004.
- [55] M. Cespedes and J. Sun, "Online grid impedance identification for adaptive control of grid-connected inverters," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2012, pp. 914-921.
- [56] P. Clarkson, P. S. Wright, A. J. Wheaton, and J. H. Belliss, "Power Source Impedance Measurement System for Testing Compliance With IEC 61000-3-3," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 60, no. 7, pp. 2320-2326, July 2011.
- [57] J. Huang, K. A. Corzine, and M. Belkhat, "Small-Signal Impedance Measurement of Power-Electronics-Based AC Power Systems Using Line-to-Line Current Injection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 445-455, Feb. 2009.
- [58] M. Jordan, H. Langkowski, D. T. Thanh, and D. Schulz, "Frequency dependent grid-impedance determination with pulse-width-modulation-signals," in *Proc. of 7th Int. Conf.-Workshop Compatibility and Power Electron.*, 2011, pp. 131-136.
- [59] A. De Oliveira, J. C. De Oliveira, J. W. Resende, and M. S. Miskulin, "Practical approaches for AC system harmonic impedance measurements," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 6, no. 4, pp. 1721-1726, Oct. 1991.
- [60] M. Liserre, F. Blaabjerg, and R. Teodorescu, "Grid Impedance Estimation via Excitation of LCL-Filter Resonance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1401-1407, Sept. 2007.

-
- [61] H. Gu, X. Guo, D. Wang, and W. Wu, "Real-time grid impedance estimation technique for grid-connected power converters," in *Proc. of IEEE Int. Symp. on Ind. Electron.*, 2012, pp. 1621-1626.
- [62] A. Knop and F. W. Fuchs, "High frequency grid impedance analysis with three-phase converter and FPGA based tolerance band controller," in *Proc. of Compatibility and Power Electron.*, 2009, pp. 286-291.
- [63] J. P. Rhode, A. W. Kelley, and M. E. Baran, "Line impedance measurement: a nondisruptive wideband technique," in *Proc. of 30th Annu. Meeting Ind. Appl. Conf.*, 1995, pp. 2233-2240.
- [64] J. P. Rhode, A. W. Kelley, and M. E. Baran, "Complete characterization of utilization-voltage power system impedance using wideband measurement," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 6, pp. 1472-1479, Nov.1997.
- [65] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "A new method of on-line grid impedance estimation for PV inverter," in *Proc. of 19th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition*, 2004, pp. 1527-1533.
- [66] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "On-line grid impedance estimation based on harmonic injection for grid-connected PV inverter," in *Proc. of IEEE Symp. on Ind. Electron.*, 2007, pp. 2437-2442.
- [67] A. Moallem, D. Yazdani, A. Bakhshai, and P. Jain, "Frequency domain identification of the utility grid parameters for distributed power generation systems," in *Proc. of 26th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition*, 2011, pp. 965-969.
- [68] R. Petrella, A. Revelant, and P. Stocco, "Advances on inter-harmonic variable-frequency injection-based grid-impedance estimation methods suitable for PV inverters," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2009, pp. 1173-1179.
- [69] D. D. Reigosa, F. Briz, C. B. Charro, P. Garcia, and J. M. Guerrero, "Active Islanding Detection Using High-Frequency Signal Injection," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 5, pp. 1588-1597, Sept.2012.
- [70] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, S. Hansen, and P. Thogersen, "Adaptive Compensation of Reactive Power With Shunt Active Power Filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 3, pp. 867-877, May2008.
- [71] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, P. Rodriguez, A. Timbus, and F. Blaabjerg, "Online grid impedance estimation for single-phase grid-connected systems using PQ variations," in *Proc. of IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2007, pp. 2306-2312.
- [72] M. Ciobotaru, V. Agelidis, and R. Teodorescu, "Line impedance estimation using model based identification technique," in *Proc. of 14th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 2011, pp. 1-9.
- [73] A. V. Timbus, P. Rodriguez, R. Teodorescu, and M. Ciobotaru, "Line Impedance Estimation Using Active and Reactive Power Variations," in *Proc. of IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2007, pp. 1273-1279.
- [74] A. V. Timbus, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid Impedance Identification Based on Active Power Variations and Grid Voltage Control," in *Proc. of 42nd Annu. Meeting Ind. Appl. Conf.*, 2007, pp. 949-954.

- [75] S. Cobreces, F. Huerta, D. Pizarro, F. J. Rodriguez, and E. J. Bueno, "Three-phase power system parametric identification based on complex-space recursive least squares," in *Proc. of IEEE Symp. on Intell. Signal Process.*, 2007, pp. 1-6.
- [76] S. Cobreces, E. J. Bueno, D. Pizarro, F. J. Rodriguez, and F. Huerta, "Grid Impedance Monitoring System for Distributed Power Generation Electronic Interfaces," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 58, no. 9, pp. 3112-3121, Sept.2009.
- [77] S. J. S. Tsai and K. H. Wong, "On-line estimation of thevenin equivalent with varying system states," in *Proc. of Power and Energy Soc. General Meeting - Conversion and Del. of Elect. Energy in the 21st Century*, 2008, pp. 1-7.
- [78] J. Yang, T. Chen, and M. Wu, "Online impedance matrix estimation of interconnected power systems," in *Proc. of IEEE Elect. Power & Energy Conf.*, 2009, pp. 1-5.
- [79] M. Tsukamoto, I. Kouda, Y. Nasuda, Y. Minowa, and S. Nishimura, "Advanced method to identify harmonics characteristic between utility grid and harmonic current sources," in *Proc. of 8th Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power*, 1998, pp. 419-425.
- [80] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "Implementation and Test of an Online Embedded Grid Impedance Estimation Technique for PV Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1136-1144, Aug.2005.
- [81] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "A digital controlled PV-inverter with grid impedance estimation for ENS detection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1480-1490, Nov.2005.
- [82] D. Reigosa, F. Briz, C. Blanco, P. Garcia, and J. Manuel Guerrero, "Active Islanding Detection for Multiple Parallel-Connected Inverter-Based Distributed Generators Using High-Frequency Signal Injection," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1192-1199, Mar.2014.
- [83] A. V. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "Online grid impedance measurement suitable for multiple PV inverters running in parallel," in *Proc. of 21st Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition*, 2006, p. 5.
- [84] A. V. Timbus, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "ENS detection algorithm and its implementation for PV inverters," *IEE Proc. Elect. Power Appl.*, vol. 153, no. 2, pp. 206-212, Mar.2006.
- [85] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Evaluation of harmonic detection methods for active power filter applications," in *Proc. of 20th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition*, 2005, pp. 635-641.
- [86] A. Testa, M. F. Akram, R. Burch, G. Carpinelli, G. Chang, V. Dinavahi, C. Hatziadoniu, W. M. Grady, E. Gunther, M. Halpin, P. Lehn, Y. Liu, R. Langella, M. Lowenstein, A. Medina, T. Ortmeier, S. Ranade, P. Ribeiro, N. Watson, J. Wikston, and W. Xu, "Interharmonics: Theory and Modeling," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 4, pp. 2335-2348, Oct.2007.
- [87] Energie-Control GmbH, "Technische und organisatorische Regeln für Betreiber und Benutzer von Netzen - Teil D: Besondere technische Regeln - Hauptabschnitt D3: Tonfrequenz-Rundsteuerung, Empfehlung zur Vermeidung unzulässiger Rückwirkungen," Ver. 2.1, 2006.
- [88] CENELEC - Europäisches Komitee für Elektrotechnische Normung, "EN 50160 - Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen," 2007.

-
- [89] IEC - International Electrotechnical Commission, "IEC 61000-2-2 International Standard - Electromagnetic compatibility (EMC) Pt. 2-2: Environment - Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems," 2003.
- [90] W. Michalik, *Anwendung moderner Verfahren zur Parameterbestimmung an Asynchronmaschinen*, Habilitationsschrift, Technische Universität Dresden, 2003.
- [91] B. K. Bose, "High performance control and estimation in AC drives," in *Proc. of 23rd Int. Conf. on Ind. Electron., Control and Instrumentation*, 1997, pp. 377-385.
- [92] T. Kataoka, S. Toda, and Y. Sato, "On-line estimation of induction motor parameters by extended Kalman filter," in *Proc. of 5th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 1993, pp. 325-329.
- [93] L. Loron and G. Laliberte, "Application of the extended Kalman filter to parameters estimation of induction motors," in *Proc. of 5th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 1993, pp. 85-90.
- [94] L. Salvatore and S. Stasi, "Application of EKF to parameter and state estimation of PMSM drive," *IEE Proc. Elect. Power Appl.*, vol. 139, no. 3, pp. 155-164, May 1992.
- [95] L.-C. Zai, C. L. DeMarco, and T. A. Lipo, "An extended Kalman filter approach to rotor time constant measurement in PWM induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, pp. 96-104, Jan. 1992.
- [96] S. Beineke, F. Schutte, and H. Grotstollen, "Online identification of nonlinear mechanics using extended Kalman filters with basis function networks," in *Proc. of 23rd Conf. on Ind. Electron., Control and Instrumentation*, 1997, pp. 316-321.
- [97] S. Beineke, "Online-Schätzung von mechanischen Parametern, Kennlinien und Zustandsgrößen geregelter elektrischer Antriebe", Dissertation, Universität Paderborn, 1999.
- [98] G. Welch and G. Bishop, *An Introduction to the Kalman Filter*, University of North Carolina, 2001.
- [99] W. S. Levine, *The Control Handbook*, 2 ed., CRC-Press, 1996.
- [100] J. Lunze, *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*, 8. Auflage, Springer, 2008.
- [101] E. K. Babacan, L. Ozbek, and M. Efe, "Stability of the Extended Kalman Filter When the States are Constrained," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 53, no. 11, pp. 2707-2711, Dec. 2008.
- [102] ETG-Task-Force Versorgungsqualität, *VDE-Analyse: Versorgungsqualität im deutschen Stromversorgungsnetz*, Energietechnische Gesellschaft im VDE (ETG), 2006.
- [103] A. Tarkiainen, "Power quality improving with virtual flux-based voltage source line converter", Dissertation, Lappeenranta University of Technology, 2005.
- [104] R. K. Mehra, "On the identification of variances and adaptive Kalman filtering," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 15, no. 2, pp. 175-184, Apr. 1970.
- [105] S. Bolognani, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1741-1747, Nov. 2003.

- [106] S. Beineke and H. Wertz, "Design of extended Kalman filters for high performance position control of electrical drives," in *Proc. of IEEE/ASME Int. Conf. on Advanced Intell. Mechatronics*, 1999, pp. 209-214.
- [107] U. Kiencke, M. Schwarz, and T. Weickert, *Signalverarbeitung: Zeit-Frequenz-Analyse und Schätzverfahren*, Oldenbourg Wissensch.Vlg, 2008.
- [108] M. Boutayeb, H. Rafaralahy, and M. Darouach, "Convergence analysis of the extended Kalman filter used as an observer for nonlinear deterministic discrete-time systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 42, no. 4, pp. 581-586, Apr.1997.
- [109] R. Dittmar and B.-M. Pfeiffer, *Modellbasierte prädiktive Regelung: Eine Einführung für Ingenieure*, Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2004.
- [110] N. Hoffmann, M. Hempel, M. C. Harke, and F. W. Fuchs, "Observer-based grid voltage disturbance rejection for grid connected voltage source PWM converters with line side LCL filters," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2012, pp. 69-76.
- [111] M. J. B. Ghorbal, W. Ghzaïel, I. Slama-Belkhdja, and J. M. Guerrero, "Online detection and estimation of grid impedance variation for Distributed Power Generation," in *Proc. of 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conf.*, 2012, pp. 555-560.
- [112] R. Isermann, *Digitale Regelsysteme: Band 2: Stochastische Regelungen, Mehrgrößenregelungen, Adaptive Regelungen, Anwendungen*, 2. Auflage, Springer, 1987.
- [113] H. Unbehauen, *Regelungstechnik III: Identifikation, Adaption, Optimierung*, 7. Auflage, Vieweg Verlag, 2011.
- [114] F. Blaabjerg, M. Liserre, and K. Ma, "Power Electronics Converters for Wind Turbine Systems," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 2, pp. 708-719, Mar.2012.
- [115] T. Kerekes, M. Liserre, R. Teodorescu, C. Klumpner, and M. Sumner, "Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 9, pp. 2202-2211, Sept.2009.
- [116] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, W. Bin, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, Aug.2010.
- [117] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1081-1095, Apr.2011.
- [118] D. Schröder, *Leistungselektronische Schaltungen: Funktion, Auslegung und Anwendung*, 3. Auflage, Springer, 2012.
- [119] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, 1st ed., John Wiley & Sons, 2003.
- [120] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, Dec.2007.
- [121] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," in *Proc. of Compatibility in Power Electron.*, 2007, pp. 1-9.

-
- [122] B. H. Cho and S.-K. Sul, "LCL filter design for grid-connected voltage-source converters in high power systems," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2012, pp. 1548-1555.
- [123] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 4, pp. 1205-1217, Apr.2011.
- [124] J. Dannehl, "Regelung von Netzpulsstromrichtern mit LCL-Filter für Antriebe mit kleiner Kapazität im Zwischenkreis", Dissertation, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, 2012.
- [125] R. Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastian, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter-Based Grid Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 2642-2646, June2013.
- [126] A. Grauers, "Efficiency of three wind energy generator systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 11, no. 3, pp. 650-657, Sept.1996.
- [127] H. Polinder, F. F. A. van der Pijl, G. J. de Vilder, and P. J. Tavner, "Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 3, pp. 725-733, Sept.2006.
- [128] B. Burger and D. Kranzer, "Extreme high efficiency PV-power converters," in *Proc. of 13th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 2009, pp. 1-13.
- [129] M. Lin, T. Kerekes, R. Teodorescu, J. Xinmin, D. Floricau, and M. Liserre, "The high efficiency transformer-less PV inverter topologies derived from NPC topology," in *Proc. of 13th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 2009, pp. 1-10.
- [130] H. Zhang and L. M. Tolbert, "Efficiency Impact of Silicon Carbide Power Electronics for Modern Wind Turbine Full Scale Frequency Converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 21-28, Jan.2011.
- [131] D. Pefitsis, G. Tolstoy, A. Antonopoulos, J. Rabkowski, J. K. Lim, M. Bakowski, and H. P. Nee, "High-Power Modular Multilevel Converters With SiC JFETs," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 1, pp. 28-36, Jan.2012.
- [132] D. C. Sheridan, A. Ritenour, R. Kelley, V. Bondarenko, and J. B. Casady, "Advances in SiC VJFETs for renewable and high-efficiency power electronics applications," in *Proc. of Int. Power Electron. Conf.*, 2010, pp. 3254-3258.
- [133] J. Dannehl, F. W. Fuchs, S. Hansen, and P. B. Thogersen, "Investigation of Active Damping Approaches for PI-Based Current Control of Grid-Connected Pulse Width Modulation Converters With LCL Filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 4, pp. 1509-1517, July2010.
- [134] J. He and Y. W. Li, "Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1850-1861, Apr.2012.
- [135] M. Malinowski and S. Bernet, "A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1876-1880, Apr.2008.
- [136] M. Malinowski, S. Stynski, W. Kolomyjski, and M. P. Kazmierkowski, "Control of Three-Level PWM Converter Applied to Variable-Speed-Type Turbines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 1, pp. 69-77, Jan.2009.

- [137] J. A. Suul, K. Ljokelsoy, T. Midtsund, and T. Undeland, "Synchronous Reference Frame Hysteresis Current Control for Grid Converter Applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 47, no. 5, pp. 2183-2194, Sept.2011.
- [138] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1059-1071, Sept.1998.
- [139] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. A. Lipo, "Carrier-based PWM-VSI overmodulation strategies: analysis, comparison, and design," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 4, pp. 674-689, July1998.
- [140] J. Böcker, S. Beineke, and A. Bahr, "On the control bandwidth of servo drives," in *Proc. of 13th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 2009, pp. 1-10.
- [141] S. Buso and P. Mattavelli, *Digital Control in Power Electronics*, Morgan & Claypool Publishers, 2006.
- [142] L. Corradini, E. Tedeschi, and P. Mattavelli, "Advantages of the Symmetric-on Time Modulator in Multiple-Sampled Digitally Controlled DC-DC Converters," in *Proc. of IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2007, pp. 1974-1980.
- [143] L. Corradini, W. Stefanutti, and P. Mattavelli, "Analysis of Multisampled Current Control for Active Filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp. 1785-1794, Nov.2008.
- [144] H. Lutz and W. Wendt, *Taschenbuch der Regelungstechnik*, 7. Auflage, Verlag Harri Deutsch, 2007.
- [145] S. Hiti and D. Boroyevich, "Small-signal modeling of three-phase PWM modulators," in *Proc. of 27th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 1996, pp. 550-555.
- [146] P. W. Lehn, "Exact modeling of the voltage source converter," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 17, no. 1, pp. 217-222, Jan.2002.
- [147] D. M. Van de Sype, K. De Gusseme, F. M. L. L. de Belie, A. P. van den Bossche, and J. A. Melkebeek, "Small-Signal z-Domain Analysis of Digitally Controlled Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 2, pp. 470-478, Mar.2006.
- [148] P. Mattavelli and F. P. Marafao, "Repetitive-based control for selective harmonic compensation in active power filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1018-1024, Oct.2004.
- [149] L. A. Moran, L. Fernandez, L. W. Dixon, and R. Wallace, "A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 5, pp. 621-629, Oct.1997.
- [150] Y. Ye, K. hou, B. Zhang, D. Wang, and J. Wang, "High-Performance Repetitive Control of PWM DC-AC Converters With Real-Time Phase-Lead FIR Filter," *IEEE Trans. Circuits Syst. II, Exp. Briefs*, vol. 53, no. 8, pp. 768-772, Aug.2006.
- [151] P. Mattavelli, F. Polo, F. Dal Lago, and S. Saggini, "Analysis of Control-Delay Reduction for the Improvement of UPS Voltage-Loop Bandwidth," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 2903-2911, Aug.2008.
- [152] E. I. Jury, *Theory and application of the z-transform method*, Oxford University Press, Wiley, 1964.
- [153] B. K. Kuo, *Digital Control Systems*, 2 ed., The Oxford Series in Electrical and Computer Engineering, 1995.

-
- [154] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Stability improvements of an LCL-filter based three-phase active rectifier," in *Prof. of 33rd Annu. Power Electron. Specialists Conf.*, 2002, pp. 1195-1201.
- [155] M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs, "Active Damping for Three-Phase PWM Rectifiers With High-Order Line-Side Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 371-379, Feb.2009.
- [156] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, Sept.2005.
- [157] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: a survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 5, pp. 691-703, Oct.1998.
- [158] A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, P. Rodriguez, and F. Blaabjerg, "Evaluation of Current Controllers for Distributed Power Generation Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 654-664, Mar.2009.
- [159] H. Kim, M. W. Degner, J. M. Guerrero, F. Briz, and R. D. Lorenz, "Discrete-Time Current Regulator Design for AC Machine Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 46, no. 4, pp. 1425-1435, July2010.
- [160] H. Unbehauen, *Regelungstechnik I: Klassische Verfahren Zur Analyse und Synthese Linearer Kontinuierlicher Regelsysteme, Fuzzy-Regelsysteme*, 15. Auflage, Vieweg Verlag, 2008.
- [161] I. J. Gabe, V. F. Montagner, and H. Pinheiro, "Design and Implementation of a Robust Current Controller for VSI Connected to the Grid Through an LCL Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 6, pp. 1444-1452, June2009.
- [162] S. Yang, Q. Lei, F. Z. Peng, and Z. Qian, "A Robust Control Scheme for Grid-Connected Voltage-Source Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 202-212, Jan.2011.
- [163] M. Cespedes and J. Sun, "Impedance shaping of three-phase grid-parallel voltage-source converters," in *Proc. of 27th Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition*, 2012, pp. 754-760.
- [164] Y. A. Familiant, J. Huang, K. A. Corzine, and M. Belkhaty, "New Techniques for Measuring Impedance Characteristics of Three-Phase AC Power Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 7, pp. 1802-1810, July2009.
- [165] L. Harnefors, M. Bongiorno, and S. Lundberg, "Input-Admittance Calculation and Shaping for Controlled Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3323-3334, Dec.2007.
- [166] J. Huang, K. A. Corzine, and M. Belkhaty, "Single-Phase ac Impedance Modeling for Stability of Integrated Power Systems," in *Proc. of IEEE Elect. Ship Technol. Symp.*, 2007, pp. 483-489.
- [167] M. Molinas, D. Moltoni, G. Fascendini, J. A. Suul, and T. Undeland, "Constant power loads in AC distribution systems: An investigation of stability," in *Proc. of IEEE Int. Symp. on Ind. Electron.*, 2008, pp. 1531-1536.
- [168] J. Lunze, *Regelungstechnik I: Systemtheoretische Grundlagen Analyse und Entwurf einschleifiger Regelungen*, 7. Auflage, Springer, 2008.
- [169] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*, 3. Auflage, Springer, 2009.

- [170] N. Hoffmann, F. W. Fuchs, and J. Dannehl, "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," in *Proc. of 14th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, 2011, pp. 1-10.
- [171] P. Channegowda and V. John, "Filter Optimization for Grid Interactive Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 12, pp. 4106-4114, Dec.2010.
- [172] K. Jalili and S. Bernet, "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, pp. 1674-1689, May2009.
- [173] R. Meyer and A. Mertens, "Design of LCL filters in consideration of parameter variations for grid-connected converters," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2012, pp. 557-564.
- [174] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a PWM converter system," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 6, pp. 1063-1075, Nov.1991.
- [175] T. C. Y. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," in *Proc. of 34th Annu. IEEE Power Electron. Specialist Conf.*, 2003, pp. 779-784.
- [176] J. Dannehl, C. Wessels, and F. W. Fuchs, "Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 380-388, Feb.2009.
- [177] Y. Tang, P. C. Loh, P. Wang, F. H. Choo, and F. Gao, "Exploring Inherent Damping Characteristic of LCL-Filters for Three-Phase Grid-Connected Voltage Source Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1433-1443, Mar.2012.
- [178] J. Yin, S. Duan, and B. Liu, "Stability Analysis of Grid-Connected Inverter With LCL Filter Adopting a Digital Single-Loop Controller With Inherent Damping Characteristic," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1104-1112, May2013.
- [179] J. Dannehl, M. Liserre, and F. W. Fuchs, "Filter-Based Active Damping of Voltage Source Converters With LCL Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3623-3633, Aug.2011.
- [180] M. Liserre, A. Dell'Aquila, and F. Blaabjerg, "Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 1, pp. 76-86, Jan.2004.
- [181] D. Ricchiuto, M. Liserre, and D. De Santis, "Low-switching-frequency active damping methods of medium-voltage multilevel inverters," in *Prof. of IEEE Int. Symp. on Ind. Electron.*, 2012, pp. 1991-1996.
- [182] E. Twining and D. G. Holmes, "Grid current regulation of a three-phase voltage source inverter with an LCL input filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 18, no. 3, pp. 888-895, May2003.
- [183] P. A. Dahono, "A control method to damp oscillation in the input LC filter," in *Proc. of 33rd Annu. Power Electron. Specialists Conf.*, 2002, pp. 1630-1635.
- [184] J. C. Moreno, J. M. E. Huerta, R. G. Gil, and S. A. Gonzalez, "A Robust Predictive Current Control for Three-Phase Grid-Connected Inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1993-2004, June2009.

-
- [185] V. Blasko and V. Kaura, "A novel control to actively damp resonance in input LC filter of a three-phase voltage source converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 33, no. 2, pp. 542-550, Mar.1997.
- [186] G. Shen, D. Xu, L. Cao, and X. Zhu, "An Improved Control Strategy for Grid-Connected Voltage Source Inverters With an LCL Filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, no. 4, pp. 1899-1906, July2008.
- [187] G. Shen, X. Zhu, J. Zhang, and D. Xu, "A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2033-2041, June2010.
- [188] J. Dannehl, F. W. Fuchs, and P. B. Thogersen, "PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 9, pp. 2320-2330, Sept.2010.
- [189] F. Fuchs, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Discrete sliding mode current control of grid-connected three-phase PWM converters with LCL filter," in *Proc. of IEEE Int. Symp. on Ind. Electron.*, 2010, pp. 779-785.
- [190] E. Wu and P. W. Lehn, "Digital Current Control of a Voltage Source Converter With Active Damping of LCL Resonance," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 5, pp. 1364-1373, Sept.2006.
- [191] M. Böttcher, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Interconnection and damping assignment passivity-based current control of grid-connected PWM converter with LCL-filter," in *Proc. of 14th Int. Power Electron. and Motion Control Conf.*, 2010, pp. T3-20.
- [192] M. Orellana and R. Grino, "On the stability of discrete-time active damping methods for VSI converters with a LCL input filter," in *Proc. of 38th Annu. Conf. on IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2012, pp. 2378-2383.
- [193] D. Ricchiuto, M. Liserre, T. Kerekes, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Robustness analysis of active damping methods for an inverter connected to the grid with an LCL-filter," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2011, pp. 2028-2035.
- [194] M. H. Durgante and M. Stefanello, "Multi loop deadbeat+repetitive and adaptive control for power converters with LCL filters," in *Proc. of 38th Annu. Conf. on IEEE Ind. Electron. Soc.*, 2012, pp. 5955-5960.
- [195] R. Pena-Alzola, M. Liserre, F. Blaabjerg, R. Sebastian, J. Dannehl, and F. W. Fuchs, "Systematic Design of the Lead-Lag Network Method for Active Damping in LCL-Filter Based Three Phase Converters," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 10, no. 1, pp. 43-52, Feb.2014.
- [196] J. G. Slootweg and W. L. Kling, "Impacts of distributed generation on power system transient stability," in *Proc. of IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting*, 2002, pp. 862-867.
- [197] A. Baghini, *Handbook of Power Quality*, John Wiley & Sons Inc., 2008.
- [198] J. Driesen and T. von Craenenbroeck, "Leitfaden Netzqualität: Spannungsstörungen - Einführung in die Unsymmetrie," International Copper Association (Leonardo Power Quality Initiative), 2004.
- [199] D. Chapman, "Leitfaden Netzqualität: Oberschwingungen - Ursachen und Auswirkungen," International Copper Association (Leonardo Power Quality Initiative), 2001.

- [200] G. Joos, B.-T. Ooi, D. McGillis, F. D. Galiana, and R. Marceau, "The potential of distributed generation to provide ancillary services," in *Proc. of IEEE Power Eng. Soc. Summer Meeting*, 2000, pp. 1762-1767.
- [201] M. Triggianese, F. Liccardo, and P. Marino, "Ancillary Services performed by Distributed Generation in grid integration," in *Proc. of Int. Conf. on Clean Elect. Power*, 2007, pp. 164-170.
- [202] FGW e.V.- Fördergesellschaft Windenergie und andere Erneuerbare Energien, "Technische Richtlinien für Erzeugungseinheiten und -anlagen - Teil 3 (Revision 23): Bestimmung der Elektrischen Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen am Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz," 2013.
- [203] VDE Anwendungsregel, "VDE-AR-N 4105:2011-08: Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz - Technische Mindestanforderungen für Anschluss und Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz," 2011.
- [204] K. J. P. Macken, M. H. J. Bollen, and R. J. M. Belmans, "Cost-effectiveness of distributed power quality compensation," in *Proc. of IEEE Power Eng. Soc. General Meeting*, 2003, p. -1135.
- [205] K. Lee, T. M. Jahns, T. A. Lipo, V. Blasko, and R. D. Lorenz, "Observer-Based Control Methods for Combined Source-Voltage Harmonics and Unbalance Disturbances in PWM Voltage-Source Converters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, no. 6, pp. 2010-2021, Nov.2009.
- [206] F. Abrahamsen and A. David, "Adjustable speed drive with active filtering capability for harmonic current compensation," in *Proc. of 26th Annu. IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 1995, pp. 1137-1143.
- [207] J. Alahuhtala, J. Virtakoivu, T. Viitanen, M. Routimo, and H. Tuusa, "Space Vector Modulated and Vector Controlled Vienna I Rectifier with Active Filter Function," in *Proc. of Power Conversion Conf.*, 2007, pp. 62-68.
- [208] M. Cirrincione, M. Pucci, and G. Vitale, "A Single-Phase DG Generation Unit With Shunt Active Power Filter Capability by Adaptive Neural Filtering," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2093-2110, May2008.
- [209] A. Gaillard, P. Poure, and S. Saadate, "Active filtering capability of WECS with DFIG for grid power quality improvement," in *Proc. of IEEE Int. Symp. on Ind. Electron.*, 2008, pp. 2365-2370.
- [210] T. Kataoka, Y. Fuse, D. Nakajima, and S. Nishikata, "A three-phase voltage-type PWM rectifier with the function of an active power filter," in *Proc. of 18th Int. Conf. on Power Electron. and Variable Speed Drives*, 2000, pp. 386-391.
- [211] M. Salo, "A Three-Switch Current-Source PWM Rectifier with Active Filter Function," in *Proc. of 36th IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2005, pp. 2230-2236.
- [212] J. W. Dixon, J. M. Contardo, and L. A. Moran, "A fuzzy-controlled active front-end rectifier with current harmonic filtering characteristics and minimum sensing variables," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 4, pp. 724-729, July1999.
- [213] K. J. P. Macken, T. C. Green, and R. J. M. Belmans, "Active filtering and load balancing with small wind energy systems," in *Proc. of 10th Int. Conf. on Harmonics and Quality of Power*, 2002, pp. 776-781.
- [214] J. Jahn, "Energiekonditionierung in Niederspannungsnetzen unter besonderer Berücksichtigung der Integration verteilter Energieerzeuger in schwachen Netzausläufern", Dissertation, Universität Kassel, 2008.

-
- [215] P. Brogan and R. Yacamini, "An active filter based on voltage feedback," in *Proc. of 17th Int. Conf. on Power Electron. and Variable Speed Drives*, 1998, pp. 1-4.
- [216] P. Brogan and R. Yacamini, "Harmonic control using an active drive," *IEE Proc. Elect. Power Appl.*, vol. 150, no. 1, pp. 14-20, Jan.2003.
- [217] N. Hoffmann, F. W. Fuchs, and L. Asiminoaei, "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," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2011, pp. 3067-3074.
- [218] P. Mattavelli, "A closed-loop selective harmonic compensation for active filters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 37, no. 1, pp. 81-89, Jan.2001.
- [219] M. N. Marwali and A. Keyhani, "Control of distributed generation systems-Part I: Voltages and currents control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1541-1550, Nov.2004.
- [220] J. He, Y. W. Li, and M. S. Munir, "A Flexible Harmonic Control Approach Through Voltage-Controlled DG-Grid Interfacing Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 1, pp. 444-455, Jan.2012.
- [221] F. Wang, J. L. Duarte, and A. M. Hendrix, "Control of grid-interfacing inverters with integrated voltage unbalance correction," in *Proc. of IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2008, pp. 310-316.
- [222] Y. A. R. Mohamed and E. F. El-Saadany, "A Control Scheme for PWM Voltage-Source Distributed-Generation Inverters for Fast Load-Voltage Regulation and Effective Mitigation of Unbalanced Voltage Disturbances," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 2072-2084, May2008.
- [223] P. Rao, M. L. Crow, and Y. Zhiping, "STATCOM control for power system voltage control applications," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 15, no. 4, pp. 1311-1317, Oct.2000.
- [224] A. L. de Heredia, H. Gaztanaga, I. Etxeberria-Otadui, S. Bacha, and X. Guillaud, "Analysis of Multi-Resonant Current Control Structures and Tuning Methods," in *Proc. of 32nd Annu. Conf. on IEEE Ind. Electron.*, 2006, pp. 2156-2161.
- [225] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 5, pp. 1826-1835, Sept.2007.
- [226] M. Liserre, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiple harmonics control for three-phase grid converter systems with the use of PI-RES current controller in a rotating frame," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 3, pp. 836-841, May2006.
- [227] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, J. Malvar, and C. Fernandez, "Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 7, pp. 1692-1712, July2010.
- [228] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, O. Lopez, and J. Doval-Gandoy, "High-Performance Digital Resonant Controllers Implemented With Two Integrators," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 2, pp. 563-576, Feb.2011.
- [229] A. Keyhani, M. N. Marwali, and M. Dai, *Integration of Green and Renewable Energy in Electric Power Systems*, John Wiley & Sons Inc., 2009.
- [230] M. Cichowlas, M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, D. L. Sobczuk, P. Rodriguez, and J. Pou, "Active filtering function of three-phase PWM boost

- rectifier under different line voltage conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 2, pp. 410-419, Apr.2005.
- [231] S.-K. Chung, "A phase tracking system for three phase utility interface inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 15, no. 3, pp. 431-438, May2000.
- [232] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "New Positive-sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions," in *Proc. of 37th IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2006, pp. 1-7.
- [233] P. Rodriguez, A. Luna, M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Advanced Grid Synchronization System for Power Converters under Unbalanced and Distorted Operating Conditions," in *Proc. of 32nd Annu. Conf. on IEEE Ind. Electron.*, 2006, pp. 5173-5178.
- [234] F. D. Freijedo, A. G. Yepes, O. Lopez, A. Vidal, and J. Doval-Gandoy, "Three-Phase PLLs With Fast Postfault Retracking and Steady-State Rejection of Voltage Unbalance and Harmonics by Means of Lead Compensation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 1, pp. 85-97, Jan.2011.
- [235] N. Hoffmann, R. Lohde, M. Fischer, F. W. Fuchs, L. Asiminoaei, and P. B. Thogersen, "A review on fundamental grid-voltage detection methods under highly distorted conditions in distributed power-generation networks," in *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, 2011, pp. 3045-3052.
- [236] L. Asiminoaei, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Detection is key - Harmonic detection methods for active power filter applications," *IEEE Industry Appl. Mag.*, vol. 13, no. 4, pp. 22-33, July2007.
- [237] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, Mar.2007.
- [238] P. Rodriguez, A. Luna, I. Candela, R. Mujal, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Multiresonant Frequency-Locked Loop for Grid Synchronization of Power Converters Under Distorted Grid Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 127-138, Jan.2011.
- [239] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator," in *Proc. of 37th IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2006, pp. 1-6.
- [240] H. Fujita and H. Akagi, "Voltage-Regulation Performance of a Shunt Active Filter Intended for Installation on a Power Distribution System," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 3, pp. 1046-1053, May2007.
- [241] Y. A. R. Mohamed, "Mitigation of Dynamic, Unbalanced, and Harmonic Voltage Disturbances Using Grid-Connected Inverters With LCL-Filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3914-3924, Sept.2011.
- [242] G. Zhang, "Speed control of two-inertia system by PI/PID control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 3, pp. 603-609, June2000.
- [243] Y. Abdelli, M. Machmoum, and P. Coulibaly, "A three-phase PWM rectifier with active filtering function," in *Proc. of Int. Conf. on Power Syst. Technol.*, 2002, pp. 485-490.
- [244] P. Schneider, "Sigma-Punkt Kalman-Filter mit Ungleichungsnebenbedingungen", Dissertation, Universität des Saarlandes, 2011.

-
- [245] R. van der Merwe, A. Doucet, N. d. Freitas, and E. Wan, "The unscented particle filter," Cambridge University, Technical Report: CUED/F-INFENG/TR 380, Aug.2000.
- [246] E. B. Barcenas, V. E. Lopez, V. Cirdenas, and J. A. Roffiel, "Analysis of PWM rectifier with compensation capability," in *Proc. of 1st Int. Conf. on Elect. and Electron. Eng.*, 2004, pp. 595-600.
- [247] E. B. Barcenas, V. Cardenas, and J. A. Roffiel, "Design tradeoffs in PWM rectifiers with active filtering function," in *Proc. of 23rd Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. and Exposition*, 2008, pp. 1423-1429.
- [248] K. Wada, H. Fujita, and H. Akagi, "Considerations of a shunt active filter based on voltage detection for installation on a long distribution feeder," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 4, pp. 1123-1130, July2002.
- [249] N. Pogaku and T. C. Green, "Harmonic mitigation throughout a distribution system: a distributed-generator-based solution," *IEE Proc. Generation, Transmission and Distribution*, vol. 153, no. 3, pp. 350-358, May2006.
- [250] J. L. Blackburn, *Symmetrical Components for Power Systems Engineering*, 1 ed., CRC Press, 1993.
- [251] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg, and J. D. Irwin, *Control in Power Electronics: Selected Problems* Elsevier Science, 2002.
- [252] F. Wang, "Reduce Beat and Harmonics in Grid-Connected Three-Level Voltage-Source Converters With Low Switching Frequencies," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1349-1359, Sept.2007.

8 Anhang

8.1 Nenndaten und Basisgrößen des Messsystems

In der vorliegenden Arbeit werden alle relevanten elektrischen Größen in dem dimensionslosen *pu*-System (engl. *per-unit*) dargestellt. Die Anwendung von *pu*-basierten Größen ermöglicht eine dynamik-invariante Transformation der gezeigten Analysen und der daraus gewonnenen Schlussfolgerungen auf verschiedene Leistungsklassen bzw. auf verschiedene Grundschwingungsfrequenzen [250] (Kap. 2.2, S. 5 ff.). Die zugrunde gelegten Basiswerte für die Beschreibung des Laborsystems in einem 30 kVA Maßstab sind in Tab. 8.1 zusammengefasst.

Tab. 8.1: Zugrunde gelegte Basiswerte des verwendeten *per-unit* Systems

Basisparameter	Symbol	Berechnung	Wert
Basisscheinleistung	S_B	-	30 kVA
Basisleistungsfaktor	$\cos \Phi_B$	-	$0,75$
Basiswirkleistung	P_B	$P_B = S_B \cdot \cos \Phi_B$	$22,5\text{ kW}$
Basisspannung	U_B	-	400 V
Basisstrom	I_B	$I_B = \frac{S_B}{\sqrt{3} U_B}$	43 A
Basisfrequenz	f_B	-	50 Hz
Basiskreisfrequenz	ω_B	$\omega_B = 2\pi f_B$	$2\pi 50\text{ Hz}$
Basisimpedanz	Z_B	$Z_B = U_B^2 / S_B$	$5,3\ \Omega$
Basisinduktivität	L_B	$L_B = Z_B / \omega_B$	17 mH
Basiskapazität	C_B	$C_B = 1 / \omega_B Z_B$	$600\ \mu\text{F}$

8.2 Definition der verwendeten Kenngrößen

8.2.1 Relative Kurzschlussleistung des Netzes

Die Kurzschlussleistung eines Netzes S_{sc} wird berechnet durch:

$$S_{sc} = \frac{U_{LL,n}^2}{|Z_{Netz}|} \quad (8.1)$$

Dabei beschreibt Z_{Netz} die komplexwertige Netzimpedanz und $U_{LL,n}$ die Bemessungsspannung (Außenleiterspannung) der betrachteten Spannungsebene.

Die relative Netzkurzschlussleistung $S_{sc,pu}$ wird unter Berücksichtigung der gesamten an den betrachteten Anschlusspunkt angeschlossenen Scheinleistung $\sum S_{a,n}$ gegeben durch:

$$S_{sc,pu} = \frac{S_{sc}}{\sum S_{a,n}} \quad (8.2)$$

Wird lediglich eine elektrische Last bzw. ein Erzeuger mit der Bemessungsscheinleistung S_B an den betrachteten Netzknoten angeschlossen, dann berechnet sich die relative Netzkurzschlussleistung zu:

$$S_{sc,pu} = \frac{S_{sc}}{S_B} \quad (8.3)$$

8.2.2 X/R-Verhältnis des Netzes

Das X/R-Verhältnis des Netzes wird in dieser Arbeit ausschließlich definiert durch:

$$\frac{X}{R} = \tan \psi_k \quad (8.4)$$

Hierbei beschreibt ψ_k den Phasenwinkel der komplexwertigen Netzimpedanz. Demzufolge gilt der folgende Zusammenhang zwischen dem Netzimpedanzwinkel und dem Realteil Re sowie dem Imaginärteil Im der komplexwertigen Netzimpedanz Z_{Netz} :

$$\tan \psi_k = \frac{Im \{Z_{Netz}\}}{Re \{Z_{Netz}\}} \quad (8.5)$$

8.2.3 Gesamte harmonische Strom- bzw. Spannungsverzerrung

Zur Bewertung der Messergebnisse wird in dieser Arbeit stellenweise die gesamte harmonische Verzerrung (kurz: THD, engl. *total harmonic distortion*) von Strom- bzw. Spannungsspektren angegeben. Nach der IEC 61000 Normenreihe, genauer des IEC 61000-4-7 Standards, wird der prozentuale THD dabei definiert durch:

$$THD_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{40} \tilde{X}_i^2}}{\tilde{X}_1} \cdot 100\% \quad (8.6)$$

Hierbei beschreibt \tilde{X}_1 den Effektivwert der Grundschiwingungsspektralkomponente und \tilde{X}_i die Effektivwerte der Oberschiwingungsspektralkomponenten.

8.2.4 Modulationsgrad

Nach [119] wird der Modulationsgrad M eines pulsweitenmodulierten zweistufigen Umrichters mit Spannungszwischenkreis definiert zu:

$$M = \frac{\hat{U}_{LN,Conv}}{0,5 U_{DC}} \quad (8.7)$$

Dabei beschreibt U_{DC} die Zwischenkreisspannung und $\hat{U}_{LN,Conv}$ den Spitzenwert der Ausgangsspannung (Leiter-Neutral-Spannung) des Umrichters.

Die maximale Ausgangsspannung eines Umrichters mit Spannungszwischenkreis im linearen Betriebsbereich der Pulsweitenmodulation (kurz: PWM) ist:

$$\hat{U}_{LN,Conv}|_{max,linear} = \frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (8.8)$$

Daraus resultiert der maximale Modulationsgrad im linearen Betriebsbereich einer Pulsweitenmodulation zu:

$$M|_{max,linear} = \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (8.9)$$

Die maximale Ausgangsspannung eines dreiphasigen Umrichters wird bei einem Betrieb mit Rechtecktaktung (sogenannter *six-step* Betrieb) erreicht. In diesem nichtlinearen Betriebsbereich berechnet sich der maximale Spitzenwert der Umrichterausgangsspannung zu:

$$\hat{U}_{LN,Conv}|_{six-step} = \frac{2}{\pi} U_{DC} \quad (8.10)$$

Daraus resultiert der maximale Modulationsgrad im nichtlinearen Betriebsbereich zu:

$$M|_{max,linear} = \frac{4}{\pi} \quad (8.11)$$

8.2.5 Relative Zwischenkreisspannungsreserve

Auf der Grundlage der Betrachtungen des vorhergehenden Abschnittes wird die relative Zwischenkreisspannungsreserve $U_{DC,Boost}$ in dieser Arbeit definiert zu:

$$U_{DC,Boost}[\%] = \left(\frac{\hat{U}_{LN,Conv}|_{max,linear}}{\hat{U}_{LN,PCC}} - 1 \right) \cdot 100\% \quad (8.12)$$

$$U_{DC,Boost}[\%] = \left(\frac{U_{DC}}{\sqrt{2} \tilde{U}_{LL,N}} - 1 \right) \cdot 100\%$$

Dabei bezieht sich die relative Zwischenkreisspannungsreserve ausschließlich auf die Ausnutzung des linearen Betriebsbereichs des verwendeten PWM-Verfahrens.

8.2.6 Überblick zur Notation der PWM-Verfahren

Die in dieser Arbeit verwendete Notation gebräuchlicher PWM-Verfahren für dreiphasige zweistufige Netzpulsstromrichter mit Spannungszwischenkreis ist in Tab. 8.2 zusammengefasst.

Tab. 8.2: Notation der verwendeten PWM-Verfahren

PWM-Verfahren	Beschreibung
60DEG-PWM	konventionelle 60° diskontinuierliche PWM mit einem 60° Halteintervall in der Mitte jeder Halbwelle des Referenzspannungsverlaufes (auch bezeichnet als DPWM1 in [119], S. 299 ff.)
60DEGind-PWM	konventionelle 60° diskontinuierliche PWM mit einem 60° Halteintervall zum Ende jeder Halbwelle des Referenzspannungsverlaufes (auch bezeichnet als DPWM2 in [119], S. 299 ff.)
60DEGcap-PWM	konventionelle 60° diskontinuierliche PWM mit einem 60° Halteintervall zu Beginn jeder Halbwelle des Referenzspannungsverlaufes (auch bezeichnet als DPWM0 in [119], S. 299 ff.)
SVM-PWM	konventionelle Raumzeigermodulation (vgl. [251], S. 93 ff.)

8.2.7 Stromschwankungsbreite am Ausgang eines Umrichters mit Spannungszwischenkreis und induktiver Last

Nach [174] (S. 1065, Glg. (20)) wird die Stromschwankungsbreite eines zweistufigen Umrichters mit Spannungszwischenkreis und induktiver Last berechnet zu:

$$\Delta i_n = \frac{U_{DC} T_{Träger}}{8 L} \quad (8.13)$$

8.2.8 Effektivwert des aus dem Schaltheftungen entstehenden Verzerrungsstroms

Auf Basis der beschriebenen Stromschwankungsbreite wird der Effektivwert des aus den Schalthandlungen entstehenden Verzerrungsstroms bezogen auf eine Grundswingungsperiode abgeleitet. Nach [174] ist dieser Verzerrungsstrom abhängig von dem gewählten Modulationsverfahren und dem jeweiligen Modulationsbereich. Werden die Analysen auf den linearen Modulationsbereich beschränkt, so ist es möglich den Effektivwert des Verzerrungsstroms analytisch zu berechnen. Diese Berechnungen sind in [174] umfassend dargestellt und werden hier übernommen. Die Modulationsverfahren, welche für Netzpulsstromrichter in der regenerativen Energieerzeugung geringer in der Regel zur Anwendung kommen nach [138]: SVM-PWM, 60DEG-PWM, 60DEGind-PWM sowie 60DEGcap-PWM (Notation vgl. Anhang 8.2.6, S. 306).

Demnach ergibt sich der Effektivwert des aus den Schalthandlungen entstehenden Verzerrungsstroms bezogen auf eine Grundswingungsperiode für das kontinuierliche PWM-Verfahren SVM-PWM im linearen Modulationsbereich zu:

$$\Delta I_N^2 = \frac{1}{6} \Delta i_n^2 M^2 \left[1 - \frac{8M}{\sqrt{3}\pi} + \frac{9M^2}{8} \left(1 - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right) \right] \quad (8.14)$$

Des Weiteren berechnet sich der Effektivwert des aus den Schalthandlungen entstehenden Verzerrungsstroms bezogen auf eine Grundswingungsperiode für das diskontinuierliche PWM-Verfahren 60DEG-PWM im linearen Modulationsbereich zu:

$$\Delta I_N^2 = \frac{1}{6} \Delta i_n^2 M^2 \frac{1}{k_f^2} \left[4 - \frac{M}{\sqrt{3}\pi} (8 + 15\sqrt{3}) + \frac{9M^2}{8} \left(2 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \right) \right] \quad (8.15)$$

Abschließend wird der Effektivwert des aus den Schalthandlungen entstehenden Verzerrungsstroms bezogen auf eine Grundswingungsperiode die diskontinuierlichen PWM-Verfahren 60DEGind- bzw. 60DEGcap-PWM im linearen Modulationsbereich angegeben zu:

$$\Delta I_N^2 = \frac{1}{6} \Delta i_n^2 M^2 \frac{1}{k_f^2} \left[4 - \frac{35M}{\sqrt{3}\pi} + \frac{9M^2}{8} \left(2 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right) \right] \quad (8.16)$$

Da die forcierten Halteintervalle der diskontinuierlichen PWM-Verfahren zu einer Reduzierung der effektiven Schaltfrequenz gegenüber den kontinuierlichen PWM-Verfahren führen, muss für eine sinnvolle Vergleichbarkeit der Ergebnisse eine Anpassung der Berechnungen zwischen kontinuierlichen und diskontinuierlichen PWM-Verfahren erfolgen. Dies geschieht über einen zusätzlich eingeführten Faktor k_f . Dieser bestimmt sich zu:

$$k_f = \frac{3}{2} \quad (8.17)$$

8.3 Daten und Bauteildimensionierung des Teststandes

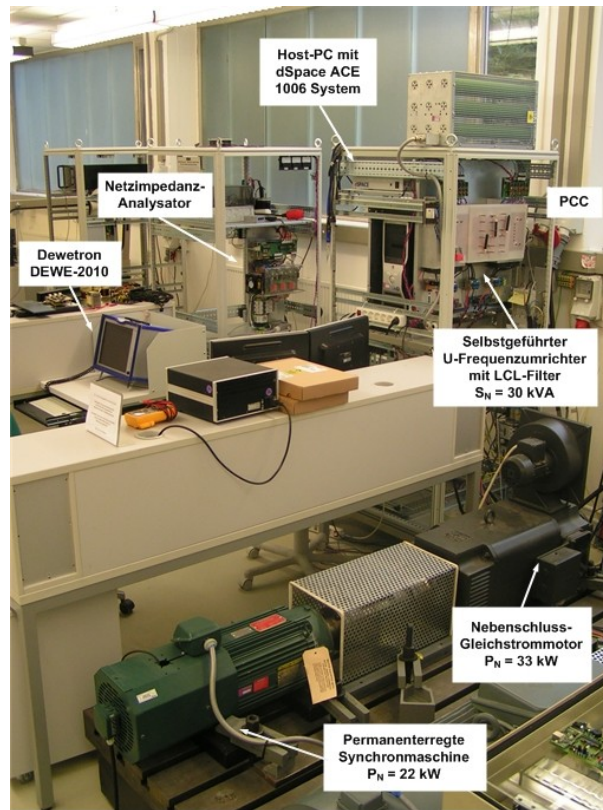


Abb. 8.1: Foto des Laborteststandes

8.3.1 Selbstgeführter Frequenzumrichter mit Spannungsw Zwischenkreis

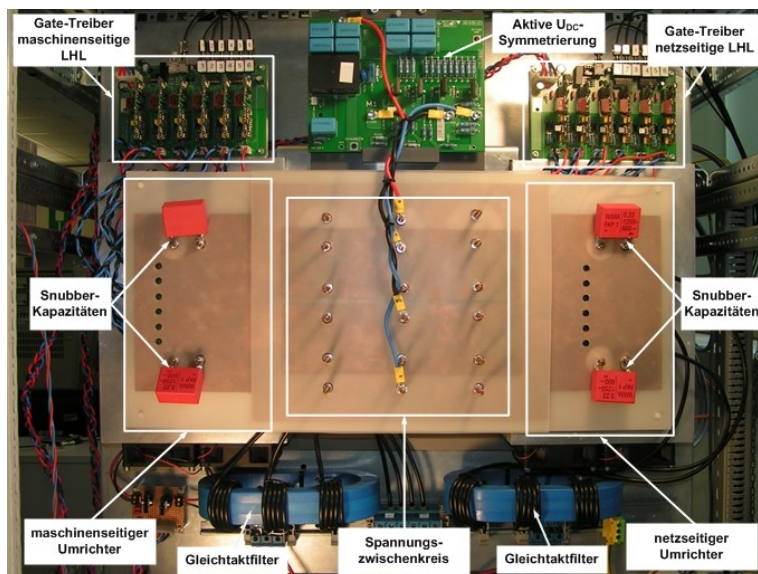


Abb. 8.2: Foto des zweistufigen selbstgeführten Frequenzumrichters mit Spannungsw Zwischenkreis

Tab. 8.3: Daten des selbstgeführten Frequenzumrichters mit Spannungszwischenkreis

Komponente	Beschreibung	
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ IGBT-basierter selbstgeführter Frequenzumrichter mit Spannungszwischenkreis bestehend aus einem netzseitigen zweistufigen Umrichter sowie einem maschinenseitigen zweistufigen Umrichter ▪ Aktive Symmetrierung der Zwischenkreisspannung über Emitterfolger-Schaltung ▪ Galvanisch getrennte (von Signalseite) Steuerung der Gate-Signale ▪ Forcierte Luftkühlung ▪ Sicherheitsgewährleistung über DC-Chopper 	
Bemessungsdaten des Frequenz- umrichters	Leistungshalbleiter	
	Hersteller	Eupec
	Typ	Dreiphasiges Halbbrücken-Modul
	Spezifikationsnummer	BSM 75GD120DLC
	Kollektor-Emitter-Sperrspg.	1200 V
	Kollektor-Dauergleichstrom	125 A (bei $T_C = 25^\circ\text{C}$)
	Periodischer Kollektor-Spitzenstrom	150 A ($t_p = 1 \text{ ms}$, $T_C = 80^\circ\text{C}$)
	Gate-Treiber	
	Hersteller	ALSTOM
	Typ	Galvanische getrennte Gate Ansteuerung über zwei bipolare Gegentaktstufen
	Spezifikationsnummer	029.226712
	Isolationsspannung	2,5 kV
	Gatevorwiderstand	11 Ω
	Spannungszwischenkreis	
	Aufbau	3x3 Kapazitätsbank
	Hersteller Kapazität	KEMET Electronics
	Typ	Aluminium Elektrolyt Kondensator
	Spezifikationsnummer	PEH200UO422OM
	Bemessungsspannung	350 V
	Bemessungskapazität	2200 μF
	Max. Stromschwankungsbreite	9,4 A (bei 100 Hz, $T_A = 85^\circ\text{C}$) 39,8 A (bei 10 kHz, $T_A = 50^\circ\text{C}$)
	Max. ESR	41 m Ω (bei 100 Hz, $T_A = 20^\circ\text{C}$) 21 m Ω (bei 100 kHz, $T_A = 20^\circ\text{C}$)
	Max. ESL	16 nH
DC-Chopper		
Hersteller	LENZE	
Typ	Bremschopper	
Spezifikationsnummer	EMB 9352-E	
Auslösespannung	775 V (von Werk), 800 V (modifiziert)	
Bemessungsstrom	25 A	
Dauerbelastungsleistung	18 kW	
Widerstand	18 Ω	

8.3.2 Netzfilter

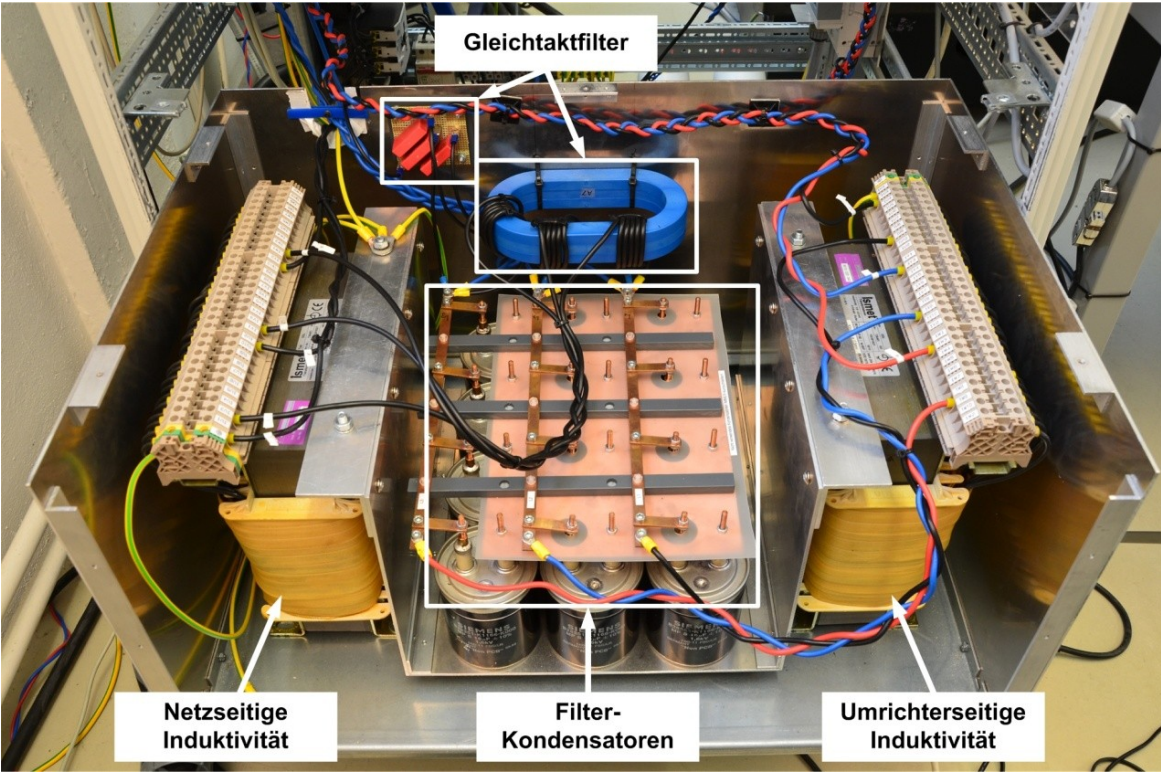


Abb. 8.3: Foto des verstellbaren LCL-Netzfilters

Tab. 8.4: Daten des verwendeten Netzfilters

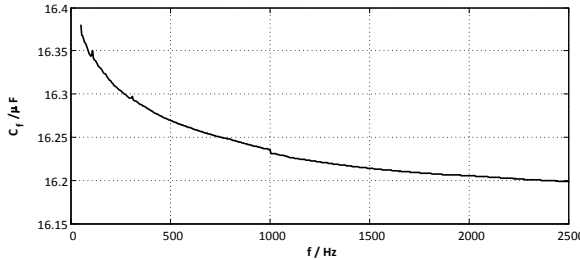
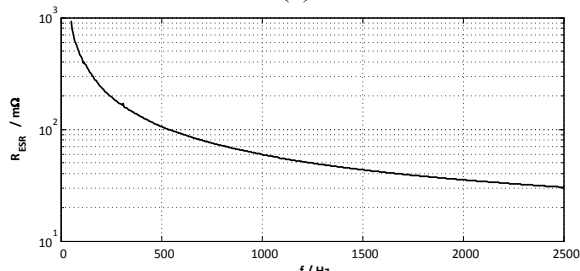
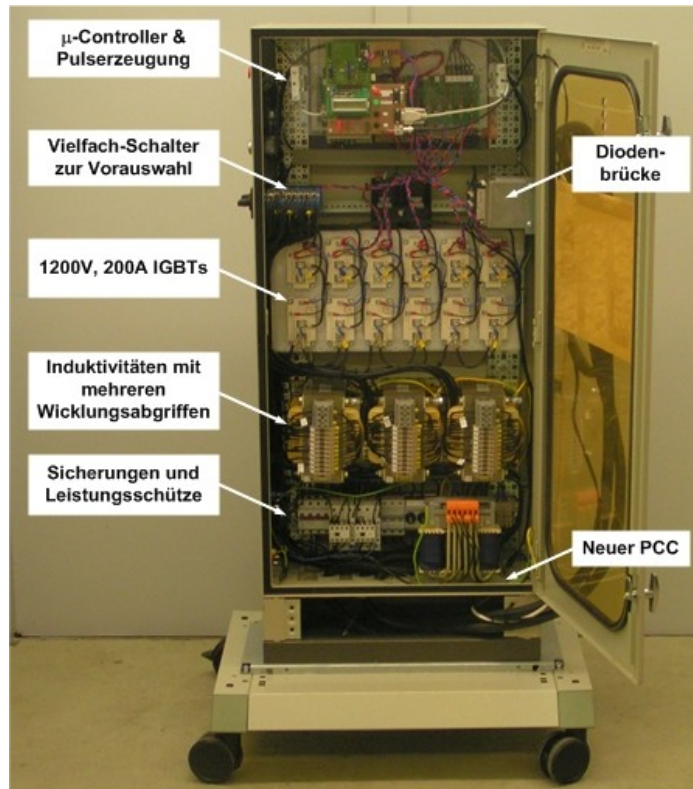
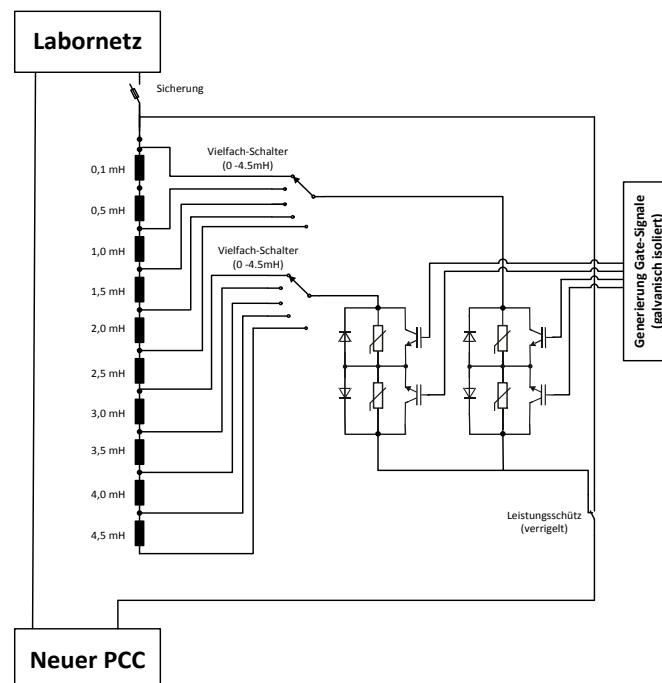
Komponente	Beschreibung
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Konstruktion des Filters so, dass sowohl die Filterinduktivitätswerte als auch die Filterkapazitätswerte einstellbar sind ▪ Verwendung von dreiphasigen Induktivitäten mit mehreren Wicklungsabgriffen sowohl für umrichterseitige als auch netzseitige Induktivität ▪ Filterkapazität durch Parallelschaltung mehrerer diskreter Kondensatoren variierbar, insbesondere können alle Kondensatoren abgekoppelt werden damit Betrieb als L-Filter ermöglicht wird ▪ Umrichterseitige und netzseitige Filterinduktivität baugleich
	<p>Filterinduktivitäten</p> <p>Hersteller ismet AG</p> <p>Typ DDL</p> <p>Induktivitätswerte 0-0,5-1,5-2,0-2,5-3,0-3,5-4,0-4,5 mH</p> <p>Wicklungswiderstand Induktivität mit mehreren Wicklungsabgriffen 30 mΩ / 0,5 mH (vermessen)</p> <p>Filterkondensatoren</p> <p>Hersteller Siemens</p> <p>Typ Elektrolyt Kondensator</p> <p>Spezifikationsnummer B25351-K1166-K000</p> <p>Kapazität 16,2-32,4-48,6-64,8 μF (einstellbar)</p> <p>Frequenzcharakteristik</p>
Bemessungsdaten der Bauteilkomponenten des LCL-Filter	 <p>(a)</p>  <p>(b)</p>

Abb. 8.4: Vermessene Frequenzcharakteristik der verwendeten Filterkondensatoren:
 (a) Kapazitätswert C_f und (b) äquivalenter Serienwiderstand R_{ESR}

8.3.3 Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz



(a)



(b)

Abb. 8.5: Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz im 30 kVA Labormaßstab:
 (a) Foto des Laboraufbaus und (b) einphasiges Ersatzschaltbild des Leistungsteils

Tab. 8.5: Daten der Nachbildung einer veränderlichen Netzimpedanz (NVN)

Komponente	Beschreibung																																														
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Zur Nachbildung einer sprunghaften Änderung der Netzimpedanz ▪ Schaltung zwischen Teststand und Anschlusspunkt ▪ Verwendung von drei einphasigen Induktivitäten mit mehreren Wicklungsabgriffen, IGBT-basiertes Schalten zwischen den Wicklungsabgriffen, Vorauswahl der Sprunghöhen über Schalter ▪ Pulserzeugung und Programmierung der Schaltpattern durch einen Mikrocontroller ▪ Impedanzsprung extern triggerbar, hier durch DA-Kanal des verwendeten dSpace Systems 																																														
Bemessungsdaten der NVN	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%;">Bemessungsleistung</td> <td>30 kVA</td> </tr> <tr> <td>Bemessungsspannung</td> <td>400 V</td> </tr> <tr> <td>Bemessungsstrom</td> <td>44 A</td> </tr> <tr> <td>Mikrocontroller</td> <td>Atmel ATmega8 (16 MHz, 8-bit CPU)</td> </tr> <tr> <td>Induktivitäten</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Hersteller</td> <td>ismet AG</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Typ</td> <td>DDL</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Induktivitätswerte</td> <td>0-0,1-0,5-1,5-2,0-2,5-3,0-3,5-4,0-4,5-5,0 mH</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Wicklungswiderstand</td> <td>5 mΩ / 0,5 mH (vermessen)</td> </tr> <tr> <td>Leistungshalbleiter</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Hersteller</td> <td>Siemens</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Typ</td> <td>Einphasige Halbbrücken-Schaltung</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Spezifikationsnummer</td> <td>BSM 200GA120DN2</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Kollektor-Emitter-Spg.</td> <td>1200 V</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Kollektor-Strom</td> <td>290 A (bei $T_A = 25^\circ\text{C}$)</td> </tr> <tr> <td>Diodenbrücke</td> <td></td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Hersteller</td> <td>Eupec</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Typ</td> <td>Eupec Powerblock (Halbrücke)</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Spezifikationsnummer</td> <td>DD 90 N 12k 202</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Periodische Spitzensperrspg.</td> <td>1200 V</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Dauergrenzstrom</td> <td>90 A</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Anschlussinduktivität</td> <td>0,72 mH ($R = 7,4 \text{ m}\Omega$)</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Zwischenkreis-kapazität</td> <td>1650 μF</td> </tr> </table>	Bemessungsleistung	30 kVA	Bemessungsspannung	400 V	Bemessungsstrom	44 A	Mikrocontroller	Atmel ATmega8 (16 MHz, 8-bit CPU)	Induktivitäten		Hersteller	ismet AG	Typ	DDL	Induktivitätswerte	0-0,1-0,5-1,5-2,0-2,5-3,0-3,5-4,0-4,5-5,0 mH	Wicklungswiderstand	5 mΩ / 0,5 mH (vermessen)	Leistungshalbleiter		Hersteller	Siemens	Typ	Einphasige Halbbrücken-Schaltung	Spezifikationsnummer	BSM 200GA120DN2	Kollektor-Emitter-Spg.	1200 V	Kollektor-Strom	290 A (bei $T_A = 25^\circ\text{C}$)	Diodenbrücke		Hersteller	Eupec	Typ	Eupec Powerblock (Halbrücke)	Spezifikationsnummer	DD 90 N 12k 202	Periodische Spitzensperrspg.	1200 V	Dauergrenzstrom	90 A	Anschlussinduktivität	0,72 mH ($R = 7,4 \text{ m}\Omega$)	Zwischenkreis-kapazität	1650 μF
Bemessungsleistung	30 kVA																																														
Bemessungsspannung	400 V																																														
Bemessungsstrom	44 A																																														
Mikrocontroller	Atmel ATmega8 (16 MHz, 8-bit CPU)																																														
Induktivitäten																																															
Hersteller	ismet AG																																														
Typ	DDL																																														
Induktivitätswerte	0-0,1-0,5-1,5-2,0-2,5-3,0-3,5-4,0-4,5-5,0 mH																																														
Wicklungswiderstand	5 mΩ / 0,5 mH (vermessen)																																														
Leistungshalbleiter																																															
Hersteller	Siemens																																														
Typ	Einphasige Halbbrücken-Schaltung																																														
Spezifikationsnummer	BSM 200GA120DN2																																														
Kollektor-Emitter-Spg.	1200 V																																														
Kollektor-Strom	290 A (bei $T_A = 25^\circ\text{C}$)																																														
Diodenbrücke																																															
Hersteller	Eupec																																														
Typ	Eupec Powerblock (Halbrücke)																																														
Spezifikationsnummer	DD 90 N 12k 202																																														
Periodische Spitzensperrspg.	1200 V																																														
Dauergrenzstrom	90 A																																														
Anschlussinduktivität	0,72 mH ($R = 7,4 \text{ m}\Omega$)																																														
Zwischenkreis-kapazität	1650 μF																																														

Tab. 8.6: Emulierbare Netzbedingungen durch Verwendung der NVN

Einstellung		Wert	S_{SC}	τ_{Netz}	$S_{SC,pu}$	X/R
Vorbelastung	L_{Netz}	60 μH	638,2 kVA	0,2 ms	21,3	0,1
	R_{Netz}	250 m Ω				
NVN: 0,1 mH	L_{vor}	160 μH	625,0 kVA	0,6 ms	20,8	0,2
	R_{vor}	251 m Ω				
NVN: 0,5 mH	L_{vor}	560 μH	516,5 kVA	2,2 ms	17,2	0,7
	R_{vor}	255 m Ω				
NVN: 1,0 mH	L_{vor}	1,1 mH	378,7 kVA	4,1 ms	12,6	1,3
	R_{vor}	260 m Ω				
NVN: 1,5 mH	L_{vor}	1,6 mH	287,2 kVA	5,9 ms	9,6	1,9
	R_{vor}	265 m Ω				
NVN: 2,0 mH	L_{vor}	2,1 mH	228,2 kVA	7,6 ms	7,6	2,4
	R_{vor}	270 m Ω				
NVN: 2,5 mH	L_{vor}	2,6 mH	188,2 kVA	9,3 ms	6,3	2,9
	R_{vor}	275 m Ω				
NVN: 3,0 mH	L_{vor}	3,1 mH	159,8 kVA	10,9 ms	5,3	3,4
	R_{vor}	280 m Ω				
NVN: 3,5 mH	L_{vor}	3,6 mH	138,6 kVA	12,5 ms	4,6	3,9
	R_{vor}	285 m Ω				
NVN: 4,0 mH	L_{vor}	4,1 mH	122,3 kVA	14,0 ms	4,1	4,4
	R_{vor}	290 m Ω				
NVN: 4,5 mH	L_{vor}	4,6 mH	109,4 kVA	15,5 ms	3,7	4,9
	R_{vor}	295 m Ω				
NVN: 5,0 mH	L_{vor}	5,1 mH	98,9 kVA	16,9 ms	3,3	5,3
	R_{vor}	300 m Ω				

8.3.4 Antriebsstrang

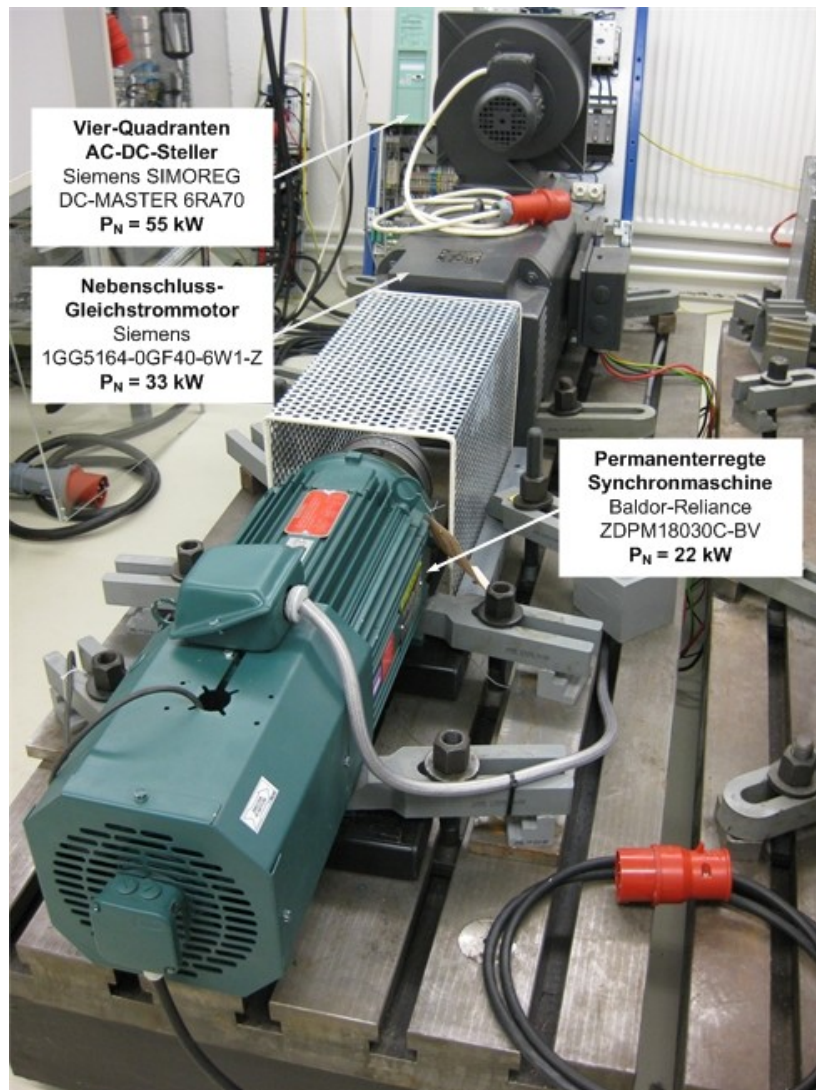


Abb. 8.6: Foto des Antriebsstranges

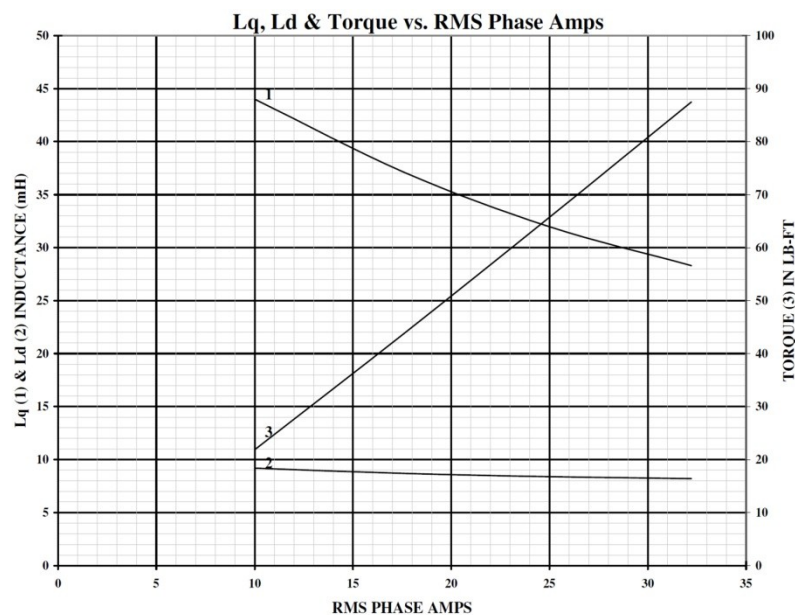
Tab. 8.7: Übersicht der Komponenten des verwendeten Antriebsstranges

Komponente	Beschreibung
Permanenterregte Synchronmaschine	Antrieb zur Speisung des untersuchten Frequenzumrichters, hauptsächlich im generatorischen Betrieb verwendet
Nebenschluss-Gleichstrommaschine	Antrieb zur Nachbildung verschiedener Lastprofile für die permanenterregte Synchronmaschine
Netzgeführter Stromrichter	Speisung der fremderregte Gleichstrommaschine sowie Regelung des Lastmomentes, Momentvorgabe über serielle Schnittstelle

Tab. 8.8: Daten der permanenterregten Synchronmaschine

Parameter	Spezifikation																								
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Permanenterregte Synchronmaschine des Herstellers Baldor-Dodge-Reliance ▪ Konstruktion des Rotors mit innenliegenden (eingelassenen) Dauermagneten ▪ Antrieb weist konstruktionsbedingt eine lastabhängige Schenkelligkeit (Verhältnis Längs- zur Querinduktivität, engl. <i>saliency ratio</i>) auf 																								
Bemessungsdaten der PMSM	<table> <tr> <td>Hersteller</td> <td>Baldor-Dodge-Reliance</td> </tr> <tr> <td>Typ</td> <td>Interior magnet permanent synchronous machine (IPM)</td> </tr> <tr> <td>Katalognummer</td> <td>ZDPM18030C-BV</td> </tr> <tr> <td>Spezifikationsnummer</td> <td>P18M0505</td> </tr> <tr> <td>Bemessungsleistung</td> <td>22 kW</td> </tr> <tr> <td>Polpaarzahl</td> <td>2</td> </tr> <tr> <td>Bemessungsdrehzahl</td> <td>1800 min⁻¹</td> </tr> <tr> <td>Bemessungsfrequenz</td> <td>60 Hz</td> </tr> <tr> <td>Polradspannung (Leiter-Neutral-Spg.)</td> <td>162 V (bei P = 22 kW, N = 1800 min⁻¹)</td> </tr> <tr> <td>Massenträgheitsmoment</td> <td>0,04 kg m²</td> </tr> <tr> <td>Induktivitätsverhältnis L_q/L_d</td> <td>28,3 mH / 8,2 mH (bei P = 22 kW, N = 1800 min⁻¹)</td> </tr> <tr> <td>Statorwiderstand (Leiter-Leiter)</td> <td>344 mΩ</td> </tr> </table>	Hersteller	Baldor-Dodge-Reliance	Typ	Interior magnet permanent synchronous machine (IPM)	Katalognummer	ZDPM18030C-BV	Spezifikationsnummer	P18M0505	Bemessungsleistung	22 kW	Polpaarzahl	2	Bemessungsdrehzahl	1800 min ⁻¹	Bemessungsfrequenz	60 Hz	Polradspannung (Leiter-Neutral-Spg.)	162 V (bei P = 22 kW, N = 1800 min ⁻¹)	Massenträgheitsmoment	0,04 kg m ²	Induktivitätsverhältnis L _q /L _d	28,3 mH / 8,2 mH (bei P = 22 kW, N = 1800 min ⁻¹)	Statorwiderstand (Leiter-Leiter)	344 mΩ
Hersteller	Baldor-Dodge-Reliance																								
Typ	Interior magnet permanent synchronous machine (IPM)																								
Katalognummer	ZDPM18030C-BV																								
Spezifikationsnummer	P18M0505																								
Bemessungsleistung	22 kW																								
Polpaarzahl	2																								
Bemessungsdrehzahl	1800 min ⁻¹																								
Bemessungsfrequenz	60 Hz																								
Polradspannung (Leiter-Neutral-Spg.)	162 V (bei P = 22 kW, N = 1800 min ⁻¹)																								
Massenträgheitsmoment	0,04 kg m ²																								
Induktivitätsverhältnis L _q /L _d	28,3 mH / 8,2 mH (bei P = 22 kW, N = 1800 min ⁻¹)																								
Statorwiderstand (Leiter-Leiter)	344 mΩ																								

Lastabhängiges L_q/L_d-Verhalten der PMSM



Tab. 8.9: Daten der fremderregten Gleichstrommaschine und des Gleichstromstellers

Parameter	Spezifikation	
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Fremderregte Gleichstrommaschine gespeist durch industriell gefertigten Gleichstromsteller (Hersteller: Siemens) ▪ Fremderrgte Gleichstrommaschine wird in Moment-geregelten Betrieb verwendet zur Nachbildung verschiedener Lastprofile ▪ Analoge Lastmomentvorgabe (galvanisch getrennt) für DA-Kanal des verwendeten dSpace Systems 	
Bemessungsdaten der Nebenschluss-Gleichstrommaschine	Typ	Innengekühlter Nebenschluss-Gleichstrommotor
	Spezifikationsnummer	1GG5164-0GF40-6VV1-Z
	Bemessungsleistung	33 kW
	Bemessungsdrehzahl	1520 min ⁻¹
	Bemessungsdrehmoment	209 Nm
	Ankerbemessungsspannung	420 V
	Bemessungsstrom	91 A
	Massenträgheitsmoment	0,29 kg m ²
	Widerstand Ankerkreis	423 mΩ (bei T _A = 120°C)
	Induktivität Ankerkreis	5,4 mH
Bemessungsdaten des Gleichstromstellers	Typ	Siemens SIMOREG Vier-Quadranten DC-Konverter
	Spezifikationsnummer	6RA7031-6DV62-0
	Schaltung	(B6) A (B6) zwei dreiphasige Anti-parallele Thyristorbrücken
	Bemessungsanschlussspannung Anker	400 V (dreiphasig)
	Bemessungseingangsstrom Anker	104 A
	Bemessungsanschlussspannung Feld	400 V (zweiphasig)
	Bemessungsfrequenz	45 bis 65 Hz
	Bemessungsgleichspannung	420 V
	Bemessungsgleichstrom	125 A
	Bemessungsleistung	52,5 kW
Bemessungsgleichspannung Feld	325 V	
Bemessungsgleichstrom Feld	10 A	

8.3.5 Mittelfrequenz-Messstromgenerator für die Netzimpedanzanalyse

Tab. 8.10: Daten des Mittelfrequenz-Messstromgenerators für die Netzimpedanzanalyse [39]

Parameter	Spezifikation																		
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Gesamtes Messsystem besteht aus zwei Komponenten: (1) dem Messstromgenerator und (2) einer Auswerteeinheit zur Berechnung der Netzimpedanz aus der gemessenen Netzspannungsveränderung ▪ Einspeisung mono-frequenter Messströme durch Messstromgenerator, Vorgabe der Sollfrequenz und Stromhöhe über serielle Schnittstelle (RS232) ▪ Auswertung der Messung auf drei verschiedenen Software-Plattformen möglich: Host-PC, Mikrocontroller oder dSpace ▪ Verwendung in dieser Arbeit zur Verifizierung der Schätz- bzw. Messergebnisse der Netzimpedanz bei $f = 50$ Hz (bzw. den charakteristischen niederfrequenten OS-Spg.) 																		
Bemessungsdaten des Messstromgenerators	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 30%;">Anschlussspannung</td> <td style="width: 30%;"></td> <td style="width: 40%;">400 V (dreiphasig)</td> </tr> <tr> <td>Messstrom</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Bereich: 80 – 1 kHz</td> <td></td> <td>20 A</td> </tr> <tr> <td style="padding-left: 20px;">Bereich: 1 – 10 kHz</td> <td></td> <td>20 A – 2 A (linear abfallend)</td> </tr> <tr> <td>Frequenzgenauigkeit</td> <td></td> <td>< 1 % vom Sollwert</td> </tr> <tr> <td>Schaltfrequenz</td> <td></td> <td>> 30 kHz</td> </tr> </table>	Anschlussspannung		400 V (dreiphasig)	Messstrom			Bereich: 80 – 1 kHz		20 A	Bereich: 1 – 10 kHz		20 A – 2 A (linear abfallend)	Frequenzgenauigkeit		< 1 % vom Sollwert	Schaltfrequenz		> 30 kHz
Anschlussspannung		400 V (dreiphasig)																	
Messstrom																			
Bereich: 80 – 1 kHz		20 A																	
Bereich: 1 – 10 kHz		20 A – 2 A (linear abfallend)																	
Frequenzgenauigkeit		< 1 % vom Sollwert																	
Schaltfrequenz		> 30 kHz																	

8.4 Signalelektronik und Messsensorik

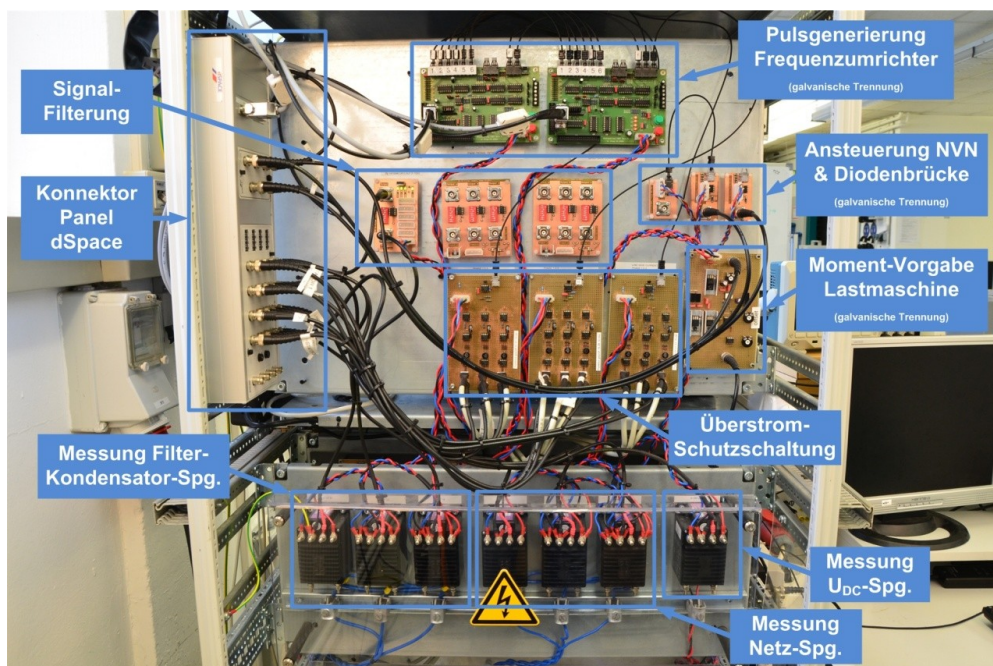


Abb. 8.7: Foto des gesamten Signalteils des Laborsystems

8.4.1 Verwendete Messgeräte

Tab. 8.11: Übersicht der verwendeten Messgeräte

Messmittel	Gerätebezeichnung
Oszilloskop	Tektronix DPO 3014, 4-Kanal 100 MHz, 2,5 GS/s, 8-bit Vertikalauflösung
Strommesszangen	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Fluke i200s Wechselstromzange ▪ Tektronix A6303 AC/DC Stromzange mit Tektronix AM503B AC/DC Differenzverstärker
Spannungsdifferenzastköpfe	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Tektronix THDP0200 Differenzastkopf, 200 MHz, 1000V ▪ Tektronix P5205 AC/DC Differenzastkopf, 100 MHz, 1000 V
Leistungs- und FFT-Messung	Dewetron 2010 (Softwarestand: DEWESoft 7.0.5), 200 KS/s, 8 bit Vertikalauflösung
LCR Meter	LCR Meter Sourcetronic ST2826A, 20 Hz – 2 MHz, 10 mHz Frequenzauflösung

8.4.2 dSpace System

Tab. 8.12: Übersicht der Komponenten des verwendeten (modularen) dSpace Systems

dSpace Komponente	Beschreibung
DS 1006 Processor Board	Hauptprozessor, Realisierung der Echtzeit-Berechnung, Schnittstelle zum Host-PC
DS 2004 High-Speed A/D Board	Digitalisierung analoger Messsignale
DS 2101 D/A Board	Umwandlung digitaler in analoge Signale
DS 3001 Incremental Encoder Interface Board	Messwertaufnahme inkrementeller Drehzahlsensoren
DS 5101 Digital Waveform Output Board	Generierung digitaler Pulsmuster

8.4.3 Strommessung

Tab. 8.13: Daten der verwendeten Strommesssensoren

Parameter	Spezifikation														
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ dreiphasige Messung der Anschlussströme (I_{PCC}) über LEM HAL 50-S Sensoren ▪ dreiphasige Messung der Ausgangsströme des netzseitigen Umrichters (I_{Conv}) über LEM HAL 50-S Sensoren ▪ dreiphasige Messung der Ausgangsströme des maschinenseitigen Umrichters (I_{Stator}) über LEM HAL 50-S Sensoren ▪ Galvanische Trennung zwischen Primärseite (Leistungsteil) und Sekundärseite (Signalteil) ▪ Hall-Effekt basierte Stromsensoren ▪ Jeder dreiphasigen Strommessung ist eine Überstromdetektion ($I > I_{N,LEM}$) mit Sicherheitsabschaltung nachgelagert 														
LEM HAL 50-S	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 50%;">Nennstrom Primärseite I_{PN}</td> <td>50 A</td> </tr> <tr> <td>Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}</td> <td>± 4 V (bei $\pm I_{PN}$)</td> </tr> <tr> <td>Lastwiderstand R_L</td> <td>> 1 kΩ (bei T_A 0 ... 70 °C)</td> </tr> <tr> <td>Isolationsspannung $V_{b,rms}$</td> <td>500 V</td> </tr> <tr> <td>Messgenauigkeit X</td> <td>$< \pm 1$ % (bei I_{PN}, $T_A = 25$ °C)</td> </tr> <tr> <td>Linearitätsfehler ε_L</td> <td>$< \pm 0,5$ % (% von I_{PN})</td> </tr> <tr> <td>Bandbreite BW</td> <td>DC ... 50 kHz</td> </tr> </table>	Nennstrom Primärseite I_{PN}	50 A	Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}	± 4 V (bei $\pm I_{PN}$)	Lastwiderstand R_L	> 1 k Ω (bei T_A 0 ... 70 °C)	Isolationsspannung $V_{b,rms}$	500 V	Messgenauigkeit X	$< \pm 1$ % (bei I_{PN} , $T_A = 25$ °C)	Linearitätsfehler ε_L	$< \pm 0,5$ % (% von I_{PN})	Bandbreite BW	DC ... 50 kHz
Nennstrom Primärseite I_{PN}	50 A														
Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}	± 4 V (bei $\pm I_{PN}$)														
Lastwiderstand R_L	> 1 k Ω (bei T_A 0 ... 70 °C)														
Isolationsspannung $V_{b,rms}$	500 V														
Messgenauigkeit X	$< \pm 1$ % (bei I_{PN} , $T_A = 25$ °C)														
Linearitätsfehler ε_L	$< \pm 0,5$ % (% von I_{PN})														
Bandbreite BW	DC ... 50 kHz														

8.4.4 Spannungsmessung

Tab. 8.14: Daten der verwendeten Spannungssensoren

Parameter	Spezifikation																
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ dreiphasige Messung der Anschlussspannungen (U_{PCC}) über LEM CV 3-1000 Sensoren, Messung der Leiter-Leiter-Spannungen ▪ dreiphasige Messung der Spannungen der Filterkondensatoren (U_{Cf}) über LEM CV 3-1000 Sensoren, Messung der Leiter-Leiter-Spannungen ▪ Messung der Zwischenkreisspannung (U_{DC}) über LEM CV 3-1200 Sensor ▪ Galvanische Trennung zwischen Primärseite (Leistungsteil) und Sekundärseite (Signalteil) 																
LEM CV 3-1000	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 60%;">Nennspannung Primärseite (Effektivwert) V_{PN}</td> <td>700 V</td> </tr> <tr> <td>Messbereich Primärseite V_{PM}</td> <td>0 ... ± 1000 V</td> </tr> <tr> <td>Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}</td> <td>10 V (bei max. V_{PM})</td> </tr> <tr> <td>Lastwiderstand R_L</td> <td>> 1 kΩ</td> </tr> <tr> <td>Messgenauigkeit X</td> <td>± 0,2 % (bei $V_{PM,max}$, $T_A = 25\text{ °C}$)</td> </tr> <tr> <td>Anstiegszeit t_r</td> <td>0,3 μs (bei Sprung auf 90 % V_{PN})</td> </tr> <tr> <td>du/dt Genauigkeit</td> <td>max. 800 V/μs</td> </tr> <tr> <td>Bandbreite BW</td> <td>DC ... 500 kHz</td> </tr> </table>	Nennspannung Primärseite (Effektivwert) V_{PN}	700 V	Messbereich Primärseite V_{PM}	0 ... ± 1000 V	Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}	10 V (bei max. V_{PM})	Lastwiderstand R_L	> 1 kΩ	Messgenauigkeit X	± 0,2 % (bei $V_{PM,max}$, $T_A = 25\text{ °C}$)	Anstiegszeit t_r	0,3 μs (bei Sprung auf 90 % V_{PN})	du/dt Genauigkeit	max. 800 V/μs	Bandbreite BW	DC ... 500 kHz
Nennspannung Primärseite (Effektivwert) V_{PN}	700 V																
Messbereich Primärseite V_{PM}	0 ... ± 1000 V																
Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}	10 V (bei max. V_{PM})																
Lastwiderstand R_L	> 1 kΩ																
Messgenauigkeit X	± 0,2 % (bei $V_{PM,max}$, $T_A = 25\text{ °C}$)																
Anstiegszeit t_r	0,3 μs (bei Sprung auf 90 % V_{PN})																
du/dt Genauigkeit	max. 800 V/μs																
Bandbreite BW	DC ... 500 kHz																
LEM CV 3-1200	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 60%;">Nennspannung Primärseite (Effektivwert) V_{PN}</td> <td>840 V</td> </tr> <tr> <td>Messbereich Primärseite V_{PM}</td> <td>0 ... ± 1200 V</td> </tr> <tr> <td>Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}</td> <td>10 V (bei max. V_{PM})</td> </tr> <tr> <td>Lastwiderstand R_L</td> <td>> 1 kΩ</td> </tr> <tr> <td>Messgenauigkeit X</td> <td>± 0,2 % (bei $V_{PM,max}$, $T_A = 25\text{ °C}$)</td> </tr> <tr> <td>Anstiegszeit t_r</td> <td>0,3 μs (bei Sprung auf 90 % V_{PN})</td> </tr> <tr> <td>du/dt Genauigkeit</td> <td>max. 900 V/μs</td> </tr> <tr> <td>Bandbreite BW</td> <td>DC ... 800 kHz</td> </tr> </table>	Nennspannung Primärseite (Effektivwert) V_{PN}	840 V	Messbereich Primärseite V_{PM}	0 ... ± 1200 V	Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}	10 V (bei max. V_{PM})	Lastwiderstand R_L	> 1 kΩ	Messgenauigkeit X	± 0,2 % (bei $V_{PM,max}$, $T_A = 25\text{ °C}$)	Anstiegszeit t_r	0,3 μs (bei Sprung auf 90 % V_{PN})	du/dt Genauigkeit	max. 900 V/μs	Bandbreite BW	DC ... 800 kHz
Nennspannung Primärseite (Effektivwert) V_{PN}	840 V																
Messbereich Primärseite V_{PM}	0 ... ± 1200 V																
Ausgangsspannung Sekundärseite (analog) V_{out}	10 V (bei max. V_{PM})																
Lastwiderstand R_L	> 1 kΩ																
Messgenauigkeit X	± 0,2 % (bei $V_{PM,max}$, $T_A = 25\text{ °C}$)																
Anstiegszeit t_r	0,3 μs (bei Sprung auf 90 % V_{PN})																
du/dt Genauigkeit	max. 900 V/μs																
Bandbreite BW	DC ... 800 kHz																

8.4.5 Drehzahlerfassung

Tab. 8.15: Daten der verwendeten Drehzahlerfassung

Parameter	Spezifikation																		
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Drehzahlerfassung der permanenterrregten Synchronmaschine über Heidenhain ROD 420 Inkremental-Drehgeber mit Eigenlagerung für separate Wellen-Kupplung ▪ Aufbereitung der (TTL-basierten) Messsignale über DS 3001 Incremental Encoder Interface Board 																		
ROD 420	<table> <tbody> <tr> <td>Inkrementalsignal</td> <td>TTL</td> </tr> <tr> <td>Strichzahl</td> <td>4096</td> </tr> <tr> <td>Referenzmarke</td> <td>Eine</td> </tr> <tr> <td>Abtastfrequenz</td> <td>$\leq 300 \text{ kHz}$</td> </tr> <tr> <td>Flankenabstand</td> <td>$\geq 0,39 \mu\text{s}$</td> </tr> <tr> <td>Systemgenauigkeit</td> <td>1/20 der Teilungsperiode</td> </tr> <tr> <td>Anlaufdrehmoment</td> <td>$\leq 0,01 \text{ Nm}$ (bei $T_A = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)</td> </tr> <tr> <td>Max. mech. Drehzahl</td> <td>$\leq 12000 \text{ min}^{-1}$</td> </tr> <tr> <td>Trägheitsmoment</td> <td>$\leq 2,3 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$</td> </tr> </tbody> </table>	Inkrementalsignal	TTL	Strichzahl	4096	Referenzmarke	Eine	Abtastfrequenz	$\leq 300 \text{ kHz}$	Flankenabstand	$\geq 0,39 \mu\text{s}$	Systemgenauigkeit	1/20 der Teilungsperiode	Anlaufdrehmoment	$\leq 0,01 \text{ Nm}$ (bei $T_A = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)	Max. mech. Drehzahl	$\leq 12000 \text{ min}^{-1}$	Trägheitsmoment	$\leq 2,3 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$
Inkrementalsignal	TTL																		
Strichzahl	4096																		
Referenzmarke	Eine																		
Abtastfrequenz	$\leq 300 \text{ kHz}$																		
Flankenabstand	$\geq 0,39 \mu\text{s}$																		
Systemgenauigkeit	1/20 der Teilungsperiode																		
Anlaufdrehmoment	$\leq 0,01 \text{ Nm}$ (bei $T_A = 20 \text{ }^\circ\text{C}$)																		
Max. mech. Drehzahl	$\leq 12000 \text{ min}^{-1}$																		
Trägheitsmoment	$\leq 2,3 \cdot 10^{-6} \text{ kgm}^2$																		

8.4.6 Signalfilter

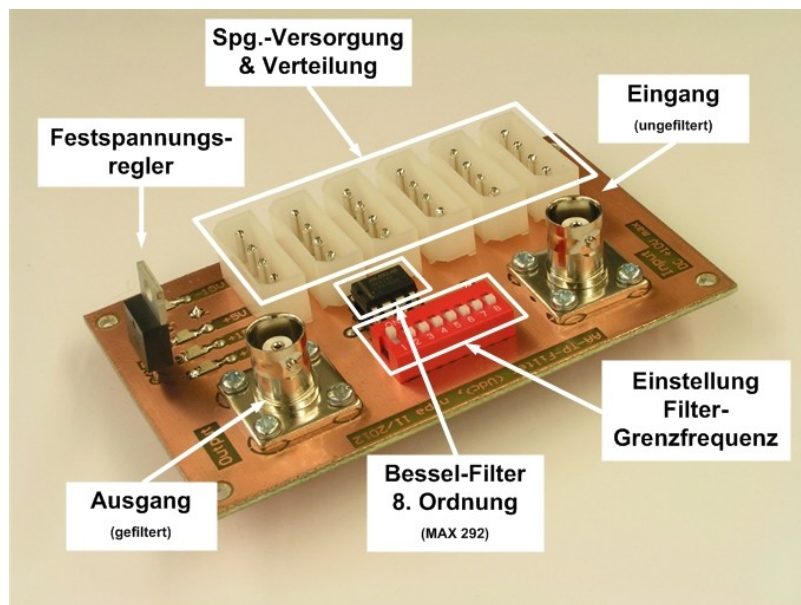


Abb. 8.8: Foto des verwendeten Signalfilters (Bessel-Filter 8. Ordnung) mit einstellbarer Grenzfrequenz

Tab. 8.16: Daten der verwendeten Signalfilter

Parameter	Spezifikation								
Allgemein	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Die Signalfilter basieren auf der Verwendung eines IC der Firma Maxim Integrated™ ▪ Es wird ein Bessel-Filter 8. Ordnung verwendet, MAX 292 ▪ Filter IC basiert auf Swichted-Capacitor Bauweise ▪ Einstellung der Filtergrenzfrequenz über externe Kondensator-Beschaltung ▪ Grenzfrequenz einstellbar über (8-fach) DIP-Schalter ▪ Filterung des gemessenen Zwischenkreisspannungssignals (U_{DC}), der gemessenen Anschlussströme (i_{PCC}) und der gemessenen Anschlussspannungen (u_{PCC}) 								
MAX 292	<table style="width: 100%; border-collapse: collapse;"> <tr> <td style="width: 33%;">Filter</td> <td style="width: 33%;">Bessel-Filter 8. Ordnung</td> </tr> <tr> <td>Bauweise</td> <td>Swichted-Capacitor Filter</td> </tr> <tr> <td>Gehäuse</td> <td>8 Plastik DIP</td> </tr> <tr> <td>Grenzfrequenz</td> <td>0,1 ... 25 kHz (einstellbar)</td> </tr> </table>	Filter	Bessel-Filter 8. Ordnung	Bauweise	Swichted-Capacitor Filter	Gehäuse	8 Plastik DIP	Grenzfrequenz	0,1 ... 25 kHz (einstellbar)
Filter	Bessel-Filter 8. Ordnung								
Bauweise	Swichted-Capacitor Filter								
Gehäuse	8 Plastik DIP								
Grenzfrequenz	0,1 ... 25 kHz (einstellbar)								

8.5 Ergänzungen zur Modellierung eines LCL-Filters

8.5.1 Kenngrößen eines LCL-Filters

Die Resonanzkreisfrequenz ω_{Res} eines LCL-Filters wird berechnet nach:

$$\omega_{Res} = 2\pi f_{Res} = \sqrt{\frac{L_{fc} + L_{fg}}{C_f L_{fc} L_{fg}}} \quad (8.18)$$

Die auf die Ausgangsspannung eines Umrichters bezogene Anti-Resonanzkreisfrequenz $\omega_{0,c}$ eines LCL-Filters ist gegeben durch:

$$\omega_{0,c} = 2\pi f_{0,c} = \frac{1}{\sqrt{C_f L_{fc}}} \quad (8.19)$$

Dahingegen ist die auf die Anschlussspannung eines Umrichters bezogene Anti-Resonanzkreisfrequenz $\omega_{0,g}$ eines LCL-Filters gegeben durch:

$$\omega_{0,g} = 2\pi f_{0,g} = \frac{1}{\sqrt{C_f L_{fg}}} \quad (8.20)$$

8.5.2 Zeitdiskretes Zustandsraummodell im ortsfesten Koordinatensystem

Die Berechnung der Koeffizienten des zeitdiskreten Zustandsraummodells im stationären Koordinatensystem ($\omega_k = 0 \text{ s}^{-1}$) erfolgt auf Grundlage der in Kap. 4.2.6 (S. 107, Tab. 4.2 und Tab. 4.3) dargestellten Koeffizienten und bei Vernachlässigung der ohmschen Verluste des LCL-Filters ($R_{fg} = R_{fc} = R_{ESR} = 0$).

Bei Berechnung der Koeffizienten von b_{dij} kommt zudem folgende Grenzwertberechnung zum tragen:

$$\begin{aligned} & \lim_{\omega_k \rightarrow 0} \left[j\omega_{res} \frac{1}{\omega_k} (1 - e^{-j\omega_k T_s}) \right] \\ &= j\omega_{Res} \lim_{\omega_k \rightarrow 0} \left[\frac{1}{\omega_k} (1 - e^{-j\omega_k T_s}) \right] \stackrel{\text{L'Hospital-}}{\cong} j\omega_{res} \lim_{\omega_k \rightarrow 0} \left[\frac{j T_s}{1 + j\omega_k T_s} \right] \quad (8.21) \\ &= -\omega_{Res} T_s \end{aligned}$$

Tab. 8.17: Koeffizienten der Systemmatrix A_d des zeitdiskreten Zustandsraummodells des LCL-Filters im ortsfesten Koordinatensystem

$a_{d11} =$ $\frac{L_{fc} + L_{fg} \cos(\omega_{Res} T_s)}{L_{fg} + L_{fc}}$	$a_{d12} =$ $\frac{L_{fg} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)]}{L_{fg} + L_{fc}}$	$a_{d13} =$ $-\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} L_{fc}}$
$a_{d21} =$ $\frac{L_{fc} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)]}{L_{fg} + L_{fc}}$	$a_{d22} =$ $\frac{L_{fg} + L_{fc} \cos(\omega_{Res} T_s)}{L_{fg} + L_{fc}}$	$a_{d23} =$ $\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} L_{fg}}$
$a_{d31} =$ $\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} C_f}$	$a_{d32} =$ $-\frac{\sin(\omega_{Res} T_s)}{\omega_{Res} C_f}$	$a_{d33} =$ $\cos(\omega_{Res} T_s)$

Tab. 8.18: Koeffizienten der Eingangsmatrix B_d des zeitdiskreten Zustandsraummodells des LCL-Filters im ortsfesten Koordinatensystem

$b_{d11} =$ $\frac{L_{fg} \sin(\omega_{Res} T_s) + \omega_{Res} T_s L_{fc}}{\omega_{Res} L_{fc} (L_{fc} + L_{fg})}$	$b_{d12} =$ $\frac{\sin(\omega_{Res} T_s) - \omega_{Res} T_s}{\omega_{Res} (L_{fc} + L_{fg})}$
$b_{d21} =$ $\frac{-\sin(\omega_{Res} T_s) + \omega_{Res} T_s}{\omega_{Res} (L_{fc} + L_{fg})}$	$b_{d22} =$ $\frac{L_{fc} \sin(\omega_{Res} T_s) + \omega_{Res} T_s L_{fg}}{\omega_{Res} L_{fg} (L_{fc} + L_{fg})}$
$b_{d31} =$ $\frac{L_{fg} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)]}{(L_{fc} + L_{fg})}$	$b_{d32} =$ $\frac{L_{fc} [1 - \cos(\omega_{Res} T_s)]}{(L_{fc} + L_{fg})}$

8.5.3 Darstellung der komplexwertigen Stromregelung als Mehrgrößensystem

In Kap. 4.3.2. (S. 123 ff.) wird die Analyse des Einflusses einer variierenden Netzimpedanz auf die in dieser Arbeit neu entwickelte, komplexwertige und zeitdiskrete Stromregelung vorgestellt. Die Analysen basieren auf einer Beschreibung der relevanten Systemdynamiken in Form einer MIMO-Darstellung. Nachfolgend werden die für diese Analyse verwendeten Übertragungsdynamiken in der vorgeschlagenen MIMO-Darstellung aufgelistet.

Die in Kap. 4.2.5 (S. 107, Tab. 4.1, Glg. (4.30) bzw. (4.32)) dargestellten komplexwertigen Übertragungsdynamiken der Regelstrecke mit L-Filterssystem werden in der MIMO-Systemdarstellung umgeformt zu:

$$\underline{G}_{L,F}^{dq}(z) \Big|_{\omega_k \neq 0} = \frac{\underline{I}_{Conv}^{dq}(z)}{\underline{U}_{Conv}^{dq}(z)} = \begin{bmatrix} G_{L,dd}(z) = \frac{I_{Conv,d}(z)}{U_{Conv,d}(z)} & G_{L,dq}(z) = \frac{I_{Conv,q}(z)}{U_{Conv,d}(z)} \\ G_{L,qd}(z) = \frac{I_{Conv,d}(z)}{U_{Conv,q}(z)} & G_{L,qq}(z) = \frac{I_{Conv,q}(z)}{U_{Conv,q}(z)} \end{bmatrix} \quad (8.22)$$

$$G_{L,dd}(z) = G_{L,qq}(z) = \frac{a_1 z + a_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}$$

$$G_{L,dq}(z) = -G_{L,qd}(z) = \frac{c_1 z + c_0}{b_2 z^2 + b_1 z + b_0}$$

Dabei werden die (reellwertigen) Koeffizienten der Übertragungsfunktionen wie folgt berechnet:

$$a_1 = R_f [1 - \alpha_0 \cos(\omega_k T_s)] + \omega_k L_f \alpha_0 \sin(\omega_k T_s) \quad (8.23)$$

$$\begin{aligned}
a_0 &= \alpha_0 R_f [\alpha_0 - \cos(\omega_k T_s)] - \omega_k L_f \alpha_0 \sin(\omega_k T_s) \\
c_1 &= -R_f \alpha_0 \sin(\omega_k T_s) + \omega_k L_f [1 - \alpha_0 \cos(\omega_k T_s)] \\
c_0 &= R_f \alpha_0 \sin(\omega_k T_s) + \omega_k L_f \alpha_0 [\alpha_0 - \cos(\omega_k T_s)] \\
b_2 &= R_f^2 + \omega_k^2 L_f^2 \\
b_1 &= -2 \alpha_0 \cos(\omega_k T_s) [R_f^2 + \omega_k^2 L_f^2] \\
b_0 &= \alpha_0^2 [R_f^2 + \omega_k^2 L_f^2]
\end{aligned}$$

Die MIMO-Übertragungsdynamiken einer symmetrischen PWM mit Abtastung zu Beginn der Trägerperiode bzw. einer asymmetrischen PWM mit Abtastung im Trägerminimum und -maximum sind weiterhin:

$$\begin{aligned}
\underline{G}_{PWM}^{dq}(z) \Big|_{\omega_k \neq 0, T_d = T_s} &= \frac{\underline{U}_{Conv}^{dq}(z)}{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(z)} \\
&= \begin{bmatrix} G_{PWM,dd}(z) = \frac{U_{Conv,d}(z)}{U_{Conv,d,ref}(z)} & G_{PWM,dq}(z) = \frac{U_{Conv,q}(z)}{U_{Conv,d,ref}(z)} \\ G_{PWM,qd}(z) = \frac{U_{Conv,d}(z)}{U_{Conv,q,ref}(z)} & G_{PWM,qq}(z) = \frac{U_{Conv,q}(z)}{U_{Conv,q,ref}(z)} \end{bmatrix} \quad (8.24)
\end{aligned}$$

$$G_{PWM,dd}(z) = G_{PWM,qq}(z) = \frac{1}{z} \cos(\omega_k T_s)$$

$$G_{PWM,dq}(z) = -G_{PWM,qd}(z) = \frac{1}{z} \sin(\omega_k T_s)$$

In Kap. 4.3.1 (S. 117 ff.) wird der komplexwertige Stromregler mit (zumindest theoretisch vollständiger) Kompensation der Verkopplungsdynamiken vorgestellt. Die äquivalente MIMO-Darstellung dieses Reglers ergibt sich zu:

$$\begin{aligned}
\underline{R}^{dq}(z) \Big|_{\omega_k \neq 0} &= \frac{\underline{U}_{Conv,ref}^{dq}(z)}{\underline{I}_{Conv,err}^{dq}(z)} = \begin{bmatrix} R_{dd}(z) = \frac{U_{Conv,d,ref}(z)}{I_{Conv,d,err}(z)} & R_{dq}(z) = \frac{U_{Conv,q,ref}(z)}{I_{Conv,d,err}(z)} \\ R_{qd}(z) = \frac{U_{Conv,d,ref}(z)}{I_{Conv,q,err}(z)} & R_{qq}(z) = \frac{U_{Conv,q,ref}(z)}{I_{Conv,q,err}(z)} \end{bmatrix} \quad (8.25)
\end{aligned}$$

$$R_{dd}(z) = R_{qq}(z) = \frac{r_1 z + r_0}{s_1 z + s_0}$$

$$R_{dq}(z) = -R_{qd}(z) = \frac{x_1 z + x_0}{s_1 z + s_0}$$

Dabei werden die (reellwertigen) Koeffizienten der Übertragungsfunktionen wie folgt berechnet:

$$\begin{aligned}
r_1 &= \gamma (R_f [\cos(\omega_k T_s) - \alpha_0 \cos(2\omega_k T_s)] \\
&\quad - \omega_k L_f [\sin(\omega_k T_s) - \alpha_0 \sin(2\omega_k T_s)]) \\
r_0 &= -\gamma \alpha_0 (R_f [1 - \alpha_0 \cos(\omega_k T_s)] + \omega_k L_f \alpha_0 \sin(\omega_k T_s)) \\
x_1 &= \gamma (R_f [-\sin(\omega_k T_s) + \alpha_0 \sin(2\omega_k T_s)] \\
&\quad - \omega_k L_f [\cos(\omega_k T_s) - \alpha_0 \cos(2\omega_k T_s)]) \\
x_0 &= -\gamma \alpha_0 (R_f \alpha_0 \sin(\omega_k T_s) + \omega_k L_f [\alpha_0 \cos(\omega_k T_s) - 1]) \\
s_1 &= \alpha_0^2 - 2\alpha_0 \cos(\omega_k T_s) + 1 \\
s_0 &= -s_1
\end{aligned} \tag{8.26}$$

8.6 Weitere Ergänzungen

8.6.1 Berechnung der Koeffizienten der Jakobi-Matrix des Erweiterten Kalman-Filters zur Schätzung der Netzimpedanz

$$F_{1,1}(k) = \frac{\partial f_1\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_1(k)} = 1 - R_{Netz}(k) l_{Netz}(k) T_s \tag{8.27}$$

$$F_{1,3}(k) = \frac{\partial f_1\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_3(k)} = l_{Netz}(k) T_s \tag{8.28}$$

$$F_{1,5}(k) = \frac{\partial f_1\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_5(k)} = l_{Netz}(k) T_s \tag{8.29}$$

$$F_{1,7}(k) = \frac{\partial f_1\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_7(k)} = l_{Netz}(k) T_s \tag{8.30}$$

$$F_{1,9}(k) = \frac{\partial f_1\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_9(k)} = l_{Netz}(k) T_s \tag{8.31}$$

$$F_{1,11}(k) = \frac{\partial f_1\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_{11}(k)} = -I_{PCC,\alpha}(k) l_{Netz}(k) T_s \tag{8.32}$$

$$\begin{aligned}
F_{1,12}(k) &= \frac{\partial f_1\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_{12}(k)} \\
&= -I_{PCC,\alpha}(k) R_{Netz}(k) T_s \\
&\quad + [U_{Netz,\alpha}^{1+}(k) + U_{Netz,\alpha}^{1-}(k) + U_{Netz,\alpha}^{5-}(k) + U_{Netz,\alpha}^{7+}(k)] T_s \\
&\quad - U_{PCC,\alpha}(k) T_s
\end{aligned} \tag{8.33}$$

$$F_{2,2}(k) = \frac{\partial f_2\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_2(k)} = 1 - R_{Netz}(k) l_{Netz}(k) T_s \tag{8.34}$$

$$F_{2,4}(k) = \frac{\partial f_2\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_4(k)} = l_{\text{Netz}}(k) T_s \quad (8.35)$$

$$F_{2,6}(k) = \frac{\partial f_2\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_6(k)} = l_{\text{Netz}}(k) T_s \quad (8.36)$$

$$F_{2,8}(k) = \frac{\partial f_2\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_8(k)} = l_{\text{Netz}}(k) T_s \quad (8.37)$$

$$F_{2,10}(k) = \frac{\partial f_2\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_{10}(k)} = l_{\text{Netz}}(k) T_s \quad (8.38)$$

$$F_{2,11}(k) = \frac{\partial f_2\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_{11}(k)} = -I_{\text{PCC},\beta}(k) l_{\text{Netz}}(k) T_s \quad (8.39)$$

$$\begin{aligned} F_{2,12}(k) &= \frac{\partial f_2\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_{12}(k)} \\ &= -I_{\text{PCC},\beta}(k) R_{\text{Netz}}(k) T_s \\ &\quad + [U_{\text{Netz},\beta}^{1+}(k) + U_{\text{Netz},\beta}^{1-}(k) + U_{\text{Netz},\beta}^{5-}(k) + U_{\text{Netz},\beta}^{7+}(k)] T_s \\ &\quad - U_{\text{PCC},\beta}(k) T_s \end{aligned} \quad (8.40)$$

$$F_{3,3}(k) = \frac{\partial f_3\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_3(k)} = \cos \Delta\vartheta \quad (8.41)$$

$$F_{3,4}(k) = \frac{\partial f_3\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_4(k)} = -\sin \Delta\vartheta \quad (8.42)$$

$$F_{4,3}(k) = \frac{\partial f_4\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_3(k)} = \sin \Delta\vartheta \quad (8.43)$$

$$F_{4,4}(k) = \frac{\partial f_4\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_4(k)} = \cos \Delta\vartheta \quad (8.44)$$

$$F_{5,5}(k) = \frac{\partial f_5\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_5(k)} = \cos \Delta\vartheta \quad (8.45)$$

$$F_{5,6}(k) = \frac{\partial f_5\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_6(k)} = \sin \Delta\vartheta \quad (8.46)$$

$$F_{6,5}(k) = \frac{\partial f_6\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_5(k)} = -\sin \Delta\vartheta \quad (8.47)$$

$$F_{6,6}(k) = \frac{\partial f_6\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_6(k)} = \cos \Delta\vartheta \quad (8.48)$$

$$F_{7,7}(k) = \frac{\partial f_7\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_7(k)} = \cos 5\Delta\vartheta \quad (8.49)$$

$$F_{7,8}(k) = \frac{\partial f_7\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_8(k)} = \sin 5\Delta\vartheta \quad (8.50)$$

$$F_{8,7}(k) = \frac{\partial f_8\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_7(k)} = -\sin 5\Delta\vartheta \quad (8.51)$$

$$F_{8,8}(k) = \frac{\partial f_8\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_8(k)} = \cos 5\Delta\vartheta \quad (8.52)$$

$$F_{9,9}(k) = \frac{\partial f_9\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_9(k)} = \cos 7\Delta\vartheta \quad (8.53)$$

$$F_{9,10}(k) = \frac{\partial f_9\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_{10}(k)} = -\sin 7\Delta\vartheta \quad (8.54)$$

$$F_{10,9}(k) = \frac{\partial f_{10}\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_9(k)} = \sin 7\Delta\vartheta \quad (8.55)$$

$$F_{10,10}(k) = \frac{\partial f_{10}\{\underline{x}(k), \underline{u}(k)\}}{\partial x_{10}(k)} = \cos 7\Delta\vartheta \quad (8.56)$$

Tab. 8.19: Mögliche Trägerfrequenzen zur Reduzierung der Netzurückwirkungen eines zweistufigen Netzpulsstromrichters und daraus resultierende Abtast- und effektive Schaltfrequenzen

Träger- frequenz	Verhältnis $f_{Träger}$ zu 50 Hz	Abtast- frequenz (s-PWM)	ω_k/ω_s - Verhältnis (s-PWM)	Abtast- frequenz (a-PWM)	ω_k/ω_s - Verhältnis (a-PWM)	effektive Schaltfrequenz	
						C-PWM	D-PWM
$f_{Träger}$	$f_{Träger}/f_k$	f_s	f_k/f_s	f_s	f_k/f_s	$f_{sw,eff}$	$f_{sw,eff}$
450 Hz	9	450 Hz	1/9	900 Hz	1/18	450 Hz	300 Hz
750 Hz	15	750 Hz	1/15	1500 Hz	1/30	750 Hz	500 Hz
1050 Hz	21	1050 Hz	1/21	2100 Hz	1/42	1050 Hz	700 Hz
1350 Hz	27	1350 Hz	1/27	2700 Hz	1/54	1350 Hz	900 Hz
1650 Hz	33	1650 Hz	1/33	3300 Hz	1/66	1650 Hz	1100 Hz
1950 Hz	39	1950 Hz	1/39	3900 Hz	1/78	1950 Hz	1300 Hz
2250 Hz	45	2250 Hz	1/45	4500 Hz	1/90	2250 Hz	1500 Hz
2550 Hz	51	2550 Hz	1/51	5100 Hz	1/102	2550 Hz	1700 Hz

8.6.2 Erläuterung zur Wahl der Abtastfrequenz

Die Festlegung der verschiedenen Abtastfrequenzen in dieser Arbeit erfolgt in Hinblick auf die Anwendung von Netzpulsstromrichtern für mittlere bis hohe Anschlussleistungen. Da-

bei soll insbesondere eine Übertragbarkeit der regelungstechnischen Analysen auf dreistufige Umrichter mit Spannungszwischenkreis gewährleistet sein. In [252] wird die Festlegung der Abast- bzw. Trägerfrequenzen für dreistufige Umrichtersysteme ausführliche diskutiert. Für eine möglichst rückwirkungsfreie Netzanbindung solcher dreistufigen Umrichter mit Spannungszwischenkreis eignet sich demnach die Festlegung der Trägerfrequenz als ein ungeradzahlig Vielfaches der dreifachen Grundschiebungsfrequenz, vgl. Tab. 8.19.

8.6.3 Einstellung des Erweiterten Kalman-Filters für die Umsetzung der netzadaptiven Stromregelung für die verschiedenen LCL-Filterkonfigurationen

In dem Kap. 3.3.4 und dem Kap. 4.4.8 wird die Schätzung der äquivalenten Netzimpedanz durch einen Erweiterten Kalman-Filter (EKF) für transiente (sprungförmige) Änderungen der Netzimpedanz messtechnisch untersucht. Die für diese Experimente vorgenommenen und in Hinblick auf die Detektionsdynamik der Netzimpedanz optimierten Einstellungen des EKF's sind in der Tab. 8.20 in Abhängigkeit der verwendeten LCL-Filterkonfiguration (vgl. Tab. 4.12, S. 168) und des betrachteten Sprunges der Netzimpedanz zusammengefasst.

Tab. 8.20: Einstellung des EKF's zur Identifikation der äquivalenten Netzimpedanz in Abhängigkeit des verwendeten Netzfilters und des durchgeführten Sprunges der Netzimpedanz

Einstellung	LCL I				LCL II	
$L_{vor,start}$	0,0 mH	0,5 mH	0,1 mH	0,5 mH	0,0 mH	0,5 mH
$L_{vor,end}$	0,1 mH	1,0 mH	1,0 mH	3,0 mH	0,1 mH	3,0 mH
α	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
r_{ipcc} / A^2	$15 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^{-6}$	$15 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^{-6}$	$10 \cdot 10^{-6}$
q_{ipcc} / A^2	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$
$q_{U_{netz,1+}} / V^2$	$100 \cdot 10^{-12}$	$100 \cdot 10^{-12}$	$100 \cdot 10^{-12}$	$100 \cdot 10^{-12}$	$100 \cdot 10^{-12}$	$100 \cdot 10^{-12}$
$q_{U_{netz,1-}} / V^2$	$15 \cdot 10^{-12}$	$15 \cdot 10^{-12}$	$15 \cdot 10^{-12}$	$15 \cdot 10^{-12}$	$15 \cdot 10^{-12}$	$20 \cdot 10^{-12}$
$q_{U_{netz,5-}} / V^2$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$
$q_{U_{netz,7+}} / V^2$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$	$10 \cdot 10^{-12}$
$q_{U_{netz,11-}} / V^2$	-	-	-	-	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$
$q_{U_{netz,13+}} / V^2$	-	-	-	-	$1 \cdot 10^{-12}$	$1 \cdot 10^{-12}$
$q_{R_{netz}} / \Omega^2$	$1 \cdot 10^{-18}$	$1 \cdot 10^{-18}$	$5 \cdot 10^{-18}$	$75 \cdot 10^{-18}$	$2 \cdot 10^{-18}$	$150 \cdot 10^{-18}$
$q_{I_{netz}} / H^2$	$15 \cdot 10^{-9}$	$50 \cdot 10^{-9}$	$75 \cdot 10^{-9}$	$100 \cdot 10^{-9}$	$75 \cdot 10^{-9}$	$150 \cdot 10^{-9}$

Liste eigener Veröffentlichungen

Liste der Veröffentlichungen auf internationalen Fachkonferenzen als Erstautor:

- [K1] N. Hoffmann, L. Asiminoaei, S. Hansen and F. W. Fuchs, "Shunt active filter with optimum reference generation algorithm for power factor and harmonic current compensation", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 2784-2793, Sept. 2009.
- [K2] N. Hoffmann, S. Thomsen and F. W. Fuchs, "Model based predictive speed control of a drive system with torsional loads - A practical approach", *Proc. of 14th Int. Power Electron. and Motion Control Conf.*, pp. T5-149, Sept. 2010.
- [K3] N. Hoffmann, S. Thomsen and F. W. Fuchs, "Appropriate tuning and robust design of a generalized predictive speed controller for drive systems with resonant loads", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 764-771, Sept. 2010.
- [K4] N. Hoffmann, F. W. Fuchs and J. Dannehl, "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", *Proc. of 14th Eur. Conf. on Power Electron. and Appl.*, pp. 1-10, Aug. 2011.
- [K5] N. Hoffmann, R. Lohde, M. Fischer, F. W. Fuchs, L. Asiminoaei and P. B. Thøgersen, "A review on fundamental grid-voltage detection methods under highly distorted conditions in distributed power-generation networks", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 3045-3052, Sept. 2011.
- [K6] N. Hoffmann, F. W. Fuchs and L. Asiminoaei, "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", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 3067-3074, Sept. 2011.
- [K7] N. Hoffmann, M. Hempel, M.C. Harke and F.W. Fuchs, "Observer-based Grid Voltage Disturbance Rejection for Grid Connected Voltage Source PWM Converters with Line Side LCL filters", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 69-76, Sept. 2012.

- [K8] N. Hoffmann and F.W. Fuchs, "Online Grid Impedance Estimation for the Control of Grid Connected Converters in Inductive-Resistive Distributed Power-Networks Using Extended Kalman-Filter", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 922-929, Sept. 2012.
- [K9] N. Hoffmann, M. Andresen, L. Asiminoaei, F.W. Fuchs and P. B. Thøgersen, "Variable Sampling Time Finite Control-Set Model Predictive Current Control for Voltage Source Inverters", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 2215-2222, Sept. 2012.

Liste der Veröffentlichungen auf internationalen Fachkonferenzen als Koautor:

- [K10] S. Thomsen, N. Hoffmann and F. W. Fuchs, "Comparative study of conventional PI-control, PI-based state space control and model based predictive control for drive systems with elastic coupling", *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 2827-2835, Sept. 2010.
- [K11] C. Wessels, N. Hoffmann and F. W. Fuchs, "Regelung der negativen Spannungssequenz durch Windenergieanlagen - Negative sequence voltage control for wind turbines", *Internationaler ETG-Kongress*, vol. ETG-FB 130, Nov. 2011.
- [K12] F. W. Fuchs, N. Hoffmann, J. Reese, C. Wessels, R. Lohde, S. Grunau and F. Gebhardt, "Research Laboratory for Grid-integration of Distributed Renewable Energy Resources - Integration Analysis of DERs -" *Prof. of 14th Int. Power Electron. and Motion Control Conf.*, pp. 1-10, Sept. 2012.
- [K13] F. W. Fuchs, F. Gebhardt, N. Hoffmann, A. Knop, R. Lohde, J. Reese and C. Wessels, "Research Laboratory for Grid-integration of Distributed Renewable Energy Resources – Design and Realization -" *Proc. of IEEE Energy Conversion Congr. and Exposition*, pp. 1974-1981, 15-20 Sept. 2012.

Liste der Veröffentlichungen in Fachzeitschriften als Erstautor:

- [J1] N. Hoffmann and F. W. Fuchs, "Minimal Invasive Equivalent Grid Impedance Estimation in Inductive-Resistive Power-Networks using Extended Kalman-Filter", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 631-641, Feb. 2014.

Liste der Veröffentlichungen in Fachzeitschriften als Koautor:

- [J2] S. Thomsen, N. Hoffmann and F. W. Fuchs, "PI Control, PI-Based State Space Control, and Model-Based Predictive Control for Drive Systems With Elastically Coupled Loads - A Comparative Study", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3647-3657, Aug. 2011.
- [J3] C. Wessels, N. Hoffmann, M. Molinas and F. W. Fuchs, "StatCom Control at Wind Farms with Fixed Speed Induction Generators under Asymmetrical Grid Faults", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 7, pp. 2864-2873, July 2013.

Liste der Buchveröffentlichungen als Erstautor:

- [B1] N. Hoffmann, F. W. Fuchs und D. Schröder, "Indirekte Stromregelverfahren für Drehfeldmaschinen" (*Kapitelbeitrag*) *Elektrische Antriebe 2 – Regelung von Antriebssystemen*, 4. Auflage, Springer, Veröffentlichungsdatum: 10.05.2015 (voraussichtlich).

Preise und Anerkennungen:

Die Präsentation der Arbeit [K6] wurde mit dem *IEEE ECCE 2011 Student Presentation Award* ausgezeichnet.

Die Präsentation der Arbeit [K9] wurde mit dem *IEEE ECCE 2012 Student Presentation Award* ausgezeichnet.

Die Arbeit [J1] wurde mit dem *ETG-Literaturpreis 2014* des VDE (Verband der Elektrotechnik Elektronik Informationstechnik e.V.) für herausragende wissenschaftliche Veröffentlichungen junger Autoren aus dem Jahr 2013 ausgezeichnet.

Lebenslauf

Name: Nils Hoffmann

Geburtsdatum: 14.09.1983

Geburtsort: Halle/Saale

Familienstand: Verheiratet mit Ina Hoffmann (geb. Siewert)

Schulbildung: Abitur, Georg-Cantor Gymnasium Halle, 2003

Studium: 10/2004 – 10/2009: Studium der Elektrotechnik und Informationstechnik an der Technischen Fakultät der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

Berufstätigkeit: 09/2009 – 07/2013: Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Leistungselektronik und Elektrische Antriebe der Christian-Albrechts-Universität zu Kiel

seit 08/2013: Selbstständig tätig bei der Ingenieurbüro Hoffmann GmbH in Halle/Saale, Entwicklungsleiter Leistungselektronik und elektrische Antriebe