

Sönke Christian Rogalla

**ANALYSE FREQUENZABHÄNGIGER NETZWECHSELWIRKUNGEN  
VON SELBSTGEFÜHRTEN WECHSELRICHTERN MITTELS DIFFEREN-  
TIELLER IMPEDANZSPEKTROSKOPIE UND OBERSCHWINGUNGS-  
QUELLENBETRACHTUNG**



Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE

SOLARE ENERGIE- UND SYSTEMFORSCHUNG /  
SOLAR ENERGY AND SYSTEMS RESEARCH

Analyse frequenzabhängiger  
Netzwechselwirkungen von selbstgeführten  
Wechselrichtern mittels differentieller  
Impedanzspektroskopie und  
Oberschwingungsquellenbetrachtung

Sönke Christian Rogalla

FRAUNHOFER VERLAG

**Kontakt:**

Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE  
Heidenhofstraße 2  
79110 Freiburg  
Telefon 07 61 45 88-51 50  
info@ise.fraunhofer.de  
www.ise.fraunhofer.de

Titelbild: © Fraunhofer ISI/Foto: Dirk Mahler

**Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek**

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

ISSN: 2512-3629

ISBN: 978-3-8396-1729-8

Reihe: »Solare Energie- und Systemforschung / Solar Energy and Systems Research«

**D 84**

Zugl.: Braunschweig, Univ., Diss., 2020

Druck und Weiterverarbeitung: Fraunhofer Verlag, Mediendienstleistungen  
Für den Druck des Buches wurde chlor- und säurefreies Papier verwendet.

© Fraunhofer Verlag, 2021

Nobelstraße 12  
70569 Stuttgart  
verlag@fraunhofer.de  
www.verlag.fraunhofer.de

als rechtlich nicht selbständige Einheit der  
Fraunhofer-Gesellschaft zur Förderung  
der angewandten Forschung e.V.

Hansastraße 27 c  
80686 München  
www.fraunhofer.de

Alle Rechte vorbehalten

Dieses Werk ist einschließlich aller seiner Teile urheberrechtlich geschützt. Jede Verwertung, die über die engen Grenzen des Urheberrechtsgesetzes hinausgeht, ist ohne schriftliche Zustimmung des Verlages unzulässig und strafbar. Dies gilt insbesondere für Vervielfältigungen, Übersetzungen, Mikroverfilmungen sowie die Speicherung in elektronischen Systemen.

Die Wiedergabe von Warenbezeichnungen und Handelsnamen in diesem Buch berechtigt nicht zu der Annahme, dass solche Bezeichnungen im Sinne der Warenzeichen- und Markenschutz-Gesetzgebung als frei zu betrachten wären und deshalb von jedermann benutzt werden dürften. Soweit in diesem Werk direkt oder indirekt auf Gesetze, Vorschriften oder Richtlinien (z.B. DIN, VDI) Bezug genommen oder aus ihnen zitiert worden ist, kann der Verlag keine Gewähr für Richtigkeit, Vollständigkeit oder Aktualität übernehmen.

# **Analyse frequenzabhängiger Netzwechselwirkungen von selbstgeführten Wechselrichtern mittels differentieller Impedanzspektroskopie und Oberschwingungsquellenbetrachtung**

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung des Grades eines Doktors  
der Ingenieurwissenschaften (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von Dipl.-Ing. Sönke Christian Rogalla  
aus Tettnang

eingereicht am: 31.12.2019

mündliche Prüfung am: 09.11.2020

1. Referent: Prof. Dr.-Ing. Bernd Engel

2. Referent: Prof. Dr. Bruno Burger

Druckjahr: 2021



*„Man muss messen, was messbar ist,  
und messbar machen, was noch nicht messbar ist.“*

Galileo Galilei



# Danksagung

An dieser Stelle möchte ich allen Menschen meinen großen Dank aussprechen, die mich bei der Anfertigung und Bearbeitung meiner Doktorarbeit unterstützt haben.

Zuallererst möchte ich mich bei meinem Doktorvater, Prof. Bernd Engel, bedanken, der mich als externen Doktoranden nicht nur mit fachlichem Rat unterstützte, sondern der mir beruflich wie persönlich in den letzten Jahren zu einem wichtigen Wegbegleiter geworden ist.

Im Besonderen möchte ich Prof. Bruno Burger meinen tiefsten Dank aussprechen, der wie kein Zweiter meinen beruflichen und wissenschaftlichen Werdegang geprägt hat. Durch seine Unterstützung als Mentor, langjähriger Vorgesetzter und Betreuer meiner Doktorarbeit konnte ich ein tiefgreifendes Leistungselektronikwissen aufbauen. Sein entgegengebrachtes Vertrauen sowie die Chancen und Freiräume, die er mir geschaffen hat, haben mir diese Arbeit erst ermöglicht.

Frau Prof. Regine Mallwitz danke ich für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Meinem Arbeitgeber, der Fraunhofer-Gesellschaft, und insbesondere dem Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE verdanke ich ein einmaliges Forschungsumfeld. Ohne „ISE-Spirit“ und ohne das Multi-Megawatt Lab wäre meine Arbeit nicht in dieser Form durchführbar gewesen. Mein Dank gilt ferner meinen Vorgesetzten, die mein Promotionsvorhaben stets wohlwollend unterstützt haben.

Durch ihre inhaltliche und moralische Unterstützung haben meine Kolleginnen und Kollegen am Fraunhofer ISE und hier insbesondere im Bereich Leistungselektronik zum Erfolg meiner Arbeit beigetragen. Ich danke ihnen sowohl für die professionelle Zusammenarbeit als auch für die notwendige Zerstreuung in unterhaltsamen Pausen oder netten After-Work-Veranstaltungen.

Namentlich erwähnen möchte ich an dieser Stelle Dr. Heribert Schmidt, Dr. Christoph Siedle, Stefan Reichert, und Werner Roth, die über einen Zeitraum von mehr als zehn Jahren durch ihr grundsätzliches Interesse an meiner Arbeit, ihre kompetenten Ratschläge und das Feedback zu meinen Dissertationsentwürfen sowie durch unzählige erhellende Fachgespräche maßgeblich zur Qualität meiner Arbeit beigetragen haben.

Ferner möchte ich mich bei den aktuellen und ehemaligen Teamleitern in meiner Abteilung, Gregor Dötter, Robin Grab, Stefan Schönberger und Roland Singer für die großartige fachliche, organisatorische und stets vertrauensvolle Zusammenarbeit bedanken. Sie waren und sind maßgeblich an der Schaffung eines überaus kollegialen und produktiven Arbeitsklimas verantwortlich.

Nicht unterwahnt bleiben sollen die von mir betreuten Studenten, die viele Laboruntersuchungen und Programmierarbeiten erledigten, von denen ich profitieren konnte. Ihre Fragen und Diskussionen waren ein Quell für neue Ideen und haben mich zum steten wissenschaftlichen Arbeiten angetrieben.

Mit Blick auf das spezielle Thema meiner Arbeit möchte ich mich im Besonderen bei meinem langjährigem Kollegen, Florian Ackermann, bedanken, der u. a. wichtige Grundlagenarbeit zur Auswertung und Interpretation von Oberschwingungen geleistet hat, auf die ich in meiner Arbeit aufbauen durfte. Ferner gilt mein besonderer Dank meinem Kollegen, Sebastian Kaiser, der beginnend mit seiner Masterarbeit die Programmierung des Prüfstands für die Impedanzspektroskopie zur Funktionstüchtigkeit entwickelt hat und mit großem Engagement zahlreiche Impedanzspektroskopien durchgeführt hat.

Danken möchte ich außerdem den elenia-Mitarbeitenden der AG Energiesysteme, für die hilfreichen Tipps zur Promotion sowie die legendären AG-Klausuren.

Der fachliche Austausch außerhalb des Institutes stellte für mich eine wichtige Bereicherung dar. Dies betrifft v. a. die Diskussionen mit den Partnern im Rahmen von Verbundforschungsprojekten, insbesondere des Projektes „NetzHarmonie“. Ferner half mir der Austausch zu Oberschwingungsthemen in den Fachgremien der FGW. Prof. Jian Sun danke ich für die wichtigen fachlichen Impulse während meines Forschungsaufenthalts am Rensselaer Polytechnic Institute (RPI) in Troy, New York.

Nicht zuletzt bedanke ich mich bei den Industriepartnern, mit denen ich kooperieren durfte, für die Zurverfügungstellung von Wechselrichterpruflingen.

Meinem Freundeskreis bin ich für das Interesse, den Zuspruch und die Motivation, die ich über viele Jahre erfahren habe, sehr dankbar. Ganz besonders liegt es mir am Herzen mich beim bei meiner Familie zu bedanken. Meinen Eltern, Dorothea und Kurt Rogalla, bin ich zu tiefstem Dank verpflichtet, denn sie haben mich auf meinem Weg bedingungslos unterstützt und durch die vermittelten Werte stets Halt und Orientierung geben.

Zu guter Letzt möchte ich mich von ganzem Herzen bei meiner Frau, Andrea, für die stetige und motivierende Unterstützung, das „Rücken-Freihalten“ und die regelmäßigen Ermutigungen bedanken. Ich kann ihr und meinen Kindern Nieke, Jette und Malte nicht hochgenug anrechnen, dass sie den allzu häufigen Verzicht auf eine gemeinsame Freizeitgestaltung zugunsten meiner Promotionsaktivitaten über viele Jahre tapfer mitgetragen haben.

# Abstract

In the present work a new method for the improved harmonic characterization of grid-tie inverters is introduced. Contrary to the established methods, which assume that an inverter behaves for harmonics like an ideal current source, the approach presented here interprets the inverter as frequency-dependent voltage source in series connection with an impedance (Thévenin equivalent). This allows not only to identify the actual harmonic emissions of an inverter, but also to analyse interactions between inverters and the upstream grid, such as resonant oscillations.

The characteristic Thévenin equivalents are determined by means of the so-called *differential impedance spectroscopy*, which is described in detail in this thesis. Differential impedance spectroscopy allows the determination of the effective output impedance as well as the determination of internal harmonic sources of an inverter. Thus, a characterization method is available with which it is possible to distinguish between harmonics emitted by the inverter and harmonics that occur as a reaction to existing grid voltage distortions. Furthermore, the inverter impedance can be used to describe resonance effects - e.g. by applying the so-called impedance-based stability criterion - and to investigate measures to avoid resonances.

In order to demonstrate the method, a test bench for impedance spectroscopy measurements of inverters up to a power of one megawatt was set up and exemplary investigations were carried out on various devices under test. By means of systematic test series and accompanying simulations, essential harmonic-relevant effects of an inverter, such as non-linearities of the filter components or the blanking-time effect of the inverter bridge, were investigated. Their effects on the results of the Thévenin model determination were analysed. This leads to a better understanding of the physical principles that are responsible for the emergence of the measurable harmonics. In addition, the influence of control parameters on the shape of the output impedance of an inverter was investigated by analysing an exemplary inverter. This allows deriving the effectiveness of software changes as corrective action in case of occurring resonances.



# Kurzfassung

In der vorliegenden Arbeit wird ein neues Verfahren zur verbesserten Oberschwingungscharakterisierung von Wechselrichtern am Netz vorgestellt. Entgegen den etablierten Verfahren, die zu Grunde legen, dass sich ein Wechselrichter wie eine ideale Oberschwingungsstromquelle verhält, wird der Wechselrichter mit dem hier präsentierten Ansatz als frequenzabhängige Ersatzspannungsquelle mit Innenimpedanz (Thévenin-Äquivalent) interpretiert. Dies ermöglicht nicht nur die tatsächlichen Oberschwingungsemissionen eines Wechselrichters zu identifizieren, sondern auch Wechselwirkungen zwischen Wechselrichtern und dem vorgelagerten Netz, wie z. B. Resonanzausbildungen, zu analysieren.

Die Ermittlung der charakteristischen Thévenin-Äquivalente erfolgt dabei mittels der sog. *differentiellen Impedanzspektroskopie*, die in dieser Arbeit ausführlich beschrieben wird. Die differentielle Impedanzspektroskopie erlaubt neben der Bestimmung der wirksamen Ausgangsimpedanz auch die Bestimmung von inneren Oberschwingungsquellen eines Wechselrichters. Es steht damit ein Charakterisierungsverfahren zur Verfügung, mit dem zwischen Oberschwingungen, die vom Wechselrichter emittiert werden, und Oberschwingungen, die als Reaktion auf vorhandene Netzspannungsverzerrungen entstehen, unterschieden werden kann. Ferner lassen sich mit der ermittelten Wechselrichterimpedanz Resonanzeffekte – z. B. durch Anwendung des sog. impedanzbasierten Stabilitätskriteriums – beschreiben sowie Maßnahmen zur Vermeidung von Resonanzen untersuchen.

Zur Erprobung des Verfahrens wurden im Rahmen der vorliegenden Arbeit ein Prüfstand zur Durchführung von Impedanzspektroskopie-Messungen an Wechselrichtern bis zu einer Leistung von einem Megawatt aufgebaut und exemplarische Untersuchungen an verschiedenen Prüflingen durchgeführt. Durch gezielte Versuchsreihen und begleitende Simulationen wurden wesentliche überschwingungsrelevante Effekte eines Wechselrichters, wie Nichtlinearitäten der Filterbauteile oder der Totzeiteffekt der Wechselrichterbrücke, untersucht und deren Auswirkung auf die Ergebnisse der Thévenin-Modellbestimmung analysiert. Dies führt zu einem besseren Verständnis der physikalischen Ursachen, die für die Ausbildung der messbaren Oberschwingungen verantwortlich sind. Ferner wurde der Einfluss von Regelparametern auf den Verlauf der Ausgangsimpedanz exemplarisch für einen Wechselrichterprüfling untersucht, womit sich die Wirksamkeit von Software-Änderungen als Abhilfemaßnahme bei auftretenden Resonanzen ableiten lässt.



# Inhaltsverzeichnis

Danksagung.....	I
Abstract .....	III
Kurzfassung.....	V
Inhaltsverzeichnis .....	VII
Symbolverzeichnis .....	XI
Abkürzungsverzeichnis .....	XV
Abbildungsverzeichnis .....	XVII
Tabellenverzeichnis .....	XXIII
<b>1 Einleitung .....</b>	<b>1</b>
1.1 Ausbau der Erneuerbaren Energien und Auswirkungen auf die Netzspannungsqualität .....	1
1.2 Elektronifizierung der Stromnetze .....	3
1.3 Motivation und grundlegende Forschungsfragen .....	5
1.4 Aufbau der Arbeit .....	7
<b>2 Ausgangssituation und Grundlagen .....</b>	<b>9</b>
2.1 Relevante Regelwerke für die Oberschwingungsbewertung von Wechselrichtern .....	9
2.2 Einschränkungen der angewandten Verfahren zur Oberschwingungscharakterisierung .....	12
2.3 Wechselwirkungen zwischen Wechselrichtern und dem Netz.....	12
2.3.1 Abhängigkeit des Oberschwingungsspektrums von der Netzimpedanz .....	13
2.3.2 Beispiel für eine Resonanzbildungen in einem PV-Kraftwerk .....	15
2.3.3 Arten von Netzwechselwirkungen .....	18
2.4 Zeitbereichsanalyse von Netzwechselwirkungen.....	18
2.5 Frequenzbereichsanalyse von Netzwechselwirkungen.....	19
2.5.1 Fourier-Analyse .....	19
2.5.2 Beschreibung eines Wechselrichters als ideale Oberschwingungsstromquelle .....	21
2.5.3 Beschreibung eines Wechselrichters als Thévenin-Äquivalent .....	22
2.5.4 Bisherige Arbeiten auf dem Gebiet .....	23
2.5.5 Arten von Oberschwingungen .....	26
2.6 Symmetrische Komponenten .....	28
2.6.1 Symmetrische Komponenten von Oberschwingungen.....	28
2.6.2 Natürliche symmetrische Oberschwingungskomponenten .....	29
2.6.3 Betrachtung von Impedanzen in symmetrischen Komponenten.....	30
<b>3 Impedanzspektroskopie von Wechselrichtern .....</b>	<b>31</b>
3.1 Allgemeines Funktionsprinzip der Impedanzspektroskopie.....	31

3.2	Analyse von Wechselrichtern.....	32
3.3	Direkte Impedanzspektroskopie .....	33
3.4	Differentielle Impedanzspektroskopie .....	34
3.4.1	Vorgehensweise zur Ermittlung der Thévenin-Äquivalente.....	35
3.4.2	Validierung der Ergebnisse .....	36
3.4.3	Wahl der Anregesignale.....	37
3.4.4	Vorgehensweise zur Auswertung .....	40
3.4.5	Möglichkeiten zur praktischen Umsetzung .....	42
3.5	Aufgebauter Prüfstand.....	44
3.5.1	Aufbau des AC-Leistungsverstärkers.....	45
3.5.2	Ansteuerung des Netzsimulators.....	50
3.5.3	Messwerterfassung.....	50
<b>4</b>	<b>Messergebnisse für verschiedene Wechselrichter .....</b>	<b>55</b>
4.1	Beschreibung der verwendeten Prüflinge.....	55
4.2	Ergebnisse der direkten Impedanzspektroskopie.....	59
4.3	Ergebnisse der differentiellen Impedanzspektroskopie .....	62
4.3.1	Ermittelte wirksame Ausgangsimpedanzen.....	63
4.3.2	Ermittelte innere Spannungsquellen .....	65
4.4	Einflüsse verschiedener Betriebsparameter auf das Thévenin-Äquivalent .....	69
4.4.1	Einfluss der Wechselrichterleistung.....	69
4.4.2	Einfluss der Blindleistung .....	73
4.5	Schlussfolgerungen.....	75
<b>5</b>	<b>Wechselrichterinterne Oberschwingungsquellen .....</b>	<b>77</b>
5.1	Harmonische Oberschwingungsquellen .....	77
5.1.1	Nichtlineare Drosselpulen.....	80
5.1.2	Der Totzeiteffekt der Wechselrichterbrücke.....	89
5.1.3	Weitere nichtlineare Effekte der Wechselrichterbrücke.....	96
5.1.4	Nichtlinearitäten in der Messwerterfassung .....	97
5.2	Taktfrequenzbezogene Oberschwingungsquellen.....	98
5.2.1	Analyse gemessener Spektren der Brückenausgangsspannung .....	98
5.2.2	Bestimmung des Thévenin-Äquivalents für den Bereich der Taktfrequenz .....	101
5.2.3	Schlussfolgerungen .....	102
5.3	Regelungstechnisch induzierte Oberschwingungsquellen .....	103
5.3.1	Gezielte Regelung von Oberschwingungsströmen .....	103
5.3.2	Totzeitkompensation.....	104
5.3.3	Übermodulation.....	105
5.3.4	Maximum Power Point Tracking .....	106
5.3.5	Verfahren zu Inselnetzerkennung .....	106
5.3.6	Schlussfolgerungen .....	108
5.4	Zusammenfassung und Schlussfolgerungen.....	109
<b>6</b>	<b>Einflussfaktoren auf die Ausgangsimpedanz.....</b>	<b>111</b>
6.1	Einflüsse passiver Bauelemente und des Neutralleiteranschlusses.....	111
6.1.1	Beschreibung verschiedener Filterbaugruppen .....	112
6.1.2	Mit- und Gegensystemimpedanz.....	113

6.1.3 Nullsystemimpedanz .....	115
6.2 Einfluss der Wechselrichterregelung .....	120
6.2.1 Beispiel einer Resonanzbildung mit Reglereinfluss .....	121
6.2.2 Beschreibung der vorliegenden Regelung .....	124
6.2.3 Simulationsmodell des Wechselrichters .....	132
6.2.4 Ergebnisse der Parametervariation .....	139
6.2.5 Betrachtung der Gegen- und Nullsystemimpedanz .....	147
6.3 Schlussfolgerungen .....	148
<b>7 Praxisnutzen .....</b>	<b>151</b>
7.1 Einfluss auf die Entwicklung und Auslegung von Wechselrichtern .....	151
7.2 Überlagerung von Oberschwingungen .....	152
7.3 Ansätze für eine verbesserte Bewertung von Wechselrichtern hinsichtlich Störemissionen ...	152
7.3.1 Vermessung an einer standardisierten Netznachbildung .....	153
7.3.2 Bewertung der Störemissionen anhand von fiktiven Referenznetzen .....	154
7.3.3 Bewertung der Störemissionen anhand von inneren Oberschwingungsquellen .....	154
7.3.4 Bewertung der Störemissionen anhand von Oberschwingungskurzschlussströmen ...	155
7.3.5 Bewertung der Störemissionen anhand maximaler Oberschwingungswirkleistung ....	157
7.3.6 Schlussfolgerungen zu Störemissionen harmonischer Oberschwingungen .....	158
7.3.7 Ansätzen zur verbesserten Bestimmung taktfrequenzbezogener Oberschwingungen.	158
7.4 Anwendung der impedanzbasierten Stabilitätsbetrachtung für PV- und Windparks .....	159
7.4.1 Ermittlung der Netzimpedanz des Netzanschlusspunktes .....	159
7.4.2 Ermittlung der resultierenden Anlagenimpedanz .....	160
7.4.3 Stabilitätsbetrachtung am Netzanschlusspunkt und an den Wechselrichter клемmen	162
7.5 Schlussfolgerungen .....	163
<b>8 Kritische Würdigung und Ausblick .....</b>	<b>165</b>
<b>9 Zusammenfassung .....</b>	<b>169</b>
<b>Literaturverzeichnis .....</b>	<b>173</b>
<b>Anhang A. Beschreibung eines Wechselrichters als Norton-Äquivalent .....</b>	<b>181</b>
<b>Anhang B. Impedanzen in symmetrischen Komponenten .....</b>	<b>183</b>
<b>Anhang C. Datenblattangaben zum eingesetzten Netzsimulator .....</b>	<b>185</b>
<b>Anhang D. Berechnungsskript für die Rückführkoeffizienten des Zustandsreglers .....</b>	<b>187</b>
<b>Anhang E. Detailliertes Simulationsmodell des untersuchten Wechselrichters .....</b>	<b>189</b>
<b>Anhang F. Bestimmung der Gesamtimpedanz eines PV- oder Windparks in Sterntopologie .....</b>	<b>191</b>
<b>Eigene Veröffentlichungen .....</b>	<b>193</b>
<b>Betreute studentische Arbeiten .....</b>	<b>197</b>
<b>Lebenslauf .....</b>	<b>199</b>



# Symbolverzeichnis

$\alpha, \beta$	Anpassfaktoren zur Beschreibung des charakteristischen Verlaufs der L(I)-Kurve einer Drosselspule
$\Delta f$	Frequenzschrittweite einer Impedanzspektroskopie
$\Delta f_{DFT}$	Frequenzauflösung einer DFT
$\overline{\Delta \hat{u}}_{br}$	Mittlerer Fehler der Brückenausgangsspannung aufgrund des Totzeiteffekts
$\Delta u_{br}$	Fehler der Brückenausgangsspannung aufgrund des Totzeiteffekts
$\Delta \hat{U}_{br,k}$	Harmonischen Oberschwingungsspannungsquellen aufgrund des Totzeiteffekts der Ordnung $k$
$\varepsilon(E)$	Permittivität in Abhängigkeit von der elektrischen Feldstärke
$\mu_0$	magnetische Feldkonstante
$\mu_r$	Permeabilitätszahl
$\mu_{rev}$	Reversible Permeabilität
$\underline{\Phi}$	Transitionsmatrix
$\Phi$	Magnetischer Fluss
$\omega_0$	Winkelfrequenz der Grundschiwingung
$\underline{A}$	Systemmatrix für einen Wechselrichter in Zustandsraumdarstellung
$\underline{a}$	Drehoperator $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$
$A_K$	Querschnittsfläche des magnetischen Kerns einer Drosselspule
$\underline{B}$	Eingangsmatrix für einen Wechselrichter in Zustandsraumdarstellung
$B$	magnetische Flussdichte
$C_f$	Kapazität des Kondensators eines Sinusfilters
$\underline{C}_k$	Komplexer Fourier-Koeffizient der Ordnung $k$
$c_n$	Abgetastete, diskrete Zeitreihe des Signals $c(t)$
$c(t)$	Zeitverlauf eines Signals
$C_x$	Gesamtkapazität der X-Kondensatoren eines EMV-Filters
$C_y$	Gesamtkapazität der Y-Kondensatoren eines EMV-Filters
$C_{ZK}$	Kapazität der Zwischenkreiskondensatoren eines Wechselrichters
$d(t)$	Digitalsignal zum Maskieren der gewünschten Fourier-Betrachtungsintervalle
$F$	Fortescue-Matrix $F$ zur Berechnung symmetrischer Komponenten
$f_{Anr}$	Anregfrequenz einer Impedanzspektroskopie
$f_k$	Oberschwingungsfrequenz bei der harmonischen Ordnung $k$
$f_{DFT,max}$	Maximale darstellbare Frequenz einer DFT
$f_{max}$	Maximale angeregte Frequenz einer Impedanzspektroskopie
$f_N$	Grundfrequenz der Netzspannung
$f_s$	Abtastrate
$f_{Takt}$	Taktfrequenz eines Wechselrichters
$\underline{h}$	Steuerungseingangsvektor
$\overline{H}$	magnetische Feldstärke
$\underline{h_z}$	Störgrößeneingangsvektor
$\underline{I}_0, \underline{I}_1, \underline{I}_2$	Null-, Mit-, Gegensystemstrom
$\underline{I}_R, \underline{I}_S, \underline{I}_T$	Komplexe Amplitude der Ströme in den drei Phasen R, S und T
$iAC_{abc}$	Vektor der Phasenströme in der Hauptdrossel

## SYMBOLVERZEICHNIS

---

$i_a, i_b, i_c$	Phasengrößen des Stroms für die Phasen L1, L2 und L3
$iAC\_ADC$	Zeitverlauf des analog-digital-gewandelten Drosselstroms
$iAC\_ist$	Zeitverlauf des Drosselstroms
$\underline{I}_{br}$	Komplexe Amplitude des Ausgangsstroms einer Wechselrichterbrücke
$i_{br}(t)$	Zeitverlauf des Ausgangsstroms einer Wechselrichterbrücke
$i_d$	d-Komponenten eines dreiphasigen Stroms im rotierenden Koordinatensystem
$i_L$	Momentanwert des Hauptdrosselstroms
$I_L$	Effektivwert des Hauptdrosselstroms
$i_L(t)$	Zeitverlauf des Hauptdrosselstroms
$\underline{I}_{L,k}$	Äquivalente Oberschwingungsstromquelle einer nichtlinearen Drosselspule der Ordnung $k$
$iLh\_abc$	Vektor der phasenbezogenen Messgrößen einer Wechselrichterregelung für den Hauptdrosselstrom
$iLh\_dq$	Vektor der d/q-Komponenten des gemessenen Hauptdrosselstroms
$\underline{I}_{mess}(f)$	Komplexe Amplitude des mit dem Netz ausgetauschten messbaren Oberschwingungsstroms eines Wechselrichters bei der Frequenz $f$
$\underline{I}_{mess,1}$	Grundschiwingung des gemessenen Wechselrichterstroms
$\underline{I}_{mess,k}$	Harmonische Oberschwingungen des gemessenen Wechselrichterstroms der Ordnung $k$
$i_N$	Momentanwert des Netzstroms
$i_q$	q-Komponenten eines dreiphasigen Stroms im rotierenden Koordinatensystem
$i\_soll\_dq$	Vektor der Sollwerte für den Wechselrichterstrom im rotierenden Koordinatensystem
$\underline{I}_{WR}(f)$	Komplexe Amplitude des Stroms einer wechselrichterinternen Oberschwingungsstromquelle bei der Frequenz $f$
$\underline{I}_{WR,KS}(f)$	Komplexe Amplitude des Kurzschlussstroms eines Wechselrichters bei der Frequenz $f$
$\underline{K}$	Rückführmatrix eines Reglers mit Zustandsrückführung
$k$	Ordnung einer harmonischen Schwingung
$KI$	Vektor der Integrator-Zeitkonstante einer Zustandsregelung (d/q-Komponenten)
$KP1$	Vektor der Rückführkoeffizienten für den Drosselstrom eines Zustandsreglers (d/q-Komponenten)
$KP2$	Vektor der Rückführkoeffizienten für die Brückenspannung eines Zustandsreglers (d/q-Komponenten)
$L$	Induktivität einer Drosselspule
$L_0$	Anfangsinduktivität einer Drosselspule
$L_1$	Äquivalente Grundschiwingungsinduktivität einer nichtlinearen Drosselspule
$L_a$	Induktivität der ausgangsseitigen Filterdrossel
$Lcm$	Induktivität einer stromkompensierten Drossel bei einer Gleichtaktanregung (common mode)
$L_h$	Induktivität der Hauptdrossel eines Wechselrichters
$l_K$	Länge des magnetischen Kerns einer Drosselspule
$L_n$	Induktivität der Netzimpedanz
$L_{sat}$	Sättigungsinduktivität einer Drosselspule
$M$	Vektor der Vorfilterparameter eines Zustandsreglers
$m$	Aussteuergrad einer PWM-Modulation
$N$	Anzahl der Abtastpunkte innerhalb des Analysezeitfensters $T_{DFT}$
$n_{Ampl}$	Anzahl der Amplitudenschritte pro Anregefrequenz einer Impedanzspektroskopie
$n_{Phasen}$	Anzahl der Phasenlagen pro Anregefrequenz einer Impedanzspektroskopie
$P_{WR,max}(f)$	Maximal einspeisbare Oberschwingungswirkleistung eines Wechselrichters bei der Frequenz $f$

$qI_{dq}$	Vektor der Zustandsgrößen für den Integrator des Zustandsreglers im rotierenden Koordinatensystem
$r_k$	Fourier-Koeffizienten einer Rechteckschwingung der Ordnung $k$
$S_k$	Netzkurzschlussleistung
$S_k(f)/S_n$	Frequenzabhängiges Kurzschlussverhältnis von Netzkurzschlussleistung zur Anlagenleistung (engl. short circuit ratio, SCR)
$S_n$	Nennanlagenleistung
$T$	Periodendauer
$t_{\Delta d}$	Einsetzzeit des Totzeiteffektes im Verlauf einer Grundswingungsperiode
$T_{Anr}$	Anreizezeit mit einer bestimmten Oberschwingungsamplituden und -phasenlage
$T_{DFT}$	Analysezeitfenster einer DFT
$T_{Spekt}$	Gesamtdauer eines kompletten Spektroskopielaufes
$t_T$	Totzeit beim Umschalten einer Wechselrichterbrücke (auch Wechselsperrezeit bzw. Schutzzeit genannt)
$T_{Takt}$	Taktperiode einer Wechselrichterbrücke
$T_{W1}, T_{W2}$	Zugehörige Einschwingzeiten zu den Polen $zR1$ und $zR2$ für einen Wechselrichter mit Zustandsregler
$\underline{u}$	Steuergrößenvektor für einen Wechselrichter in Zustandsraumdarstellung
$uCF_{abc}$	Vektor der Phasenspannungen des Ausgangsfilterkondensators
$\underline{U}_0, \underline{U}_1, \underline{U}_2$	Komplexe Amplitude der Null-, Mit-, Gegensystemspannung
$\underline{U}_R, \underline{U}_S, \underline{U}_T$	Komplexe Amplitude der Phasenspannungen in den drei Phasen R, S und T
$u_{Br}$	Momentanwert der Brückenspannung
$u_{br}(t)$	Zeitverlauf der Brückenausgangsspannung
$u_{br,soll}(t)$	Zeitverlauf des Sollwerts der Brückenausgangsspannung
$U_{Br,0}$	Nullsystem der Brückenausgangsspannung
$U_{Br,1,2}$	Mit- und Gegensystem der Brückenausgangsspannung
$uBr_{dq}$	Vektor der Brückenausgangsspannung im rotierenden Koordinatensystem
$\bar{U}_{br,ist}$	Tatsächliche mittlere Brückenausgangsspannung
$\bar{U}_{br,soll}$	Vorgegebene mittlere Brückenausgangsspannung
$U_{CE}$	Durchlassspannung eines IGBTs
$u_{Cf}$	Momentanwert der Filterkondensatorspannung
$uCf_{abc}$	Vektor der phasenbezogenen Messgrößen einer Wechselrichterregelung für die Ausgangsfilterspannung
$uCf_{dq}$	Vektor der Ausgangsfilterspannungen im rotierenden Koordinatensystem
$U_D$	Durchlassspannung einer Diode
$u_{DC}$	Halbe Zwischenkreisspannung
$uDC_{np}$	Vektor der gemessenen positiven und negativen Zwischenkreisspannung
$\underline{U}_{L,k}$	Komplexe Amplitude der äquivalenten Oberschwingungsspannungsquelle einer nichtlinearen Drosselspule für die harmonische Ordnung $k$
$\underline{U}_{mess}(f)$	Komplexe Amplitude der messbaren Klemmenspannung eines Wechselrichters der Frequenz $f$
$u_{mess}(t)$	Zeitverlauf der messbaren Klemmenspannung eines Wechselrichters
$\underline{U}_{mess,k}$	Komplexe Amplitude der messbaren Klemmenspannung eines Wechselrichters der harmonischen Ordnung $k$
$u_N$	Momentanwert der Netzspannung
$\underline{U}_N(f)$	Komplexe Amplitude der Netzspannung bei der Frequenz $f$
$\underline{U}_{N,1}$	Komplexe Amplitude der Grundschiwingung der Netzspannung
$u_{St}$	Momentanwert der Steuerspannung einer Wechselrichterbrücke
$uSt_{abc}$	Vektor der berechneten Stellgrößen einer Wechselrichterregelung in phasenbezogenen Werten

## SYMBOLVERZEICHNIS

---

$uSt_{dq}$	Vektor der berechnete Stellgrößen einer Wechselrichterregelung im rotierenden Koordinatensystem
$\underline{U}_{WR}(f)$	Komplexe Amplitude der inneren Oberschwingungsspannungsquellen eines Wechselrichters bei der Frequenz $f$
$\underline{U}_{WR,k}$	Komplexe Amplitude der inneren Oberschwingungsspannungsquellen eines Wechselrichters der harmonischen Ordnung $k$
$\underline{x}$	Zustandsgrößenvektor
$\underline{x}_{dq}$	Zustandsgrößenvektor des betrachteten Wechselrichters im rotierenden Koordinatensystem
$\underline{Y}_{WR}(f)$	Komplexe Innenadmittanz eines Wechselrichters bei der Frequenz $f$
$\underline{Z}_0, \underline{Z}_1, \underline{Z}_2$	Komplexe Beträge der Null-, Mit- und Gegensystemimpedanz
$\underline{Z}_L(f)$	Wirksame komplexe Impedanz einer nichtlinearen Drosselspule bei der Frequenz $f$
$\underline{Z}_N(f)$	Komplexe Netzimpedanz bei der Frequenz $f$
$zR$	Vektor der gewünschten Pole für einen Regler mit Zustandsrückführung
$zR1, zR2$	Platzierte Pole eines Zustandsreglers
$\underline{z}_{U/I}$	Frequenzabhängiges Spannungs-Strom-Verhältnis eines Wechselrichters
$\underline{Z}_{WR}(f)$	Komplexe Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters bei der Frequenz $f$
$Z_{WR,Nenn}$	Wechselrichternennimpedanz

# Abkürzungsverzeichnis

AC	Wechselstrom (engl. alternating current)
ADC	Analog/Digital-Wandler (engl. analogue digital converter)
BHKW	Blockheizkraftwerk
BMWi	Bundesministerium für Wirtschaft und Energie
DC	Gleichstrom (engl. direct current)
DFT	Diskrete Fourier-Transformation
EEA	Erneuerbare-Energien-Anlagen
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
EZE	Erzeugungseinheit, Erzeugungseinheit
FFT	Schnelle Fourier-Transformation (engl. Fast Fourier Transformation)
FKZ	Förderkennzeichen
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
HIL	Hardware-in-the-Loop
IGBT	Bipolartransistor mit isolierter Gate-Elektrode (engl. insulated-gate bipolar transistor)
ISE	Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE
LCL	Drossel-Kondensator-Drossel-Anordnung
MNPC	Mixed-Voltage-Neutral-Point-Clamped-Topologie
MPP	Maximum Power Point
MS	Mittelspannung
NAP	Netzanschlusspunkt
NPC	Neutral-Point-Clamped-Topologie
NS	Niederspannung
OS	Oberschwingungen
PLL	Phasenregelschleife (engl. phase-locked loop)
PV	Photovoltaik
PWM	Pulsweitenmodulation
TAR	Technische Anwendungsregeln
ZCC	Zero-Current Clamping



# Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Entwicklung der installierten Netto-Erzeugungsleistung in Deutschland für die Jahre 2002 bis 2019 nach Kraftwerksarten. Grafik: B. Burger, Fraunhofer ISE [2].....	1
Abbildung 2: Stromproduktion an sonnen- und windreichen Tagen (Beispiel: 23.4.19, 13:00 Uhr). Der Anteil der erneuerbaren Energien beträgt schon heute zeitweise bis zu 80 %. Quelle: Energy Charts [1].....	2
Abbildung 3: Grundsätzliche Vorgehensweise zur Oberschwingungsermittlung gemäß DIN EN 61000-4-7.....	11
Abbildung 4: Einphasiges Ersatzschaltbild des Versuchsaufbaus zur Veränderung der Netzimpedanz bei der Oberschwingungsvermessung.....	13
Abbildung 5: Stromoberschwingungen eines 500-kVA-Solarwechselrichters für unterschiedliche Netzimpedanzen.....	14
Abbildung 6: Lageplan des untersuchten PV-Kraftwerks mit Position der Messstationen.....	16
Abbildung 7: Einstrichschema des untersuchten PV-Kraftwerks.....	16
Abbildung 8: An den Klemmen eines Wechselrichters gemessene AC-Spannungen (oben), AC-Strom (Mitte) und DC-Spannung (unten) mit sichtbarer subsynchroner Oszillation.....	16
Abbildung 9: Spektrum der gemessenen Spannungen und Ströme zu Abbildung 8.....	17
Abbildung 10: Übersicht über bekannte und neue Wechselwirkungseffekte zwischen elektrischen Anlagen und dem Netz.....	18
Abbildung 11: Betrachtung eines Wechselrichters als ideale Oberschwingungsquelle. Einphasiges Ersatzschaltbild.....	21
Abbildung 12: Einphasiges Ersatzschaltbild der Darstellung eines Wechselrichters als frequenzabhängiges Thévenin-Äquivalent.....	22
Abbildung 13: Auswirkungen der Überlagerung einer 5. Harmonischen (10 % der Grundschwingung) im Mit-, Gegen- und Nullsystem auf die resultierenden Phasenspannungen.....	29
Abbildung 14: Allgemeines Prinzip der Impedanzspektroskopie.....	32
Abbildung 15: Prinzip der direkten Impedanzspektroskopie eines Wechselrichters.....	33
Abbildung 16: Prinzip der differentiellen Impedanzspektroskopie eines Wechselrichters.....	35
Abbildung 17: Zeitliche Lage der Anregeschritte zu den DFT-Fenstern und Auswahl von validen DFT-Fenstern für die anschließende Auswertung.....	38
Abbildung 18: Benutzeroberfläche zur Konfiguration der Anregesequenz. Quelle: [43].....	39
Abbildung 19: Auswertung der Messdaten für die differentielle Impedanzspektroskopie zur Bestimmung von $Z_{WR}(f)$ und $U_{WR}(f)$ .....	40
Abbildung 20: Umsetzung der instantanen Fourier-Koeffizientenberechnung in MATLAB/Simulink.....	42

## ABBILDUNGSVERZEICHNIS

---

Abbildung 21: Aufgebauter Prüfstand zur Durchführung von Impedanzspektroskopien an Wechselrichtern. Quelle: [43] .....	45
Abbildung 22: 1-MW-Netzsimulator im Multi-Megawattlabor am Fraunhofer ISE .....	46
Abbildung 23: Prinzipschaltbild der Verstärkerstufe, COMPISO Digital Amplifier (CDA) des Netzsimulators. Quelle: EGSTON Power Electronics GmbH .....	46
Abbildung 24: Systemübersicht des 1-MVA-Netzsimulators bestehend aus fünf Verstärkereinheiten (COMPISO System Unit 200 kVA). Quelle: [45].....	48
Abbildung 25: Frequenzkennlinie (Übertragungsfunktion) des Leistungsverstärkers im belasteten Zustand ( $4 \Omega$ ). Quelle: EGSTON Power Electronics GmbH .....	49
Abbildung 26: Skizze des Messaufbaus mit Leistungsmessgerät und Stromwandlern.....	51
Abbildung 27: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 20-kVA-Prototyps (Wechselrichter A) .....	57
Abbildung 28: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 30-kVA-Wechselrichters (Wechselrichter B).....	57
Abbildung 29: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 50-kVA-Wechselrichters (Wechselrichter C) .....	58
Abbildung 30: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 1-MVA-Wechselrichters (Wechselrichter D).....	59
Abbildung 31: Gemessene U/I-Verhältnisse der Wechselrichter A bis D für das Mitsystem .....	60
Abbildung 32: Gemessene U/I-Verhältnisse der Wechselrichter A bis D für das Gegensystem.....	60
Abbildung 33: Gemessene U/I-Verhältnisse der Wechselrichter A, B und C für das Nullsystem .....	61
Abbildung 34: Mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte Ausgangsimpedanzen verschiedener Wechselrichter für das Mitsystem und zum Vergleich die U/I-Verhältnisse in grau.....	64
Abbildung 35: Mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte Ausgangsimpedanzen verschiedener Wechselrichter für das Gegensystem und zum Vergleich die U/I-Verhältnisse in grau.....	64
Abbildung 36: Mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte Ausgangsimpedanzen verschiedener Wechselrichter für das Nullsystem und zum Vergleich dazu die U/I-Verhältnisse in grau .....	65
Abbildung 37: Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter A bei Nennbetriebsbedingungen (Totzeitkompensation deaktiviert).....	67
Abbildung 38: Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter B bei Nennbetriebsbedingungen .....	67
Abbildung 39: Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter C bei Nennbetriebsbedingungen .....	68
Abbildung 40: Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter D bei halber Nennleistung.....	68
Abbildung 41: Variation der Einspeiseleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter A.....	70
Abbildung 42: Variation der Einspeiseleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter A.....	70

Abbildung 43: Variation der Einspeiseleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter B .....	71
Abbildung 44: Variation der Einspeiseleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter B .....	71
Abbildung 45: Variation der Einspeiseleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter C .....	72
Abbildung 46: Variation der Einspeiseleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter C .....	72
Abbildung 47: Variation der Blindleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter C .....	73
Abbildung 48: Variation der Blindleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter C .....	74
Abbildung 49: Variation der Blindleistung: Gemessener Verlauf der Gegensystemimpedanz für Wechselrichter C .....	74
Abbildung 50: Prinzipdarstellung eines Wechselrichters mit harmonischen Oberschwingungsquellen .....	78
Abbildung 51: Prinzipersatzschaltbild eines Wechselrichters mit internen harmonischen Oberschwingungsquellen und frequenzabhängiger Ausgangsimpedanz .....	78
Abbildung 52: Rückkopplung der Stromharmonischen eines Wechselrichters auf die Klemmenspannung aufgrund der Netzimpedanz.....	79
Abbildung 53: Beispielhafte B-H-Kennlinie des ferromagnetischen Kernmaterials N48. (Quelle: [53]) .....	81
Abbildung 54: Gemessener und gefitteter Verlauf der stromabhängigen Induktivität der Hauptdrossel von Wechselrichter A.....	83
Abbildung 55: PLECS-Modell einer nichtlinearen Drossel.....	84
Abbildung 56: Simulierte Auswirkung der Kernsättigung auf den Drosselstrom. Angelegte Drosselspannung (oben) und Ströme einer nichtlinearen Drossel (unten, rot) im Vergleich zu einer linearen Drossel (unten, grün).....	85
Abbildung 57: Nichtlineare Drossel mit stromabhängiger Induktivität im Zeitbereich (links oben) und Repräsentation für einen gegebenen Arbeitspunkt im Frequenzbereich als Norton-Äquivalent (rechts oben) bzw. als Thévenin-Äquivalent (rechts unten) .....	86
Abbildung 58: Simulationsmodell für die differentielle Impedanzspektroskopie einer nichtlinearen Drossel. Erzeugung der Anregesequenz (1), Modell der nichtlinearen Drossel und Aufbereitung der Stromantwort (3).....	86
Abbildung 59: Verlauf der wirksamen Impedanz $Z_L(f)$ einer nichtlinearen Hauptdrossel für verschiedene Strombelastungen und Vergleich zum Verlauf einer linearen Drossel mit der Induktivität $L_0$ .....	87
Abbildung 60: Mittels simulierter differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte innere Spannungsquellen $U_{L,k}$ der nichtlinearen Hauptdrossel von Wechselrichter A (vgl. Abbildung 54) für verschiedene Strombelastungen.....	88
Abbildung 61: Halbbrücke eines Wechselrichters mit PWM-Ansteuerung inkl. Totzeitblock.....	89
Abbildung 62: Auswirkung der Totzeit $t_T$ auf die Brückenausgangsspannung .....	90

Abbildung 63: Schematische Darstellung der Auswirkung des Totzeiteffektes auf die wirksame Brückenausgangsspannung (rot) im Vergleich zur gewünschten Brückenausgangsspannung (blau).....	92
Abbildung 64: Beispielhafter zeitlicher Verlauf des Brückenspannungsfehlers $\Delta u_{br}(t)$ sowie um $+t_{\Delta d}$ und $-t_{\Delta d}$ verschobene Verläufe eines Rechtsignals mit der Amplitude $0,5 \cdot \overline{\Delta \hat{u}_{br}}(t_T)$ .....	92
Abbildung 65: Totzeiteffekt: Berechnetes Spektrum des Brückenspannungsfehlers $\Delta \hat{U}_{br,k}(t_T, t_{\Delta d})$ für die Parameter $t_T = 1,5 \mu s$ , $t_{\Delta d} = 2 ms$ , $f_{Takt} = 20 kHz$ und $u_{DC} = 750 V$ .....	94
Abbildung 66: Totzeiteffekt: Spektrum des Brückenspannungsfehlers $\Delta \hat{U}_{br,k}(t_T, t_{\Delta d})$ bei Variation von $t_{\Delta d}$ für die Parameter $t_T = 1,5 \mu s$ , $f_{Takt} = 20 kHz$ und $u_{DC} = 750 V$ .....	95
Abbildung 67: Gemessener Zeitverlauf der Brückenausgangsspannung (Cyan), der Netzspannung (schwarz) und des Netzstroms (Magenta) für Wechselrichter A.....	99
Abbildung 68: Spektrum der Brückenausgangsspannung bis 80 kHz für die Phase L1 (oben) und zugehöriger Zeitverlauf (unten) gemessen mit einer Abtastrate von 500 kS/s.....	99
Abbildung 69: Spektrum der Brückenausgangsspannung für die Taktfrequenz inkl. Seitenbänder.....	100
Abbildung 70: Spektrum der Brückenausgangsspannung für die doppelte Taktfrequenz inkl. Seitenbänder.....	100
Abbildung 71: Oberschwingungsspannungsquellen für Wechselrichter D ohne Oberschwingungskompensation.....	104
Abbildung 72: Oberschwingungsspannungsquellen für Wechselrichter D mit aktivierter Oberschwingungskompensation für die 5. und 7. Harmonische.....	104
Abbildung 73: Spektrum der inneren Spannungsquellen ohne Totzeitkompensation für Wechselrichter A.....	105
Abbildung 74: Spektrum der inneren Spannungsquellen mit Totzeitkompensation für Wechselrichter A.....	105
Abbildung 75: Überblick über verschiedene Verfahren zur Inselnetzerkennung. Rot markierte Verfahren erzeugen Oberschwingungsquellen.....	107
Abbildung 76: Prinzipieller Stromverlauf des Wechselrichters $i_N$ im Vergleich zur Netzspannung $u_N$ beim sog. „Active Frequency Shifting“-Verfahren. Quelle: [68].....	108
Abbildung 77: 3-phasiges Ersatzschaltbild der Filterbauteile eines typischen Wechselrichters.....	111
Abbildung 78: Wirksame passive Filterbauelemente eines Wechselrichters für die Mit- bzw. Gegensystemimpedanz.....	113
Abbildung 79: Exemplarischer Verlauf der Filterimpedanz im Mit- bzw. Gegensystem mit und ohne Berücksichtigung des Hauptdrosselpfads für die Werte: $L_h = 200 \mu H$ , $R_h = 100 m\Omega$ , $C_f = 15 \mu F$ , $R_f = 1 m\Omega$ , $L_a = 50 \mu H$ , $R_a = 50 m\Omega$ , $C_x = 5 \mu F$ , $R_x = 0,5 m\Omega$ .....	114
Abbildung 80: 3-phasiges Ersatzschaltbild eines Wechselrichters ohne Neutralleiteranschluss und optionaler Anbindung des Zwischenkreises an den Filtersternpunkt.....	115
Abbildung 81: 1-phasiges Ersatzschaltbild der im Nullsystem wirksamen Komponenten für einen Wechselrichter ohne Neutralleiteranschluss und ohne Zwischenkreisanbindung.....	116
Abbildung 82: Gemessener Verlauf der Nullsystemimpedanz eines Wechselrichters und berechnete Nullsystemimpedanzen für die Fälle „ohne DC-Beschaltung“, „mit DC-Quelle“ sowie „mit PV-Generator“.....	117

Abbildung 83: 1-phasiges Ersatzschaltbild der im Nullsystem wirksamen Komponenten für einen Wechselrichter mit Neutralleiteranschluss .....	119
Abbildung 84: Gemessene Verläufe der Netz- und Wechselrichterimpedanz für eine eingestellte Taktfrequenz von 24 kHz (oben/Mitte). Bei 1 kHz, 4,4 kHz 4,8 kHz schneiden sich die Betragskurven. Bei 1 kHz und bei 4,8 kHz ist die Phasenreserve mit 31° bzw. 24° recht gering. Eine Resonanzbildung an diesen Frequenzen ist im Spektrum des zugehörigen Wechselrichterstroms (unten) erkennbar.....	122
Abbildung 85: Zeitverlauf des Wechselrichterstroms bei einer eingestellten Taktfrequenz von 24 kHz. Im Bereich von 4,8 kHz sind klar erkennbare Oszillationen vorhanden. Auch im Bereich von 1 kHz sind erhöhte Strompegel messbar. ....	122
Abbildung 86: Gemessene Verläufe der Netz- und Wechselrichterimpedanz für eine eingestellte Taktfrequenz von 16 kHz (oben/Mitte) und Spektrum des zugehörigen Wechselrichterstroms (unten). Im Bereich von 4,8 kHz ist die Resonanzbedingung nicht mehr erfüllt. ....	123
Abbildung 87: Zeitverlauf des Wechselrichterstroms bei einer eingestellten Taktfrequenz von 16 kHz. Im Bereich 4,8 kHz sind keine Oszillation vorhanden.....	123
Abbildung 88: Topologie des untersuchten Wechselrichters B inkl. ausgangsseitigem EMV-Filter ....	124
Abbildung 89: Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild der Regelstrecke .....	125
Abbildung 90: Zeitdiskretes Strukturbild der Regelstrecke mit den Zustandsgrößen (gelb) und den Eingangsgrößen (grün) in einphasiger Darstellung.....	125
Abbildung 91: Regelsystem mit Zustandsrückführung mit Sollwert Null .....	128
Abbildung 92: Regelungstechnisches Strukturbild des zeitdiskreten Zustandsreglers für den Drosselstrom im rotierenden Koordinatensystem mit den Zustandsgrößen als Ausgänge der grünen Blöcke, sowie den Regelkoeffizienten in blau .....	130
Abbildung 93: Vergleich der gemessenen und simulierten Ausgangsimpedanz.....	132
Abbildung 94: Übersicht des Wechselrichtersystems bestehend aus Strecke, Messwerterfassung, Netzsynchronisation und Stromregler.....	134
Abbildung 95: Vergleich der Ergebnisse des detaillierten Simulationsmodells und des vereinfachten Simulationsmodells mit dem gemessenen Impedanzverlauf .....	135
Abbildung 96: Reduziertes PLECS-Modell der Wechselrichter-Hardware .....	136
Abbildung 97: Timing der Analog/Digital-Wandlung (ADC), der taktweisen Reglerberechnung (C) und des PWM-Moduls.....	138
Abbildung 98: Verlauf der Ausgangsimpedanz bei Variation der Reglerzeitkonstanten TW1 und TW2. Gestrichelt: Passive Impedanzverläufe des Filterkondensators ( $C_f$ ) und des LC-Filters ( $C_f \parallel L_h$ ).....	140
Abbildung 99: Vergleich gemessener und simulierter Verläufe der Mitsystemimpedanz für verschiedene Reglerzeitkonstanten .....	142
Abbildung 100: Verlauf der Ausgangsimpedanz bei Variation der Taktfrequenz. Gestrichelt: Impedanzverlauf des passiven LC-Filters ( $C_f \parallel L_h$ ) und des reinen Filterkondensators ( $C_f$ ) aus Netzsicht .....	144
Abbildung 101: Gemessener und simulierter Impedanzverlauf für $f_{Takt} = 16$ kHz sowie für $f_{Takt} = 24$ kHz mit einer Regelverzögerung von 1 T und von 2 T.....	146
Abbildung 102: Vergleich zwischen gemessenen Mit- und Gegensystemimpedanzen.....	148

## ABBILDUNGSVERZEICHNIS

---

Abbildung 103: Einphasiges Ersatzschaltbild eines Wind- bzw. PV-Parks in Strangtopologie (oben) und Repräsentation eines Parks in Strangtopologie als Kombination aus Zweitoren (unten) .....	161
Abbildung 104: Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Strangtopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums am NAP .....	162
Abbildung 105: Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Strangtopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums an den Klemmen von Wechselrichter 1 .....	162
Abbildung 106: Einphasiges Ersatzschaltbild der Darstellung eines Wechselrichters als frequenzabhängiges Norton-Äquivalent .....	181
Abbildung 107: Anregung eines symmetrischen dreiphasigen Impedanznetzwerkes im Mit-, Gegen und Nullsystem und resultierende äquivalente Mit-, Gegen- und Nullimpedanzen .....	184
Abbildung 108: Technische Daten einer 200-kVA-Einheit (COMPISO System Unit) des 1-MVA-Netzsimulators. Quelle: EGSTON Power Electronics GmbH [45] .....	185
Abbildung 109: Übersicht des Simulink-Modells für die taktfrequente Simulation des Wechselrichters .....	189
Abbildung 110: PLECS-Modell der WR-Hardware zur taktfrequenten Simulation mit detailliertem EMV-Filter .....	190
Abbildung 111: Einphasiges Ersatzschaltbild eines Wind- bzw. PV-Parks in Sterntopologie .....	191
Abbildung 112: Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Sterntopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums am NAP .....	192
Abbildung 113: Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Sterntopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums an den Klemmen von Wechselrichter .....	192

# Tabellenverzeichnis

Tabelle 1: Abschätzung der kumulierten Leistung netzgekoppelter Wechselrichter für 2020, 2030 und 2050 (ohne verbraucherseitige Wechselrichter).....	3
Tabelle 2: Verschiedene einstellbare Netzkonfigurationen bei der Vermessung der Stromüberschwingungen. Angegebene Werte sind auf die Niederspannungsseite bezogen.....	13
Tabelle 3: Systematik der natürlichen symmetrischen Oberschwingungskomponenten .....	30
Tabelle 4: Anregesequenz mit 12,5-Hz-Schritten und alternierender symmetrischer Komponenten für eine Grundschwingung von 50 Hz .....	38
Tabelle 5: Technische Daten zum 1-MVA-Netzsimulator (weitere Angaben s. Anhang C).....	47
Tabelle 6: Angaben zum Messfehler aus den Datenblättern der Messgeräte. Quellen: [46], [47], [48] .....	52
Tabelle 7: Abschätzung der Messunsicherheit der gesamten Messkette für Wechselgrößen ohne Berücksichtigung von Offset-Fehlern.....	53
Tabelle 8: Übersicht der untersuchten Prüflinge .....	56
Tabelle 9: Parameter für die Annäherung der L(I)-Abhängigkeit gemäß Gleichung (5.10) für die Hauptdrossel von Wechselrichter A.....	84
Tabelle 10: Angenommene Bauteilwerte zum Ersatzschaltbild in Abbildung 80 inkl. parasitärer ohmscher Anteile für die Berechnung der Nullsystemimpedanzverläufe in Abbildung 82 .....	118
Tabelle 11: Liste der gewählten Reglerparameter zur Untersuchung deren Einflusses auf die Ausgangsimpedanz.....	139

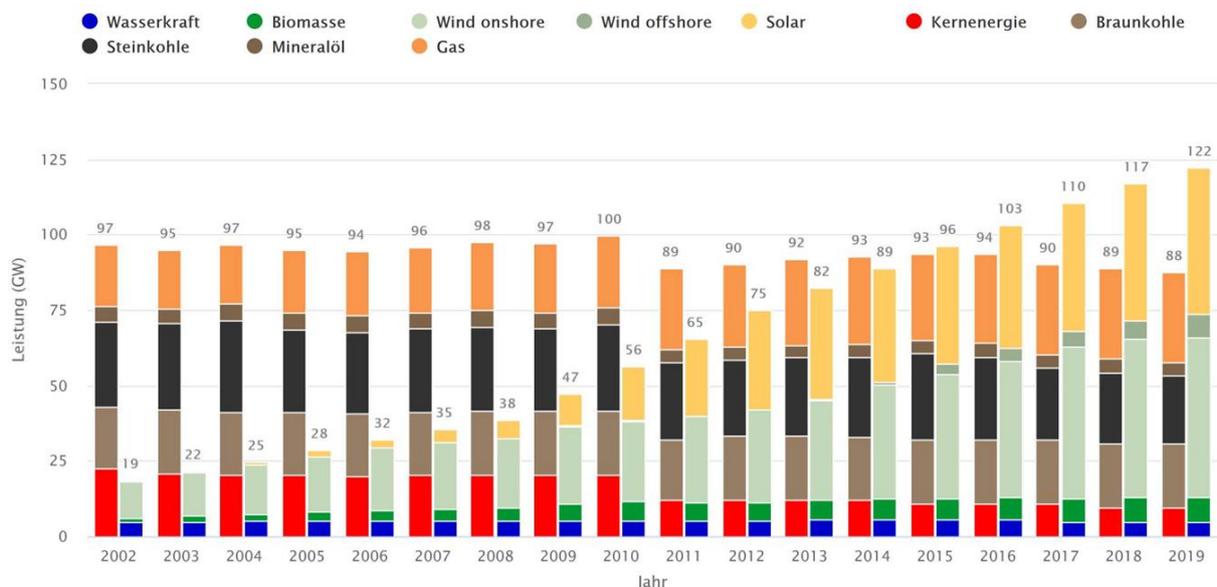


# 1 Einleitung

Die Energiewende erfordert aus technischer Sicht eine grundlegende Transformation des Energiesystems. Ausgehend von einer elektromechanischen Energiebereitstellung durch wenige konventionelle Großkraftwerke erfolgt ein sukzessiver Umstieg auf eine dezentrale, leistungselektronikbasierte Erzeugung, Verteilung und Speicherung elektrischer Energie. Dies wird insbesondere am Ausbau der Erneuerbaren Energien deutlich. Bereits 2015 überstieg in Deutschland die Summe der installierten Kraftwerksleistungen für Quellen aus Erneuerbaren Energien die installierte Leistung von fossil oder nuklear befeuerten Kraftwerken und erreichte Ende 2019 eine Gesamtleistung von 122 GW [1] (vgl. Abbildung 1).

## 1.1 Ausbau der Erneuerbaren Energien und Auswirkungen auf die Netzspannungsqualität

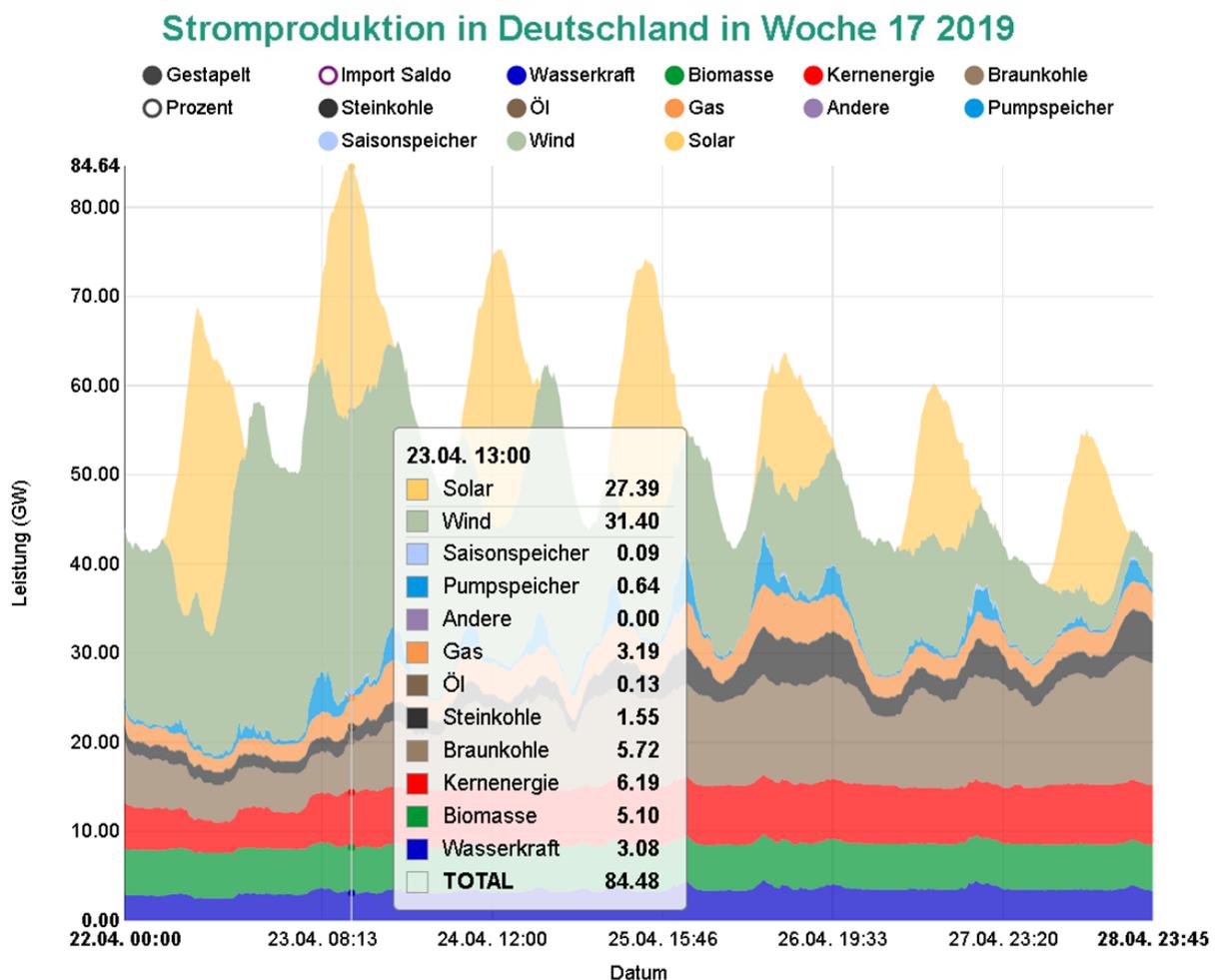
Aus ökologischen, ökonomischen und politischen Gründen wird sich dieser Trend zu einer annähernd vollständigen Energiebereitstellung aus Erneuerbaren Energiequellen fortsetzen. Im Jahr 2019 wurden bilanziell 46,1 % der öffentlichen, deutschen Netztromerzeugung aus Erneuerbaren Energien bereitgestellt [2].



**Abbildung 1:** Entwicklung der installierten Netto-Erzeugungsleistung in Deutschland für die Jahre 2002 bis 2019 nach Kraftwerksarten. Grafik: B. Burger, Fraunhofer ISE [2]

Für die Gewährleistung der Netzstabilität ist jedoch die Erzeugungsleistung in jedem Moment von Bedeutung. Bereits heute beträgt der Anteil Erneuerbarer Energien an der Stromerzeugung an einstrahlungs- und windreichen Tagen bis zu 80 %, wie das Beispiel in Abbildung 2 zeigt.

Bis heute basieren die Betriebsführung der Stromnetze und die Sicherstellung der Versorgungssicherheit auf den grundlegenden physikalischen Eigenschaften rotierender Generatoren, über die konventionelle Kraftwerke ihre Energie ins Stromnetz einspeisen. Im Gegensatz dazu nutzen Erneuerbare-Energien-Anlagen zum überwiegenden Teil leistungselektronische Wandler, sog. Wechselrichter, zur Netzeinspeisung. Ein zuverlässiger Netzbetrieb hängt damit zunehmend vom elektrischen Verhalten der eingesetzten Wechselrichter ab. Davon betroffen sind die verschiedenen Aspekte der Netzregelung, wie zum Beispiel die Blindleistungsreglung und Spannungshaltung [3] [4], die Frequenz- und Leistungsreglung [5], die Bereitstellung von Momentanreserve bzw. die Netzerhaltung [6] [7].



**Abbildung 2:** Stromproduktion an sonnen- und windreichen Tagen (Beispiel: 23.4.19, 13:00 Uhr). Der Anteil der erneuerbaren Energien beträgt schon heute zeitweise bis zu 80 %. Quelle: Energy Charts [1]

Neben diesen Punkten spielt die Gewährleistung einer hohen Spannungsqualität in zukünftigen Stromnetzen mit einem hohen Anteil leistungselektronischer Geräte eine bedeutende Rolle. Zwar sind moderne Wechselrichter in der Lage aktiv zur Verbesserung der Spannungsqualität beizutragen, dennoch lassen sich in Teilnetzen mit einem hohen Wechselrichteranteil, wie z. B. in großen Solarkraftwerken oder Windparks, teilweise Resonanzeffekte und Netzwechselwirkungen beobachten, die den Netz- und Anlagenbetrieb stören und in Extremfällen Zerstörungen von Betriebsmitteln aufgrund hoher Oberschwingungspegel zur Folge haben können [8]. Es stellt sich daher die technische und wissenschaftliche Herausforderung, derartige Effekte verstehen und beschreiben zu können sowie in der Folge Maßnahmen zu deren Vermeidung zu entwickeln.

## 1.2 Elektronifizierung der Stromnetze

Tabelle 1 zeigt für die Bereiche Erzeugung, Speicher und Netzbetriebsmittel die installierte Leistung von Wechselrichtern am deutschen Stromnetz für das Jahr 2020 sowie eine Abschätzung für die Jahre 2030 und 2050.

**Tabelle 1:** Abschätzung der kumulierten Leistung netzgekoppelter Wechselrichter für 2020, 2030 und 2050 (ohne verbraucherseitige Wechselrichter)

<b>Abgeschätzte installierte Wechselrichterleistung im deutschen Stromnetz</b>			
<b>Anlagentyp</b>	<b>2020</b>	<b>2030</b>	<b>2050</b>
Photovoltaik	52,7 GW	98 GW	415 GW
Wind onshore	54,4 GW	71 GW	260 GW
Wind offshore	7,7 GW	20 GW	
Großbatteriespeicher	0,5 GW	25 GW	150 GW
Heimspeicher (AC-gekoppelt)	0,7 GW		
Elektrolyseure	0,0 GW	2 GW	75 GW
HGÜ-Konverter	0,0 GW	24 GW	50 GW
Netz-Booster	0,0 GW	1 GW	20 GW
<b>Summe</b>	<b>116 GW</b>	<b>241 GW</b>	<b>970 GW</b>

Für das Jahr 2020 wurden die angegebenen Werte für Photovoltaik sowie Wind onshore/offshore den Energy Charts (Stand: 9.11.2020) [1] entnommen. Die Werte zur installierten Leistung von Großbatteriespeicher entstammen den Angaben der Übertragungsnetzbetreiber zu den präqualifizierten Batteriespeichern für die Primärregelleistung [9]. Bei der Angabe zu AC-gekoppelten Heimspeichern handelt es sich um eine eigene Abschätzung auf Basis des Jahresbericht 2018 zum Speichermonitoring-Programm der RWTH Aachen [10], dem zugehörigen Update 2019 [11] sowie dem Faktenblatt des BSW Solar zu den statistischen Zahlen der deutschen Solarstrombranche 2020 [12].

Für das Jahr 2030 entstammen die Werte für die installierte Erzeugungsleistung dem Klimaschutzprogramm 2030 der Bundesregierung [13]. Angaben zu Batteriespeichern und Elektrolyseuren basieren auf den Ergebnissen der modellbasierten Studie „Wege zu einem klimaneutralen Energiesystem“ des Fraunhofer ISE [14]. Die Studie berechnet sektorenübergreifend einen kostenoptimierten Transformationspfad des deutschen Energiesystems unter Einhaltung der Klimaziele. Zugrunde gelegt sind hier die Ergebnisse des berechneten Referenzszenarios. Ferner wird der Netzentwicklungsplan 2030 der deutschen Übertragungsnetzbetreiber [15] als Quelle für die erwarteten Hochspannungsgleichstromübertragungen (HGÜ) und Netz-Booster-Anlagen herangezogen. Unter Letzteren versteht man zentrale Großbatteriespeicher, die zur Optimierung der Netzauslastung eingesetzt werden sollen. Ferner wurde die Annahme getroffen, dass die HGÜ-Konverterleistung (24 GW) der 2-fachen HGÜ-Übertragungsleistung (12 GW) entspricht. Die angegebene Netz-Booster-Leistung wurde von 0,9 GW auf 1 GW aufgerundet.

Für das Jahr 2050 basieren die angegebenen Werte wiederum auf den Ergebnissen der Studie „Transformationspfade für die Energiewende“ des Fraunhofer ISE [14] und werden für die installierte HGÜ- und Netz-Booster-Leistung durch eigene Abschätzungen auf Basis der Installation für das Jahr 2030 und der berechneten Erzeugungsleistung für das Jahr 2050 ergänzt.

Bereits heute zeigt sich, dass die installierte Wechselrichterleistung mit 116 GW die Netzlast von ca. 40 bis 80 GW übersteigt. Bis 2050 ist damit zu rechnen, dass sich die Summe der netzgekoppelten Wechselrichterleistungen auf etwa das Achtfache steigern wird (Schätzung: 970 GW). Darüber hinaus gilt es zu beachten, dass über die in Tabelle 1 aufgeführten Anlagentypen hinaus mit der Ladeinfrastruktur für Elektrofahrzeuge, leistungsmodulierenden Wärmepumpen sowie mit frequenzumrichtergekoppelten Antrieben weitere leistungselektronische Geräte im Gigawattmaßstab in die Netze integriert werden müssen. Diese Entwicklung führt zu einer fortschreitenden *Elektronifizierung der Stromnetze* und unterstreicht die Bedeutung des elektrischen Verhaltens von Wechselrichtern für das technische Gelingen der Energiewende.

## 1.3 Motivation und grundlegende Forschungsfragen

Die Idee für die vorliegende Arbeit entstand auf Basis einer mehrjährigen Erfahrung mit der Typprüfung von PV-Wechselrichtern nach geltenden Netzanschlussrichtlinien im akkreditierten „TestLab Power Electronics“ am Fraunhofer ISE. Ferner wurde die Themenfindung beeinflusst durch die gewonnenen Erkenntnisse aus der Begutachtung und Vermessung von Oberschwingungsproblemen in realen PV-Kraftwerken, deren Konsequenzen von der Verletzung von Spannungsqualitätsvorgaben über signifikante Ertragseinbußen bis hin zur Zerstörung von Anlagen reichen.

Eine Voraussetzung für den Parallelbetrieb von Erzeugungsanlagen am öffentlichen Netz ist deren netzverträgliches Verhalten, das ein störungsfreies Funktionieren aller Verbraucher und Erzeuger am Netz gewährleistet. Netzanschlussrichtlinien geben daher u. a. Grenzwerte für die Emissionen von Oberschwingungen (OS) vor. Den festgelegten Grenzwerten und Bewertungsverfahren liegen jedoch vereinfachte Annahmen zu Grunde, die – so zeigen es die Erfahrungen aus der Praxis – bei der Vermessung im Rahmen einer Typprüfung nicht selten zu Ergebnissen führen, die nicht repräsentativ oder nicht allgemein gültig sind. Konflikte zwischen Netz- und Anlagenbetreibern im Zuge des Anschlussgenehmigungsverfahrens sind hier vorprogrammiert. Die vorliegende Arbeit widmet sich dieser Thematik und wird verbesserte Lösungsansätze für die Bewertung von Oberschwingungen diskutieren. Ferner soll die Arbeit einen Beitrag dazu leisten, ein besseres Verständnis für die Ausbildung von Netzwechselwirkungen von Wechselrichtern, wie zum Beispiel Resonanzbildungen in PV-Kraftwerken oder Windparks, zu erlangen. Dazu werden neue Methoden betrachtet, die die Entstehung von Resonanzen vorhersagen und Abhilfemaßnahmen aufzeigen können. Die Arbeit greift damit ein Thema auf, das auch in der Richtlinienarbeit an Bedeutung gewinnt. So heißt es beispielsweise in der aktuellen Fassung der „TAR Höchstspannung“ [16]:

*„Durch Wechselwirkungen zwischen verschiedenen Elementen im Netz können unter anderem Torsionsschwingungen, subsynchrone und supersynchrone Resonanzen auftreten. Der Netzbetreiber sollte mögliche Resonanzen und Reglerinteraktionen im Regelfall bereits vor Inbetriebnahme untersuchen. Sollte der Kunde dennoch im Betrieb eines dieser Phänomene feststellen, ist der Netzbetreiber hierüber in Kenntnis zu setzen. Dieser leitet einen Austauschprozess der betroffenen Parteien ein mit dem Ziel gemeinsam Gegenmaßnahmen zu entwickeln.“*  
[VDE-AR-N 4130 – Kapitel 5.6]

In Ermangelung erprobter Verfahren legt die TAR Höchstspannung damit jedoch noch keine genauen Handlungsanweisungen fest. Ein Entwurf für die „Offshore Netzanschlussregeln (O-NAR)“ des Übertragungsnetzbetreibers TenneT [17] geht an dieser Stelle bereits konkreter auf die Problemstellung ein und fordert für die Oberschwingungsuntersuchung ein „Modell A für die Untersuchung von stationären Oberschwingungen“ sowie ein „Modell B für die Untersuchung der Oberschwingungsstabilität“. An die Modelle werden dabei folgenden Anforderungen gestellt:

*„Demnach erfolgt die Nachbildung nach Modell A mit einer überschwingungsbehafteten Spannungsquelle, bzw. Stromquelle, frequenzabhängiger Innenimpedanz [...]“ [O-NAR – Anhang C5 – Kapitel 3.4.1]*

*„Das Modell für die Untersuchung der Überschwingungsstabilität berücksichtigt das aktive Verhalten der Erzeugungseinheit durch eine frequenzabhängige Eingangsimpedanz.“ [O-NAR – Anhang C5 – Kapitel 3.4.2]*

Ferner wird für die Validierung der Modelle folgendes gefordert:

*„Alle Modelle sind durch einen Vergleich von Simulationsergebnissen für verschiedene repräsentative Szenarien bzw. Fehlerfälle mit zertifizierten Messungen an realen Anlagen oder Testständen zu validieren.“ [O-NAR – Anhang C5 – Kapitel 4]*

Für die zukünftige Ausgestaltung dieser und anderer Netzschlussrichtlinien möchte diese Arbeit geeignete Vorgehensweisen aufzeigen. Gegenstand der Arbeit ist vor diesem Hintergrund auch die Entwicklung eines Analyseverfahrens für Wechselrichter, das die Bewertung folgender Netzwechselwirkungen ermöglicht:

- Überschwingungsemissionen durch wechselrichterinterne Überschwingungsquellen (aktive Überschwingungsanregung)
- Überlagerung von Überschwingungsemissionen mehrerer Wechselrichter
- Reaktion von Wechselrichtern auf Verzerrungen der Netzspannung
- Resonanzbildungen zwischen Wechselrichtern und dem Netz
- Dämpfungswirkung von Wechselrichtern auf Nutzsignale (z. B. Rundsteuersignale)

Die vorliegende Arbeit widmet sich dabei folgenden grundlegenden Forschungsfragen:

- Unter welchen Voraussetzungen lässt sich ein Wechselrichter mittels frequenzabhängiger Thévenin-Äquivalente beschreiben?
- Wie lässt sich eine Thévenin-Äquivalent-Beschreibung eines Wechselrichters messtechnisch ermitteln?
- Welche physikalischen Effekte haben eine Auswirkung auf interne Überschwingungsquellen und den Verlauf der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters?
- Wie lassen sich Ergebnisse der Impedanzspektroskopie für die Bewertung von Resonanzneigung nutzen?

Zur Beantwortung dieser Forschungsfragen haben u. a. die gewonnenen Erkenntnisse aus der Bearbeitung der vom Bundesministerium für Wirtschaft und Energie (BMWi) geförderten Forschungsprojekte „Multi-PV-LVRT“ (FKZ 0325452), „NetzHarmonie“ (FKZ 0325757F), „Star-StroP“ (FKZ 0324113A) und „PV-Wind-Symbiose“ (FKZ 0325885A) maßgeblich beigetragen.

---

## 1.4 Aufbau der Arbeit

Die vorliegende Arbeit strukturiert sich in neun Kapitel. Im Anschluss an dieses einleitende Kapitel folgt in Kapitel 2 eine Beschreibung der thematischen Ausgangssituation sowie der wissenschaftlich-technischen Grundlagen, die für diese Arbeit von Relevanz sind. Dabei wird zunächst auf aktuelle Bewertungsverfahren für Oberschwingungen und deren Einschränkungen eingegangen sowie Beispiele für das Auftreten von Wechselwirkungen zwischen Wechselrichtern und dem Netz präsentiert. Ferner werden die Frequenzbereichsanalyse mittels Fourier-Transformation und die Darstellung in symmetrischen Komponenten erläutert.

Kapitel 3 beschreibt das Verfahren der Impedanzspektroskopie und deren Erweiterung zur differentiellen Impedanzspektroskopie, die es ermöglicht Wechselrichter als frequenzabhängige Thévenin-Äquivalente zu beschreiben. Darüber hinaus wird der für diesen Zweck aufgebaute Prüfstand beschrieben.

Kapitel 4 beinhaltet die mittels differentieller Impedanzspektroskopie erzielten Messergebnisse für vier Wechselrichterprüflinge. Es werden die gemessenen Impedanzverläufe sowie die zugehörigen Spektren der inneren Oberschwingungsquellen für verschiedene untersuchte Arbeitspunkte dargestellt.

Kapitel 5 widmet sich den Ursachen für wechselrichterinterne Oberschwingungsquellen. Hierbei werden sowohl harmonische Oberschwingungsquellen, die z. B. auf den Totzeiteffekt der Wechselrichterbrücke zurückgeführt werden können, als auch taktfrequenzbezogenen und regelungstechnisch induzierte Oberschwingungsquellen diskutiert.

Kapitel 6 befasst sich mit den Einflüssen auf die wirksame Ausgangsimpedanz von Wechselrichtern. Zunächst werden die Rolle der passiven Bauelemente des Ausgangsfilters sowie die Art des Netzschlusses auf die Ausbildung der Mit-, Gegen- und Nullimpedanzen dargelegt. Anschließend wird am Beispiel eines Wechselrichters der Einfluss der Regelung auf den Verlauf der Impedanz diskutiert sowie die Analyse einer Resonanzsituation mittels des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums demonstriert.

Kapitel 7 zeigt den Praxisnutzen auf, der sich aus der Anwendung der differentiellen Impedanzspektroskopie ergeben kann. Dabei wird einerseits auf die Möglichkeiten zur Verbesserung der Bewertung von Störemissionen eingegangen, die sich aus der Darstellung von Wechselrichtern als Thévenin-Äquivalente ergeben. Andererseits wird eine Vorgehensweise zur Resonanzanalyse von PV- oder Windparks auf Basis von Impedanzverläufen vorgestellt.

Kapitel 8 setzt sich kritisch mit den Einschränkungen und Annahmen auseinander, die im Rahmen dieser Arbeit zu Grund gelegt wurden, und gibt einen Ausblick auf den weiteren Forschungsbedarf.

Kapitel 9 enthält eine kurze Zusammenfassung der wesentlichen Erkenntnisse dieser Arbeit.



## 2 Ausgangssituation und Grundlagen

Maßgeblich für die Bewertung der Netzverträglichkeit einer Anlage ist letztlich die am Netzanschlusspunkt (NAP) verursachte Spannungsverzerrung, die durch den von der Anlage eingespeisten Oberschwingungsstrom hervorgerufenen Spannungsabfall an der Netzimpedanz entsteht. Da jedoch die Typprüfung von Erzeugungseinheiten (EZE), wie z. B. PV-Wechselrichter, Windkraftanlagen oder BHKWs, aus praktischen Gründen nicht an einer genormten Netznachbildung, sondern oft am öffentlichen Netz mit einer nicht vorgegebenen Netzimpedanz durchgeführt wird, kann die Spannungsverzerrung nicht als Maß herangezogen werden. Als pragmatische Lösung für dieses Dilemma erfolgt eine Beurteilung der Netzurückwirkungen einer EZE auf Basis der messbaren Oberschwingungsströme an den Klemmen. Um dabei den Einfluss der Netzimpedanz auf die Spannungsverzerrung zu berücksichtigen, werden in den technischen Anwendungsregeln (TAR) typischerweise die Grenzwerte der zulässigen Oberschwingungsströme in Abhängigkeit der Netzkurzschlussleistung am Netzverknüpfungspunkt definiert. Die Konformitätsbewertung einer EZE erfolgt dabei nicht im Rahmen der Typprüfung, sondern standortbezogen unter Berücksichtigung der vorliegenden Kurzschlussleistung des jeweiligen Netzanschlusspunktes. Somit wird berücksichtigt, dass an starken Netzanschlusspunkten Anlagen mit höheren Oberschwingungsemissionen toleriert werden können als an schwachen Netzanschlusspunkten.

### 2.1 Relevante Regelwerke für die Oberschwingungsbewertung von Wechselrichtern

Grenzwerte für die zulässigen Oberschwingungsströme von Geräten und Kundenanlagen sind in Abhängigkeit des Nennstroms der Geräte und der Netzanschlussebene in verschiedenen Normen bzw. Anwendungsregeln definiert. Einen umfassenden Vergleich verschiedener internationaler Bewertungsvorschriften für Oberschwingungen findet sich in [18]. In Deutschland sind v. a. folgende Regelwerke relevant:

- DIN EN 61000-3-2:2015-03 (VDE 0838-2) – Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) Teil 3-2: Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte am Niederspannungsnetz mit einem Eingangsstrom  $\leq 16$  A je Leiter)
- DIN EN 61000-3-12:2012-06 (VDE 0838-12) – Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) Teil 3-12: Grenzwerte für Oberschwingungsströme (Geräte am Niederspannungsnetz mit einem Eingangsstrom  $> 16$  A und  $\leq 75$  A)

- VDE-AR-N 4100 Anwendungsregel:2019-04 (TAR Niederspannung)  
Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Niederspannungsnetz (Geräte mit einem Eingangsstrom  $> 75$  A)
- VDE-AR-N 4110 Anwendungsregel:2018-11 (TAR Mittelspannung)  
Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz
- VDE-AR-N 4120 Anwendungsregel:2018-11 (TAR Hochspannung)  
Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Hochspannungsnetz
- VDE-AR-N 4130 Anwendungsregel:2018-11 (TAR Höchstspannung)  
Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Höchstspannungsnetz

Ferner sollen zukünftig Grenzwerte für Oberschwingungsströme von Erzeugungsanlagen und Speicher am Niederspannungsnetz mit Nennströmen  $\leq 75$  A in der DIN EN 61000-3-16 geregelt werden.

Bei der Angabe von Grenzwerten wird dabei zwischen folgenden Arten von Oberschwingungsströmen unterschieden:

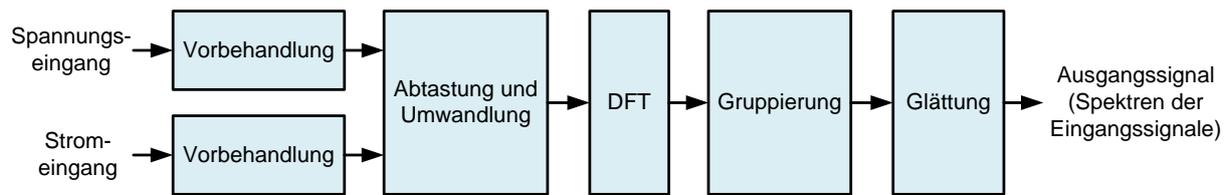
- Geradzahlige und ungeradzahlige Harmonische bis zur 40. Ordnung
- Zwischenharmonische bis zur 40. Ordnung
- Supraharmonische Frequenzanteile zwischen 2 kHz und 9 kHz in 200-Hz-Bändern

Die Prüfung nach den o. g. Anforderungen sind für Geräte am Niederspannungsnetz in der „DIN VDE V 0124-100 Prüfanforderungen an Erzeugungseinheiten vorgesehen zum Anschluss und Parallelbetrieb am Niederspannungsnetz“ und für Anlagen am Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz in der „Technische Richtlinie TR3“ [19] geregelt<sup>1</sup>. Beide Prüfrichtlinien fordern die Messung der Oberschwingungsströme nach den Vorgaben des „Leitfaden für Verfahren und Geräte zur Messung von Oberschwingungen und Zwischenharmonischen (DIN EN 61000-4-7 – EMV Teil 4-7: Prüf- und Messverfahren)“ [20] durchzuführen.

Abbildung 3 zeigt die grundsätzliche Vorgehensweise gemäß DIN EN 61000-4-7, die die im Folgenden beschriebenen Schritte umfasst.

---

<sup>1</sup> Die Technische Richtlinie TR3 beinhaltet ferner einen informativen Anhang C „Bestimmung von OS-Vorbelastungen“ mit umfangreichen Hinweisen zu Definitionen, OS-Spannungen, symmetrischen Komponenten, Phasenwinkeln, Netzvorbelastung, OS-Leistungsflüssen, Einfluss der Netzimpedanz, OS-Modellen, Messunsicherheitsbetrachtungen sowie Eigenschaften von Stromwandlern.



**Abbildung 3:** Grundsätzliche Vorgehensweise zur Oberschwingungsermittlung gemäß DIN EN 61000-4-7.

- 1) Die zu messenden Strom- und Spannungssignale werden eingangsseitig einer Vorbehandlung unterzogen. Dies dient zur Anpassung der Messwerte an den Spannungs- und Strommessbereich des Messgerätes. Dazu können geeignete Wandler eingesetzt werden. Für die Messwernerfassung existieren Genauigkeitsanforderungen. Üblicherweise müssen Wandler der Klasse I eingesetzt werden. Ferner kommt ein Anti-Aliasing-Filter zum Einsatz, das Frequenzanteile oberhalb der halben Abtastfrequenz bedämpft, um Fehler aufgrund des sog. Aliasing-Effekts zu vermeiden.
- 2) Die aufbereiteten Messsignale werden mittels eines A/D-Wandlers, der eine Abtast- und Speichereinheit beinhaltet, erfasst. Die Abtastung bestimmt den analysierbaren Frequenzbereich und muss daher mit ausreichender Abtastrate erfolgen.
- 3) Mittels einer Diskrete Fourier-Transformation DFT (s. a. Kapitel 2.5.1) werden die orthogonalen Fourier-Koeffizienten über ein Zeitfenster von 10 Netzperioden (ca. 200 ms) ermittelt. Dies führt zu einer Darstellung der Eingangssignale im Frequenzbereich mit einer spektralen Auflösung von ca. 5 Hz.
- 4) Bei der Gruppierung mehrerer Spektrallinien wird der Energiegehalt eines Signals für einen definierten Frequenzbereich durch Effektivwertbildung der zugehörigen Spektrallinien aufsummiert. So werden Supraharmonische und Zwischenharmonische zusammengefasst. Beispielsweise werden für die Ermittlung der Zwischenharmonischen 1. Ordnung die Spektrallinien 55 Hz, 60 Hz, ..., 95 Hz und für Supraharmonische die Spektrallinien eines 200-Hz-Bandes gruppiert (vgl. Anhang B der IEC 61000-4-7 [20]).
- 5) Ein abschließender Glättungsschritt dient der Reduktion des Einflusses von Signalschwankungen. Dazu werden die Ergebnisse der Gruppierung mit einem Tiefpass 1. Ordnung und einer Zeitkonstante von 1,5 s gefiltert.

Die Messgeräte, die im Rahmen dieser Arbeit für die ersten beiden Schritte eingesetzt wurden, sind in Kapitel 3.5.3 beschrieben. Die folgenden Schritte der Nachbehandlung wurden mittels MATLAB-basierten Auswerteskripten realisiert, die in Kapitel 3.4.4 erläutert werden.

## 2.2 Einschränkungen der angewandten Verfahren zur Oberschwingungscharakterisierung

Wie bereits einleitend erwähnt, liegen den angewandten Verfahren zur Bestimmung von Oberschwingungen verschiedene Annahmen und Vereinfachungen zu Grunde. Dazu gehören:

- a) Die Erzeugungseinheit verhält sich für Oberschwingungen wie eine ideale Stromquelle.
- b) Der Frequenzgang der Netzimpedanz entspricht einer idealen Induktivität, deren Impedanzwerte linear mit der Frequenz steigen.
- c) Während der Vermessung vorliegende Netzspannungsverzerrungen haben keine Auswirkung auf die Oberschwingungsströme des Wechselrichters.

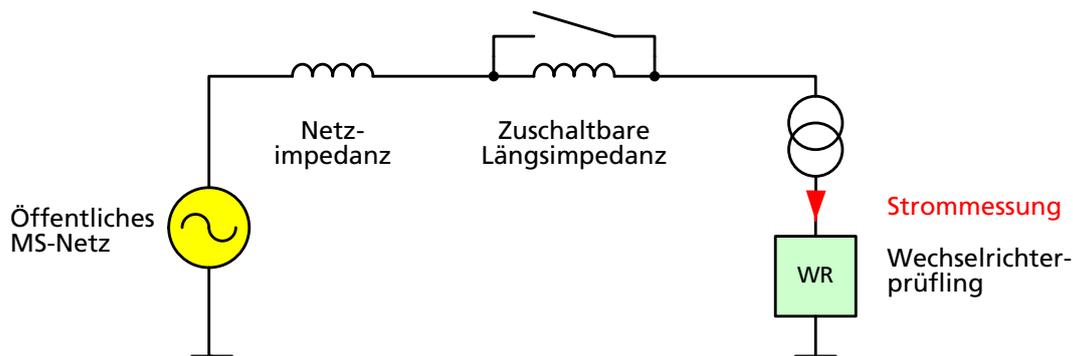
In der Realität führen die Annahmen und Vereinfachungen dazu, dass die gemessenen Oberschwingungsspektren stark von den Randbedingungen der Prüfung (vorliegende Netzimpedanz, Frequenzgang der Netzimpedanz, Spannungsqualität des Messnetzes) abhängen und u. U. nicht zu vergleichbaren Ergebnissen führen. Im Folgenden werden dafür Beispiele genannt und weitere Effekte wie Resonanzbildungen erläutert, die mit dem praktizierten Ansatz der Oberschwingungsstrombewertung nicht abgebildet werden können.

## 2.3 Wechselwirkungen zwischen Wechselrichtern und dem Netz

Eigenschaften von Wechselrichtern, die einen Einfluss auf die Netzspannungsqualität haben, werden i. d. R. als *Netzzrückwirkungen* bezeichnet. In gültigen Netzanschlussregeln bzw. Prüfvorschriften werden darunter u. a. Auswirkungen von Schalthandlungen, Flicker und Oberschwingungsemissionen zusammengefasst (vgl. [21], [22] und [23]). Der Begriff ist in den Augen des Autors insbesondere in Bezug auf Oberschwingungen unglücklich gewählt, denn er beruht auf der Vorstellung, dass Wechselrichter eine starre Quelle für diese sog. Netzzrückwirkungen darstellen und der Einfluss der Netzeigenschaften weitgehend vernachlässigt werden kann. Dies mag für netzgeführte Stromrichter (z. B. Diodengleichrichter oder thyristor-basierte Umrichter) weitgehend zutreffen. Für moderne selbstgeführte Stromrichter ist diese Annahme jedoch nicht mehr stimmig, wie anhand der folgenden Beispiele gezeigt wird. Vor diesem Hintergrund erscheint für die Bezeichnung von Oberschwingungseffekten der Begriff *Netzwechselwirkungen* zutreffender zu sein.

### 2.3.1 Abhängigkeit des Oberschwingungsspektrums von der Netzimpedanz

Folgendes einfache Experiment zeigt die Abhängigkeit des Oberschwingungsspektrums von der Netzimpedanz und widerlegt, dass ein Wechselrichter hinsichtlich der emittierten Oberschwingungsströme grundsätzlich Stromquellencharakter besitzt [24]. Abbildung 4 zeigt den Versuchsaufbau, mit dem die Oberschwingungsströme an den Klemmen des Wechselrichters erfasst werden. Durch das Hinzuschalten einer zusätzlichen Längsdrossel zwischen Prüfling und dem Netz kann die Netzimpedanz verändert werden.



**Abbildung 4:** Einphasiges Ersatzschaltbild des Versuchsaufbaus zur Veränderung der Netzimpedanz bei der Oberschwingungsvermessung

Bei dem durchgeführten Experiment konnte eine mittelspannungsseitige Drossel mit einer Induktivität von ca. 82 mH hinzugeschaltet werden. Es ergeben sich damit zwei verschiedene Netzkonfigurationen, die in Tabelle 2 dargestellt sind. Die angegebenen Werte sind auf die Niederspannungsseite umgerechnet. Angegeben ist ergänzend die jeweilige Kurzschlussleistung, die sich als Quotient aus dem Quadrat der Nennspannung (400 V) und der eingestellten Netzimpedanz ergibt.

Als Prüfling stand ein 500-kVA-Solarwechselrichter zur Verfügung, dessen Oberschwingungsströme niederspannungsseitig an den Klemmen gemessen wurden.

**Tabelle 2:** Verschiedene einstellbare Netzkonfigurationen bei der Vermessung der Strom Oberschwingungen. Angegebene Werte sind auf die Niederspannungsseite bezogen

	Ohne zusätzliche Drossel	Mit zusätzlicher Drossel
<b>Resultierende Netzinduktivität</b>	19,1 $\mu\text{H}$	46,0 $\mu\text{H}$
<b>Resultierende Netzimpedanz</b>	6,0 m $\Omega$	14,5 m $\Omega$
<b>Kurzschlussleistung (NS-seitig)</b>	26,7 MVA	11,1 MVA

Abbildung 5 zeigt die gemessenen Stromüberschwingungen für die Harmonischen und Zwischenharmonischen bis 2,5 kHz sowie die höherfrequenten Anteile von 2 kHz bis 9 kHz.

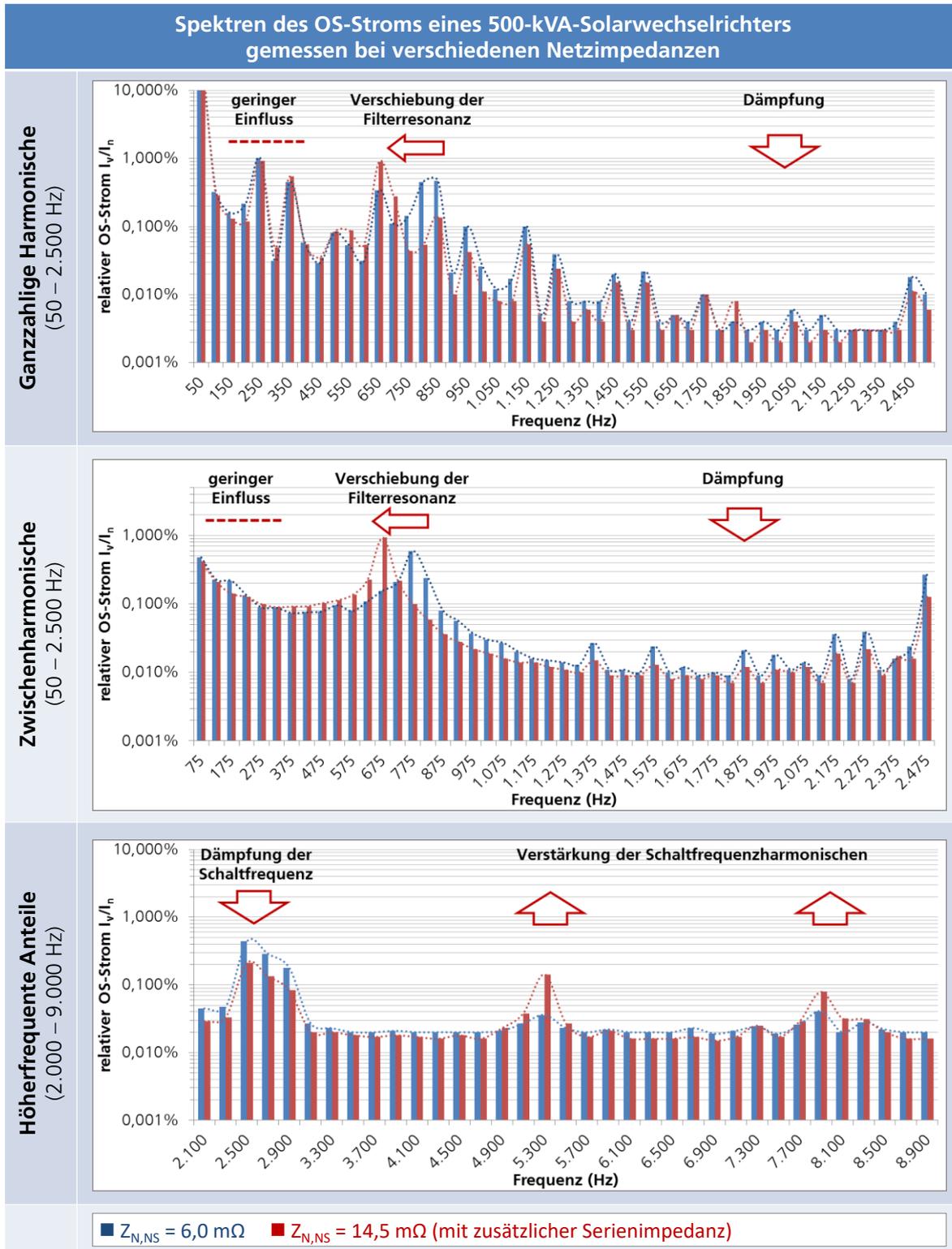


Abbildung 5: Stromüberschwingungen eines 500-kVA-Solarwechselrichters für unterschiedliche Netzimpedanzen

Bei niedrigen Frequenzen bis etwa 1 kHz dominieren die 5. und 7. Harmonische sowie die Resonanzfrequenz im Bereich um 700 Hz, die sich zwischen dem Wechselrichter und der Netzimpedanz ausbildet. Es lässt sich beobachten, dass die veränderte Netzimpedanz zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz führt. Bei Frequenzen über 1 kHz kommt es vorwiegend zu einer Dämpfung der Oberschwingungen.

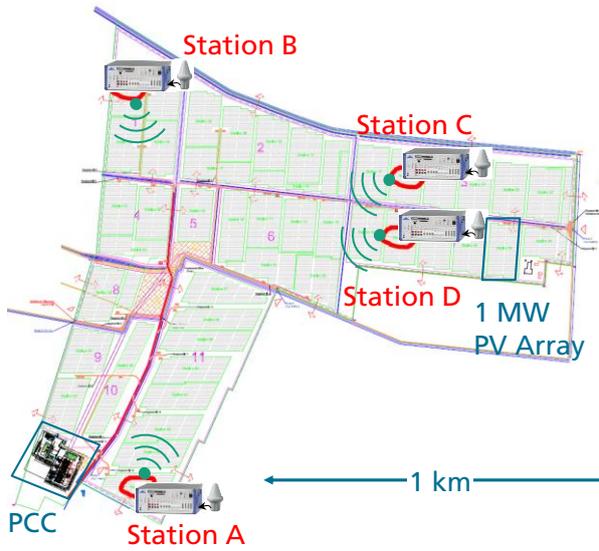
Auch bei den höherfrequenten Oberschwingungsanteilen ist durch das Hinzuschalten der zusätzlichen Drossel eine signifikante Dämpfung der Oberschwingungen im Bereich der Taktfrequenz (2.600 Hz) zu beobachten. Im Gegensatz dazu werden jedoch die taktfrequenten Stromharmonischen verstärkt. Dies lässt sich damit begründen, dass der Verlauf der resultierenden Netzimpedanz in diesem Frequenzbereich nicht dem einer idealen Drossel entspricht. Offensichtlich bilden sich Resonanzstellen, die durch die Harmonischen der Taktfrequenz angeregt werden.

Es bleibt festzuhalten, dass eine Veränderung der Netzimpedanz Auswirkungen auf das gemessene Oberschwingungsspektrum hat und eine Stromquellencharakteristik nicht grundsätzlich gegeben ist.

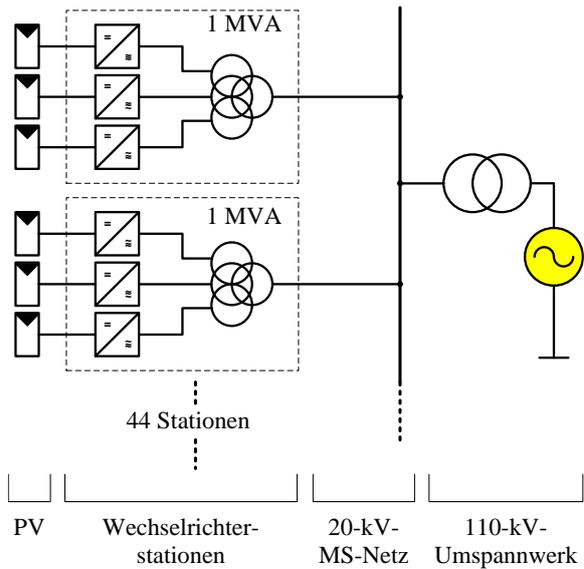
### 2.3.2 Beispiel für eine Resonanzbildungen in einem PV-Kraftwerk

Gravierende Auswirkungen bis hin zur Zerstörung von Wechselrichtern oder anderen Anlagenteilen können auftretende schwach gedämpfte Resonanzen zwischen Wechselrichtern und dem Netz bzw. zwischen mehreren Wechselrichtern führen. Das folgende Beispiel zeigt einen solchen Fall von Resonanzbildung, die in einem PV-Kraftwerk mit einer installierten Leistung von 44 MW gemessen wurde.

Das betreffende Kraftwerk ist aus 44 1-MVA-Wechselrichterstationen aufgebaut, die jeweils aus einem Vierwickler-Transformator und drei niederspannungsseitig angeschlossenen 350-kVA-Wechselrichtern bestehen (vgl. Abbildung 7). Das Mittelspannungsnetz ist strahlenförmig aufgebaut und verbindet die Wechselrichterstationen mit dem Transformator im parkeigenen Umspannwerk. Der Netzanschlusspunkt befindet sich auf der 110-kV-Ebene. Abbildung 6 zeigt die räumliche Ausdehnung des Kraftwerks sowie die Lage der installierten Messsysteme (Station A – D).

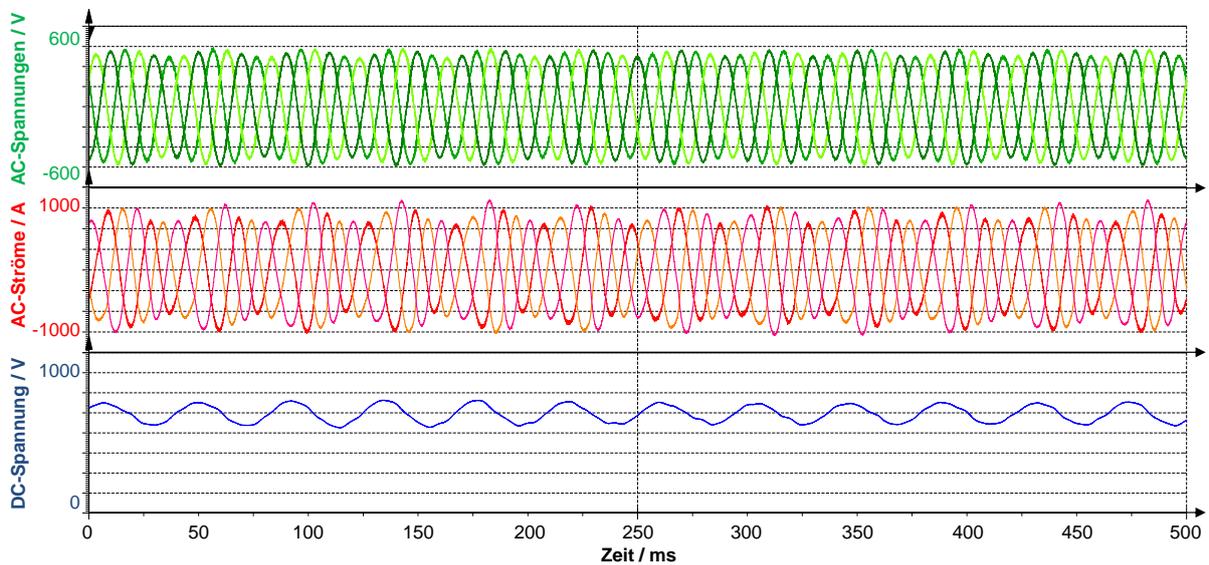


**Abbildung 6:** Lageplan des untersuchten PV-Kraftwerks mit Position der Messstationen



**Abbildung 7:** Einstrichschema des untersuchten PV-Kraftwerks

In den Messstationen wurden die Ströme und Spannungen zeitlich hochaufgelöst an den Klemmen ausgewählter Wechselrichter gemessen. Dabei wurde eine dauerhaft auftretende Oszillation gemessen, die synchron in allen erfassten Wechselrichtern auftrat (vgl. Abbildung 8 und Abbildung 9).



**Abbildung 8:** An den Klemmen eines Wechselrichters gemessene AC-Spannungen (oben), AC-Strom (Mitte) und DC-Spannung (unten) mit sichtbarer subsynchroner Oszillation

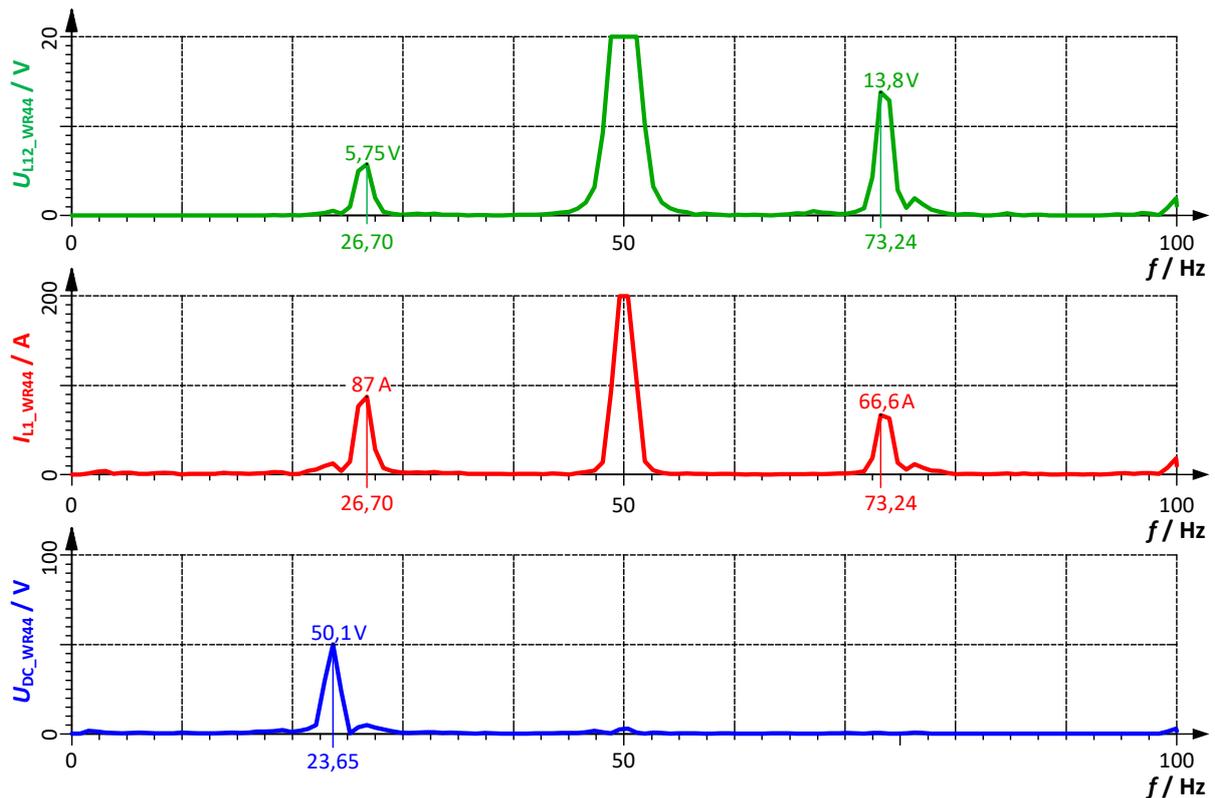
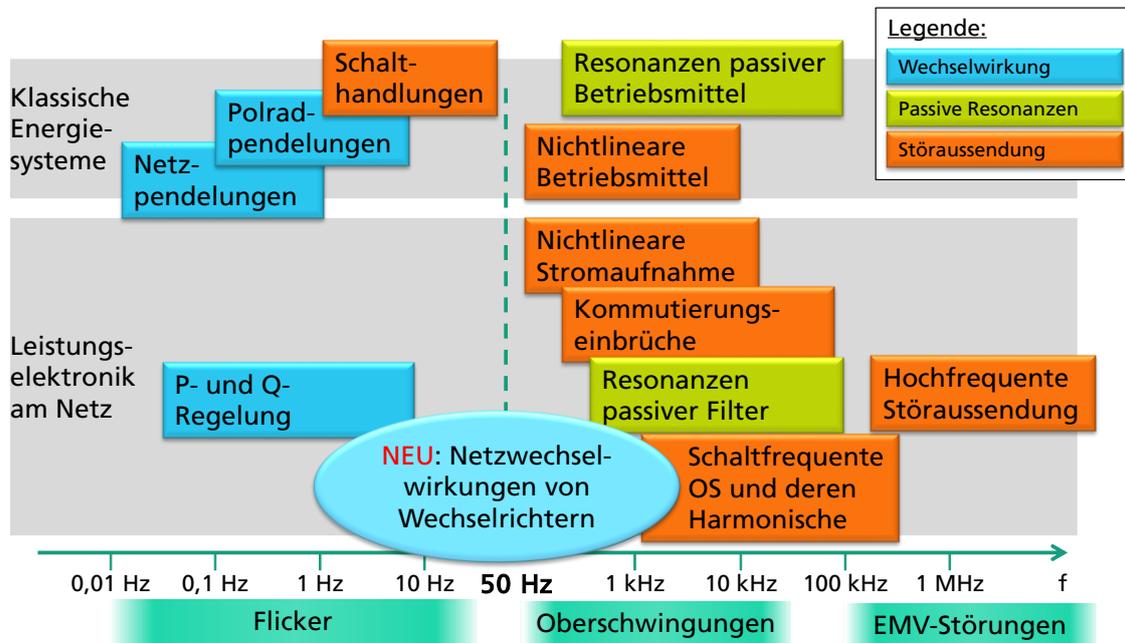


Abbildung 9: Spektrum der gemessenen Spannungen und Ströme zu Abbildung 8

Es ist anzumerken, dass der Aufbau des Kraftwerks, in dem die gezeigten Oszillationen gemessen wurden, den geltenden technischen Regeln entspricht und die eingesetzten Wechselrichter nach den gültigen Netzanschlussregeln, die eine Oberschwingungsbewertung der Geräte einschließt, zertifiziert sind. Die Typprüfung der Wechselrichter auf Basis geltender Richtlinien zur Oberschwingungsbewertung kann die Ausbildung derartiger Oszillationserscheinungen offensichtlich nicht verhindern. Für die Beschreibung und Vorhersage derartiger Effekte bedarf es einer neuen Methode, wie z. B. die impedanzbasierte Stabilitätsanalyse (vgl. Kapitel 2.5.4.1).

### 2.3.3 Arten von Netzwechselwirkungen

Abbildung 10 zeigt eine zusammenfassende Einordnung bekannter Phänomene von Netzwechselwirkungen hinsichtlich ihres Auftretens im Frequenzbereich. Zu den bisher betrachteten und i. d. R. beherrschten Phänomenen müssen die oben beschriebenen Netzwechselwirkungen von Wechselrichtern neu hinzugefügt werden.



**Abbildung 10:** Übersicht über bekannte und neue Wechselwirkungseffekte zwischen elektrischen Anlagen und dem Netz

## 2.4 Zeitbereichsanalyse von Netzwechselwirkungen

Wenngleich in dieser Arbeit die Betrachtung im Frequenzbereich im Fokus steht, soll an dieser Stelle ein kurzer Hinweis auf die Analyse im Zeitbereich gegeben werden. Die Analyse der zeitlichen Signalverläufe von Strömen und Spannungen ist vor allem bei transienten Ereignissen hilfreich, eignen sich aber auch zu einer schnellen optischen Identifikation von Oberschwingungsproblemen (vgl. Abbildung 8).

Für eine systematische Betrachtung von Netzwechselwirkungen wird zunächst das zu untersuchende Szenario definiert. Dies kann in diesem Kontext z. B. der Betrieb eines Wechselrichters an einem schwachen Netzanschlusspunkt oder der Betrieb einer Vielzahl an Wechselrichtern an einem gemeinsamen Netzanschlusspunkt sein. Es können dabei Szenarien, die bekannter oder vermuteter Weise zu Resonanzen führen, nachgestellt und Abhilfemaßnahmen ohne aufwendige Feldmessungen untersucht werden.

Zeitbereichsuntersuchungen können simulativ, als realer Aufbau oder als Mischform mit einem sog. Hardware-in-the-Loop-System (HIL-System) untersucht werden. Alle Varianten haben gemeinsam, dass sie als Ergebnisse Zeitverläufe der Ströme und Spannungen liefern, die direkt analysiert werden können. Aber auch eine

nachgelagerte Fourier-Analyse und eine Bewertung des Spektrums sind möglich. Mit simulativen oder auch HIL-basierten Untersuchungen können automatisiert eine Vielzahl an Szenarien analysiert werden. Dies eignet sich zur Qualitätssicherung oder Sensitivitätsanalyse hinsichtlich der Variation der Netzeigenschaften.

Ein Rückschluss auf die Ursachen für eine Resonanzbildung aus den Zeitbereichsverläufen lässt sich jedoch nur indirekt aus dem Vergleich verschiedener Versuche ableiten. Für die Analyse von Oberschwingungsquellen müssen diese hinreichend genau in den verwendeten Modellen abgebildet werden (vgl. Kapitel 5).

## 2.5 Frequenzbereichsanalyse von Netzwechselwirkungen

Bei der Frequenzbereichsanalyse wird zu Grunde gelegt, dass sich der zeitliche Verlauf der messbaren Ströme und Spannungen eines Wechselrichters aus der Überlagerung verschiedener periodischer Effekte zusammensetzt. Der Grundschwingung können also beliebige Oberschwingungsquellen oder Anregungen von Resonanzstellen bei verschiedenen Frequenzen überlagert sein. Für die Analyse derartiger Signalkompositionen eignet sich die Betrachtung im Frequenzbereich. Setzt man voraus, dass die verschiedenen Oberschwingungseffekte voneinander unabhängig sind, können auch die verschiedenen Signalanteile im Frequenzbereich unabhängig betrachtet werden. Diese Annahme wird für die Betrachtungen in dieser Arbeit vorausgesetzt (vgl. auch Kapitel 5.1).

### 2.5.1 Fourier-Analyse

Die Zerlegung eines Signals in seine Frequenzkomponenten erfolgt auf Basis der Fourier-Reihenentwicklung. Das Signal  $c(t)$  wird dazu auf einem Zeitintervall  $[0, T]$  wie folgt in seine komplexen Fourier-Koeffizienten  $\underline{C}_k$  zerlegt.

$$\underline{C}_k = \frac{2}{T} \int_0^T c(t) \cdot e^{-jk\omega_0 t} dt \quad \text{mit } \omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (2.1)$$

Die Fourier-Koeffizienten entsprechen dabei den Frequenzkomponenten des Signals bei den jeweiligen Frequenzen  $f_k = \frac{k}{T}$  mit der Amplitude  $|\underline{C}_k|$  und dem Phasenwinkel  $\arg(\underline{C}_k)$ .

In digitalen Messsystemen wird das zeitkontinuierliche Signal  $c(t)$  mit einer festen Abtastrate  $f_s$  erfasst und liegt anschließend als diskrete Zeitreihe  $c_n$  vor. Die

Ermittlung der Fourier-Koeffizienten erfolgt in diesem Fall mittels Diskreter Fourier-Transformation (DFT)<sup>2</sup> und lässt sich wie folgt berechnen.

$$\underline{C}_k = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n \cdot e^{-jk2\pi\frac{n}{N}} \quad (2.2)$$

Dabei ist  $N$  die Anzahl der Abtastpunkte innerhalb des Analysezeitfensters  $T_{\text{DFT}}$ . Für den Zusammenhang zwischen  $N$  und  $T_{\text{DFT}}$  gilt:

$$N = T_{\text{DFT}} \cdot f_s \quad (2.3)$$

Gemäß dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem ist die maximale darstellbare Frequenz  $f_{\text{DFT,max}}$  durch die Abtastrate  $f_s$  wie folgt bestimmt:

$$f_{\text{DFT,max}} = \frac{1}{2} f_s \quad (2.4)$$

Ferner bestimmt sich die Frequenzauflösung  $\Delta f_{\text{DFT}}$  einer DFT durch das Analysezeitfenster  $T_{\text{DFT}}$ , denn es gilt:

$$\Delta f_{\text{DFT}} = \frac{1}{T_{\text{DFT}}} \quad (2.5)$$

Dem Zuschnitt des Analysezeitfensters kommt bei der DFT-Berechnung eine entscheidende Bedeutung zu, da nur solche Frequenzen im Spektrum als diskrete Linien abgebildet werden, deren Periodendauern ein ganzzahliger Teiler des Beobachtungszeitfensters sind. Ist diese Bedingung nicht erfüllt, tritt der sog. Leck-Effekt [25] auf. Als Konsequenz verteilen sich die Energien der jeweiligen Oberschwingungsanteile in benachbarte Spektrallinien. Um einen Leck-Effekt für die Grundschwingung der Netzspannung zu vermeiden, ist bei der DFT-Fensterung auf einen exakten Zuschnitt der Messwerte auf ein Vielfaches der Grundschwingungsperiode zu achten. Typischerweise wird für das Beobachtungszeitfenster  $T_{\text{DFT}}$  ein Intervall von zehn Netzperioden bestimmt. Bei einer Netzfrequenz von 50 Hz ergeben sich so eine Fensterbreite von  $T_{\text{DFT}} = 200$  ms und damit eine spektrale Auflösung von  $\Delta f_{\text{DFT}} = 5$  Hz. Weicht die tatsächliche Netzfrequenz jedoch von 50 Hz ab, wovon i. d. R. ausgegangen werden muss, muss die Fensterbreite dynamisch angepasst werden.

Die Auswirkung des Leck-Effektes muss darüber hinaus bei der Bewertung von Oberschwingungen berücksichtigt werden, deren Frequenz keine Harmonischen von  $\Delta f_{\text{DFT}}$  darstellen. In diesem Fall ist ein „Übersprechen“ in andere Frequenzlinien nicht zu

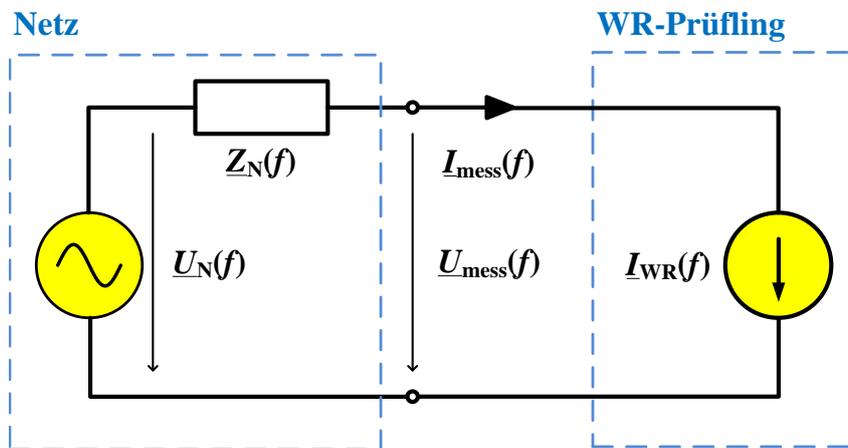
---

<sup>2</sup> Die schnelle Fourier-Transformation (FFT) stellt eine rechenzeitoptimierte Variante der DFT dar, für die die Voraussetzung erfüllt sein muss, dass die Anzahl der Abtastpunkte  $N$  eine Zweierpotenz ist.

vermeiden. Aus diesem Grund werden zur Bewertung von Zwischen- und Supraharmonischen i. d. R. mehrere benachbarte Frequenzlinien gruppiert (vgl. Kapitel 2.1).

## 2.5.2 Beschreibung eines Wechselrichters als ideale Oberschwingungsstromquelle

Wie bereits in Kapitel 2.2 beschrieben wird in den angewandten Verfahren zur Oberschwingungsbewertung der Wechselrichter als ideale Stromüberschwingungsquelle betrachtet. Für das einphasige Ersatzschaltbild eines Wechselrichters am Netz ergibt sich damit die Darstellung in Abbildung 11. In Anlehnung an die Vorgaben in der TAR Mittelspannung [22] bzw. der FGW-Richtlinie TR3 [19] wird hier das Verbraucherzählpfeilsystem zu Grunde gelegt.



**Abbildung 11:** Betrachtung eines Wechselrichters als ideale Oberschwingungsquelle. Einphasiges Ersatzschaltbild

Es ist leicht zu erkennen, dass der mit dem Netz ausgetauschte messbare Oberschwingungsstrom  $I_{\text{mess}}(f)$  dem Strom der internen Oberschwingungsstromquelle  $I_{\text{WR}}(f)$  entspricht und damit unabhängig von den Eigenschaften des Netzes ist. Es gilt

$$I_{\text{mess}}(f) = I_{\text{WR}}(f) \quad (2.6)$$

Für die messbare Klemmenspannung  $U_{\text{mess}}(f)$  gilt:

$$U_{\text{mess}}(f) = U_{\text{N}}(f) - Z_{\text{N}}(f) \cdot I_{\text{WR}}(f) \quad (2.7)$$

Dabei stellt  $U_{\text{mess}}(f)$  die Oberschwingungsspannungsquellen im Netz bei der Frequenz  $f$  dar und  $Z_{\text{N}}(f)$  ist die frequenzabhängige Netzimpedanz. Es wurde bereits gezeigt, dass der Oberschwingungsstrom keineswegs unabhängig von den Netzeigenschaften ist, weshalb eine Betrachtung des Wechselrichters als reine Oberschwingungsstromquelle nicht grundsätzlich geeignet ist.

### 2.5.3 Beschreibung eines Wechselrichters als Thévenin-Äquivalent

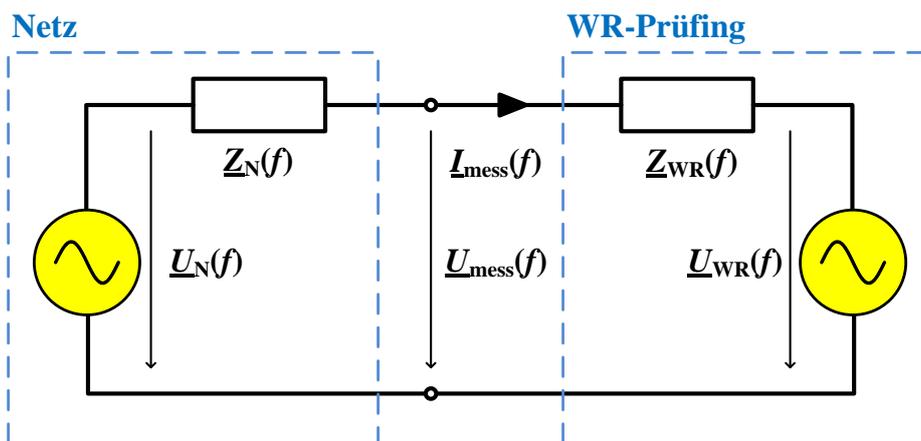
Grundlage für diesen Ansatz bildet das Thévenin-Theorem, das besagt, dass sich hinsichtlich des elektrischen Klemmenverhaltens jede beliebige Kombination aus Impedanzen sowie Strom- und Spannungsquellen als Reihenschaltung einer Spannungsquelle sowie einer Impedanz, auch als Ersatzspannungsquelle bzw. *Thévenin-Äquivalent* bezeichnet, darstellen lässt [26].

Für die Betrachtung des Oberschwingungsverhaltens eines Wechselrichters mit den hier vorgestellten Verfahren wird nun für jede Oberschwingungsfrequenz ein unabhängiges Thévenin-Äquivalent aufgestellt. Für die Beschreibung eines Wechselrichters wird das Thévenin-Theorem in seiner komplexen Form angewandt. Um das Thévenin-Äquivalent eindeutig zu bestimmen, sind also für jede Frequenz sowohl Amplitude wie auch Phasenlage der Thévenin-Spannungsquelle und der Thévenin-Impedanz anzugeben. Abbildung 12 zeigt das einphasige Ersatzschaltbild eines Wechselrichters am Netz für die Darstellung als Thévenin-Äquivalent mit der inneren Oberschwingungsspannungsquelle  $\underline{U}_{WR}(f)$  und der Ausgangsimpedanz des Wechselrichters  $\underline{Z}_{WR}(f)$ .

Für den mit dem Netz ausgetauschten messbaren Oberschwingungsstrom  $\underline{I}_{mess}(f)$  ergibt sich demnach:

$$\underline{I}_{mess}(f) = \frac{\underline{U}_N(f) - \underline{U}_{WR}(f)}{\underline{Z}_N(f) + \underline{Z}_{WR}(f)} \quad (2.8)$$

Der Strom ist nun nicht mehr unabhängig von den Netzeigenschaften, sondern hängt von der resultierenden Oberschwingungsspannung  $\underline{U}_N(f) - \underline{U}_{WR}(f)$  sowie von der resultierenden Impedanz  $\underline{Z}_N(f) + \underline{Z}_{WR}(f)$  ab.



**Abbildung 12:** Einphasiges Ersatzschaltbild der Darstellung eines Wechselrichters als frequenzabhängiges Thévenin-Äquivalent

Für die messbare Spannung  $\underline{U}_{\text{mess}}(f)$  an den Wechselrichterklemmen ergibt sich folgender Zusammenhang.

$$\underline{U}_{\text{mess}}(f) = \frac{\underline{Z}_{\text{WR}}(f) \cdot \underline{U}_{\text{N}}(f) + \underline{Z}_{\text{N}}(f) \cdot \underline{U}_{\text{WR}}(f)}{\underline{Z}_{\text{N}}(f) + \underline{Z}_{\text{WR}}(f)} \quad (2.9)$$

Betrachtet man nur die Verhältnisse in Bezug auf den Wechselrichterprüfling, ergibt sich der vergleichsweise einfache Zusammenhang zwischen den gemessenen Größen und den Thévenin-Elementen wie folgt.

$$\underline{U}_{\text{mess}}(f) = \underline{Z}_{\text{WR}}(f) \cdot \underline{I}_{\text{mess}}(f) + \underline{U}_{\text{WR}}(f) \quad (2.10)$$

Es sei angemerkt, dass die Anwendung des Thévenin-Theorems nur für lineare elektrische Netzwerke gültig ist. An dieser Stelle wird dies für die Betrachtung des Wechselrichters im Frequenzbereich vorausgesetzt.

Für die Betrachtungen in dieser Arbeit wird die Thévenin-Darstellung gewählt. Zwar werden heutige Netzwechselrichter typischerweise als geregelte Stromquelle realisiert, was eher einer Norton-Äquivalent-Darstellung (Ersatzstromquelle mit Paralleladmittanz) entspricht. Dies betrifft aber zunächst nur die Grundswingungsfrequenz. In Hinblick auf die Betrachtung des Oberschwingungsverhaltens eines Wechselrichters mit Spannungszwischenkreis entspricht jedoch eine Thévenin-Darstellung mit inneren Spannungsquellen eher den physikalischen Eigenschaften eines Wechselrichtersystems (vgl. Kapitel 4).

Eine formelmäßige Beschreibung der o. g. Zusammenhänge auf Basis des Norton-Äquivalents ist der Vollständigkeit halber in Anhang A angegeben.

## 2.5.4 Bisherige Arbeiten auf dem Gebiet

Es existieren zahlreiche Veröffentlichungen, die die OS-Stabilität von Wechselrichtern behandeln. Beispielsweise beschreiben HESKES ET AL. in [27] die Impedanz von Umrichtern als Übertragungsfunktion und definieren eine absolute und differentielle Impedanz, die im Falle einer Leistungseinspeisung auch negativ sein kann. Auf dieser Grundlage werden beobachtete Resonanzeffekte erläutert.

Ferner gibt WANG in [28] einen Überblick über verschiedene Verfahren zum Thema „Harmonic Modelling and Stability“. Darin beschreibt er u. a. das sog. „Harmonic State-Space Modelling“ (HSS). Die HSS-Methode nutzt anstelle eines linearen zeit-invarianten Zustandsraummodells ein lineares zeit-periodisches Zustandsraummodell, mit dem sich mittels einer „Harmonic Transfer Matrix“ eine mehrfrequente Reaktion des System auf eine monofrequente Anregung bestimmen lässt [29].

LANGOWSKI schlägt in [30] ein verbessertes Verfahren zur Integration von Erneuerbare-Energien-Anlagen (EEA) vor. Dies sieht vor, durch Messung der Leerlaufspannung am Netzanschlusspunkt und durch den Einsatz eines mobilen Netzimpedanzmess-Containers ein Thévenin-Modell des Netzes zu erstellen. Die Erkennung von

Resonanzstellen soll dann durch „Simulation von dem Anschlussmodell und [...], wenn vorhanden, einem Oberschwingungsmodell der EEA sowie den ausgewählten Betriebsmitteln“ [30] erfolgen. Die vorliegende Arbeit verfolgt das Ziel, derartige Oberschwingungsmodelle für Wechselrichter bereitzustellen. Die skizzierte Methode entspricht dem sog. impedanzbasierten Stabilitätskriterium, das im Folgenden erläutert wird.

### 2.5.4.1 Impedanzbasiertes Stabilitätskriterium

Zunehmende Beachtung und Anwendung (vgl. [17]) erfährt das auf MIDDLEBROOK zurückgehende [31] und von SUN propagierte [32] *impedanzbasierte Stabilitätskriterium* (engl. impedance-based stability criterion). Dies ist v. a. auf seine Anschaulichkeit zurückzuführen und lässt sich wie folgt beschreiben.

Das zu analysierende System wird gedanklich an einer geeigneten Stelle, z. B. den Klemmen eines Wechselrichters, aufgetrennt. Für beide Systemteile können nun unabhängig voneinander die Frequenzverläufe der Netzimpedanz  $\underline{Z}_N(f)$  und der Wechselrichterimpedanz  $\underline{Z}_{WR}(f)$  durch Messung oder Berechnung ermittelt werden. Entscheidend für die Stabilität des Systems ist, dass der Quotient der Impedanzen  $\underline{Z}_N(f)/\underline{Z}_{WR}(f)$  das Stabilitätskriterium nach Nyquist erfüllt. Diese Bedingung lässt sich wie folgt herleiten. Zunächst lässt sich die Wechselrichterstrom-Gleichung (2.8) durch Umformung in folgende Form bringen.

$$I_{\text{mess}}(f) = \frac{U_N(f) - U_{WR}(f)}{\underline{Z}_{WR}(f)} \cdot \frac{1}{1 + \underline{Z}_N(f)/\underline{Z}_{WR}(f)} \quad (2.11)$$

Setzt man nun voraus, dass die Spannungsquellen  $\underline{U}_N(f)$  und  $\underline{U}_{WR}(f)$  endlich sind sowie  $\underline{Z}_{WR}(f)$  von null verschieden ist, hängt die Stabilität des Systems allein vom Ausdruck  $\frac{1}{1 + \underline{Z}_N(f)/\underline{Z}_{WR}(f)}$  ab. Das impedanzbasierte Stabilitätskriterium leitet sich daraus ab,

dass dieser Ausdruck als Übertragungsfunktion des geschlossenen Kreises einer Regelung mit der Verstärkung „1“ und einer Rückführung mit der Verstärkung  $\underline{Z}_N(f)/\underline{Z}_{WR}(f)$  aufgefasst werden kann. Gemäß den allgemeinen Grundlagen der linearen Regelungstechnik ist demnach das System stabil, wenn  $\underline{Z}_N(f)/\underline{Z}_{WR}(f)$  dem Nyquist-Kriterium entspricht.

Dieser Sachverhalt kann vergleichsweise einfach grafisch ermittelt werden, indem die Betrags- und Phasenverläufe beider Impedanzen in ein Bode-Diagramm eingezeichnet werden. Eine ungedämpfte Resonanzstelle des Systems liegt für Frequenzen vor, bei denen es zu einem Schnittpunkt der Betragskennlinien bei gleichzeitiger Phasendifferenz von  $180^\circ$  kommt. Aber auch schwach gedämpfte Resonanzstellen, bei denen die Phasendifferenz nur annähernd  $180^\circ$  beträgt, also eine gewisse Phasenreserve besteht, können zu erhöhten Oberschwingungsströmen führen (vgl. Abbildung 84).

Es gilt zu beachten, dass der impedanzbasierten Stabilitätsanalyse eine Linearisierung des Systemverhaltens in einem gegebenen Arbeitspunkt zu Grunde liegt und deshalb nur die Kleinsignalstabilität untersucht werden kann. Die Herausforderung bei der Anwendung des Verfahrens liegt in der Ermittlung der benötigten Impedanzverläufe. Thema dieser Arbeit ist die messtechnische Ermittlung von Wechselrichterimpedanzen. Die sog. Harmonische Linearisierung ist eine analytische Vorgehensweise zu diesem Zweck und wird im Folgenden kurz beschrieben.

#### 2.5.4.2 Ermittlung der Wechselrichterimpedanz mittels Harmonischer Linearisierung

Die Harmonische Linearisierung ist ein analytisches Verfahren, das – wie von SUN in [32] gezeigt – zur Ermittlung der wirksamen Impedanz von leistungselektronischen Geräten herangezogen werden kann. Im Allgemeinen lässt sich die Harmonische Linearisierung wie folgt beschreiben (s. a. [33]):

- Am Eingang des Systems liegt ein sinusförmiges (Grundschrwingungs-)Signal an.
- Aufgrund vorhandener nichtlinearer Elemente ist das Ausgangssignal verzerrt.
- Es wird jedoch davon ausgegangen, dass Harmonische des Eingangssignals im System ausreichend gedämpft werden und daher im Weiteren vernachlässigt werden können.
- Es wird die (komplexe) Amplitude der Grundschrwingung des Ausgangssignals mit dem Eingangssignal verglichen.
- Dies führt zur Beschreibungsfunktion, die sich als „*ein komplexer Verstärkungsfaktor für die Grundschrwingung (erste Harmonische) der Fourier-Zerlegung des Ausgangssignals von nichtlinearen Kennlinienelementen*“ [33] auffassen lässt.

In seiner Kernidee entspricht die Harmonische Linearisierung damit dem in Kapitel 3 vorgestellten Verfahren der Impedanzspektroskopie. Sie kann also als mathematisch-analytisches Pendant zum messtechnischen Verfahren der Impedanzspektroskopie aufgefasst werden. Es sei darauf hingewiesen, dass die analytische Ermittlung der Impedanz mittels Harmonischer Linearisierung i. d. R. ein vergleichsweise aufwendiger Prozess ist, der einer äußerst detaillierten Modellierung des zu untersuchenden Systems bedarf (vgl. [34]).

### 2.5.4.3 Netzwechselwirkungen auf Basis der Thévenin-Äquivalent-Darstellung

Während in den oben vorgestellten Verfahren nur die wirksamen Impedanzverläufe von Wechselrichtern betrachtet wurden, berücksichtigen u. a. folgende Arbeiten auch das Vorhandensein von Oberschwingungsquellen:

- COBBEN ET AL. stellen in [35] das sog. Fingerprint-Verfahren vor, das die Reaktion eines Umrichters auf eine harmonische Anregung mit variabler Phasenlage und Amplitude in der komplexen Ebene darstellt. Aus der Nullpunktverschiebung des so entstehenden sternförmigen „Fingerprints“ können Rückschlüsse auf Oberschwingungsquellen gezogen werden. Es werden Anwendungsbeispiele für eine Energiesparlampe und einen PC geben.
- ACKERMANN ET AL. präsentieren in [36] Messergebnisse zum Fingerprint-Verfahren für PV-Wechselrichter und zeigen eine Sensitivitätsmatrix, die das „Übersprechen“ von harmonischen Anregungen auf andere Frequenzen illustriert.
- MÜLLER ET AL. nutzen in [37] ein „Harmonic Fingerprint Model“ zur Analyse des Oberschwingungsverhaltens von zwei parallel betriebenen PV-Wechselrichtern.
- MALEKIAN beschäftigt sich in [38] mit den Wechselwirkungen zwischen Windparks und dem Netz. Dabei schätzt er durch Analyse von gemessenen UI-Verhältnissen ab, ob eine Oberschwingungsquelle sich tendenziell im Netz oder im Windpark befindet.

## 2.5.5 Arten von Oberschwingungen

Als Schlussfolgerung aus dem Stand der Wissenschaft wird im Folgenden eine Unterscheidung zwischen quellen- und resonanzgetriebenen Oberschwingungsströmen vorgeschlagen.

### 2.5.5.1 Oberschwingungsströme aufgrund von Spannungsquellen

Sofern mindestens eine der in Abbildung 12 dargestellten inneren Spannungsquellen  $\underline{U}_N(f)$  bzw.  $\underline{U}_{WR}(f)$  bei einer gegebenen Frequenz ungleich null ist, resultiert gemäß Formel (2.7) ein Strom, der durch die Differenz der Spannungen und der Summe der Impedanzen definiert ist. Derartige Oberschwingungsströme lassen sich als Oberschwingungsströme aufgrund von Spannungsquellen bzw. *quellengetriebene Oberschwingungsströme* (engl. source-driven harmonics) bezeichnen ([8], [39]). Quellengetriebene Oberschwingungsströme sind begrenzt, da in realen, technischen Systemen Spannungsquellen in ihrer Amplitude begrenzt sind und eine minimale vorhandene Impedanz angenommen werden kann. Dennoch können quellengetriebene Oberschwingungsströme Netzspannungsverzerrungen und damit „Power Quality“-Probleme hervorrufen.

Es sei ferner angemerkt, dass quellengetriebene Oberschwingungsströme von ihrem Sinn her dem klassischen Verständnis der *aktiven Oberschwingungsemission* bzw.

Störaussendung entsprechen. Die Oberschwingungsquellen eines Wechselrichters werden dabei durch dessen innere Spannungsquellen repräsentiert. Wechselrichterinterne Effekte, die Oberschwingungen erzeugen, werden dabei als frequenzabhängige Spannungsquellen abgebildet.

Beim Vorhandensein von netzseitigen Oberschwingungsspannungsquellen  $\underline{U}_N(f)$  spricht man typischerweise von einer *Netzspannungsverzerrung*. Mit Kenntnis des Thévenin-Äquivalents des Wechselrichters lässt sich der resultierende Strom bestimmen.

Für den Fall, dass sich die Phasenwinkel der Netz- und Anlagenimpedanz nicht unterscheiden, lässt sich feststellen allgemeingültig, dass ein Wechselrichter netzspannungsverbessernd wirkt, sofern  $|\underline{U}_{WR}(f)| < |\underline{U}_N(f)|$  gilt.

### 2.5.5.2 Oberschwingungsströme aufgrund von Resonanzen

Sehr hohe Strom- oder Spannungsüberschwingungen weisen i. d. R. auf eine Resonanzbildung hin, die sich mit Hilfe der Thévenin-Repräsentation wie folgt interpretieren lässt. Betrachtet man Formel (2.8), nimmt die resultierende Impedanz  $\underline{Z}_n(f) + \underline{Z}_{WR}(f)$  sehr kleine Werte an, wenn  $\underline{Z}_n(f) \approx -\underline{Z}_{WR}(f)$  gilt. Man beachte dabei, dass es sich bei  $\underline{Z}_n(f)$  und  $\underline{Z}_{WR}(f)$  um komplexe Größen handelt. Für Frequenzen, bei denen diese Bedingung erfüllt ist, bilden Netz- und Wechselrichterimpedanz einen Reihenschwingkreis und es entsteht eine Resonanz zwischen Netz und Wechselrichter (vgl. die Analogie zum LC-Schwingkreis). Derartig hervorgerufene Oberschwingungsströme lassen sich als *Oberschwingungsströme aufgrund von Resonanzen* bzw. *resonanzgetriebene Oberschwingungsströme* (engl. resonance-driven harmonics) bezeichnen ([8], [39]).

Besitzen  $\underline{Z}_n(f)$  und  $\underline{Z}_{WR}(f)$  nur geringe ohmsche Anteile führen im Resonanzfall selbst geringe Anregungen, beispielsweise durch ggf. vorhandene Oberschwingungsquellen oder transiente Vorgänge im System, aufgrund der schwachen Dämpfung zu hohen Oberschwingungen. Die resultierenden messbaren Oberschwingungen an den Klemmen des Wechselrichters sind in diesem Fall maßgeblich durch die Impedanzen  $\underline{Z}_n(f)$  und  $\underline{Z}_{WR}(f)$  bestimmt.

An dieser Stelle gilt es zu betonen, dass die Ausbildung von Resonanzen nur durch ein Zusammenspiel zwischen Netz und Wechselrichter entsteht. Die Ursache bzw. Verantwortlichkeit für eine Resonanzbildung kann also weder dem Netz noch dem Wechselrichter allein zugeschrieben werden.

## 2.6 Symmetrische Komponenten

Mit der Methode der symmetrischen Komponenten kann ein unsymmetrisch belastetes Drehstromsystem in ein symmetrisches Mitsystem mit gleichem Drehsinn wie das Drehstromsystem, ein symmetrisches Gegensystem mit entgegengesetzten Drehsinn und ein Nullsystem mit komplexen Zeigern gleicher Richtung und Amplitude zerlegt werden [40]. Für die Analyse von Elektroenergiesystemen ist eine Betrachtung in symmetrischen Komponenten meist vorteilhaft, da i. d. R. von symmetrischen Eigenschaften der Betriebsmittel ausgegangen werden kann und zudem häufig ein Nullsystem aufgrund des Fehlens des Neutralleiters nicht auftreten kann.

### 2.6.1 Symmetrische Komponenten von Oberschwingungen

Die Darstellung in symmetrischen Komponenten kann nicht nur wie üblich für die Grundschningsgrößen eines Drehstromnetzes durchgeführt, sondern auch auf beliebige Oberschwingungsfrequenzen übertragen werden. Die Umrechnung zwischen den Phasengrößen (Indizes R, S, T) und den symmetrischen Komponenten (Indizes 0, 1, 2) erfolgt mit Hilfe der Fortescue-Matrix  $F$  bzw. ihrer Invertierten:

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{pmatrix}, \quad F^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{pmatrix} \quad (2.12)$$

Dabei ist  $a$  der Drehoperator mit der Form  $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ . Mit-, Gegen- und Nullsystem der Ströme bzw. Spannungen berechnen sich für eine gegebene Oberschwingungsfrequenz  $f$  aus den komplexen Amplituden (Phasoren) der Phasenströme bzw. -spannungen bei der Frequenz  $f$  wie folgt:

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_0(f) \\ \underline{U}_1(f) \\ \underline{U}_2(f) \end{pmatrix} = F^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_R(f) \\ \underline{U}_S(f) \\ \underline{U}_T(f) \end{pmatrix} \quad \text{bzw.} \quad \begin{pmatrix} \underline{I}_0(f) \\ \underline{I}_1(f) \\ \underline{I}_2(f) \end{pmatrix} = F^{-1} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_R(f) \\ \underline{I}_S(f) \\ \underline{I}_T(f) \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

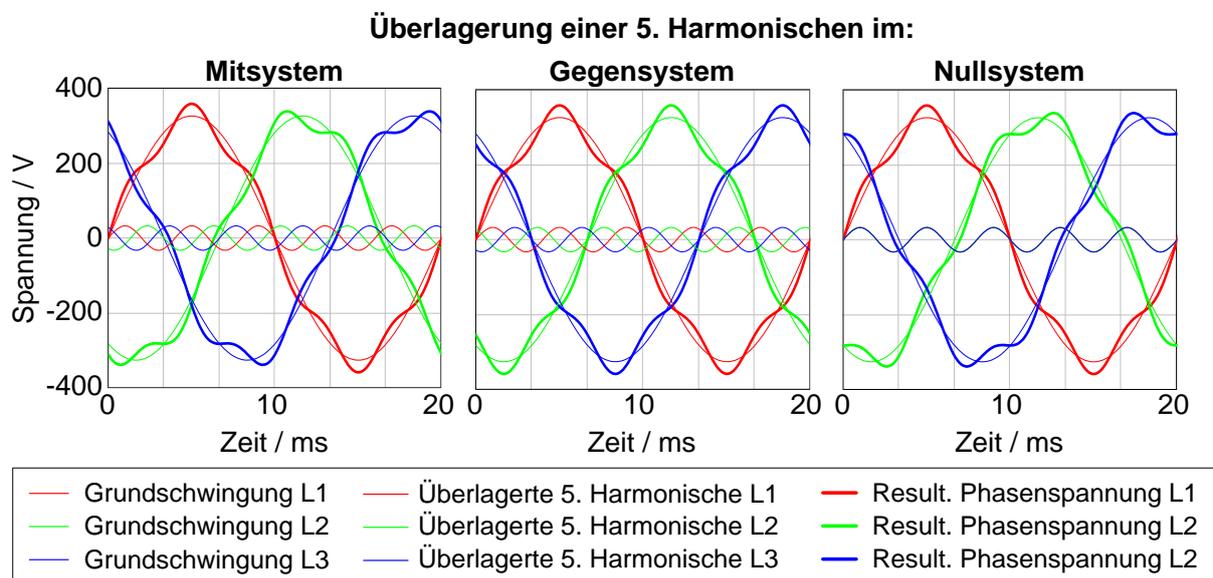
Für die Rückberechnung der Phasengrößen aus den symmetrischen Komponenten gilt:

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_R(f) \\ \underline{U}_S(f) \\ \underline{U}_T(f) \end{pmatrix} = F \cdot \begin{pmatrix} \underline{U}_0(f) \\ \underline{U}_1(f) \\ \underline{U}_2(f) \end{pmatrix} \quad \text{bzw.} \quad \begin{pmatrix} \underline{I}_R(f) \\ \underline{I}_S(f) \\ \underline{I}_T(f) \end{pmatrix} = F \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_0(f) \\ \underline{I}_1(f) \\ \underline{I}_2(f) \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

## 2.6.2 Natürliche symmetrische Oberschwingungskomponenten

Definitionsgemäß lassen sich wie oben beschrieben jeder harmonischen Oberschwingungsordnung sowohl ein Mit-, Gegen- und Nullsystem zuordnen. Überlagert man jedoch der Grundschiwingung wahlweise ein harmonisches Oberschwingungssignal mit einem Mit-, Gegen- oder Nullsystem, stellt man fest, dass sich nur in einem der Fälle ein Verlauf des Signals im Zeitbereich ergibt, der in allen drei Phasen qualitativ gleich ist.

Beispielhaft wird dieser Sachverhalt in Abbildung 13 anhand der Überlagerung einer 5. Harmonischen mit 10 % der Grundschiwingungsamplitude auf die Grundschiwingung veranschaulicht. Die Überlagerung eines Mit-, Gegen- und Nullsystems wird in getrennten Diagrammen dargestellt. Vergleicht man die Zeitverläufe der resultierenden Spannungen, erkennt man, dass es im Falle einer Überlagerung mit einem Mit- oder Nullsystem zu einer unterschiedlichen Verzerrung der drei Phasenspannungen kommt. Nur eine Gegensystemüberlagerung führt zu einer gleichen Form der drei Phasenspannungen. Dies lässt sich damit erklären, dass sich die relative Phasenlage der überlagerten Harmonischen zur jeweiligen Grundschiwingungsspannungen nur für eine Gegensystemüberlagerung in den drei Phasen gleicht. Für die 5. harmonische Ordnung kann daher eine Gegensystemharmonische als *natürliche symmetrische Oberschwingungskomponente* bezeichnet werden.



**Abbildung 13:** Auswirkungen der Überlagerung einer 5. Harmonischen (10 % der Grundschiwingung) im Mit-, Gegen- und Nullsystem auf die resultierenden Phasenspannungen

Es kann gezeigt werden, dass die natürliche symmetrische Oberschwingungskomponente mit der Ordnung der Harmonischen variieren. So lassen sich Oberschwingungen mit den Ordnungen  $k = 3n + 1$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) natürlicherweise dem Mitsystem zuordnen. Während Oberschwingungen mit den Ordnungen  $k = 3n - 1$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) dem Gegensystem und Oberschwingungen mit den Ordnungen  $k = 3n$  ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ) dem Nullsystem zugeordnet sind. Tabelle 3 zeigt die Systematik dieser Zuordnung exemplarisch bis zur 7. Ordnung.

**Tabelle 3:** Systematik der natürlichen symmetrischen Oberschwingungskomponenten

Harmonische Ordnung $k$	Frequenz	Natürliche symmetrische Oberschwingungskomponente
2	100 Hz	Gegensystem
3	150 Hz	Nullsystem
4	200 Hz	Mitsystem
5	250 Hz	Gegensystem
6	300 Hz	Nullsystem
7	350 Hz	Mitsystem
...	...	...

Auch wenn das Auftreten nicht-natürlicher symmetrischer Oberschwingungskomponenten nicht grundsätzlich ausgeschlossen werden sollte, hat sich bei den Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit gezeigt, dass im Wesentlichen natürliche symmetrische Komponenten von Bedeutung sind. Zur Reduktion des Analyseaufwands (um den Faktor 3) kann demnach in den meisten Fällen die Untersuchung auf die natürlichen symmetrischen Oberschwingungen begrenzt werden.

### 2.6.3 Betrachtung von Impedanzen in symmetrischen Komponenten

Nicht nur Ströme und Spannungen können in symmetrischen Komponenten dargestellt werden. Auch die wirksamen Impedanzen in Dreiphasensystemen können in Mit-, Gegen- und Nullsystemimpedanzen angegeben werden. Näherungsweise wird angenommen, dass die symmetrischen Komponenten entkoppelt sind. Damit berechnen sich die Mit-, Gegen- und Nullsystemimpedanzen wie folgt direkt aus den Spannungen und Strömen im Mit-, Gegen- und Nullsystem.

$$\underline{Z}_1(f) = \frac{U_1(f)}{I_1(f)}, \quad \underline{Z}_2(f) = \frac{U_2(f)}{I_2(f)}, \quad \underline{Z}_0(f) = \frac{U_0(f)}{I_0(f)} \quad (2.15)$$

Der Zusammenhang zwischen den symmetrischen Komponenten und der Phasengrößen der Impedanzen wird in Anhang B hergeleitet.

# 3 Impedanzspektroskopie von Wechselrichtern

In diesem Kapitel wird das Verfahren der Impedanzspektroskopie erläutert. Insbesondere wird die Weiterentwicklung der direkten Impedanzspektroskopie zur differentiellen Impedanzspektroskopie beschrieben, die eine Frequenzbereichscharakterisierung von Systemen mit internen Oberschwingungsquellen, wie dies bei Wechselrichtern der Fall ist, ermöglicht.

## 3.1 Allgemeines Funktionsprinzip der Impedanzspektroskopie

Die Impedanzspektroskopie ist im Allgemeinen ein Verfahren zur Bestimmung der Impedanz eines Systems über einen definierten Frequenzbereich. Abbildung 14 illustriert das Prinzip der Impedanzspektroskopie. Das zu untersuchende System (Prüfling) wird mit einer Kleinsignalspannung angeregt. Mit einem Messsystem werden sowohl die Anregespannung wie auch die Stromantwort des Prüflings erfasst. Die Spannungs- und Strommesswerte werden in den Frequenzbereich transformiert. Betrachtet wird dabei jeweils nur die angeregte Frequenz. Der Quotient aus Anregespannung und Stromantwort liefert das Ergebnis für die gesuchte Impedanz des Prüflings für die jeweilige Anregefrequenz. Um den Verlauf der Impedanz über einen gewünschten Frequenzbereich zu erhalten, wird die Frequenz der Anregung mit einer sinnvollen Schrittweite innerhalb des zu untersuchenden Frequenzbereichs variiert und dabei jeweils der Impedanzwert bestimmt. Die Darstellung des ermittelten komplexen Impedanzverlaufs kann z. B. als Bode- oder Nyquist-Diagramm erfolgen.

Das Verfahren der Impedanzspektroskopie wird u. a. zur Charakterisierung der dielektrischen oder elektro-chemischen Eigenschaften von Materialien oder Systemen wie Batterien oder Brennstoffzellen angewendet [41], [42].

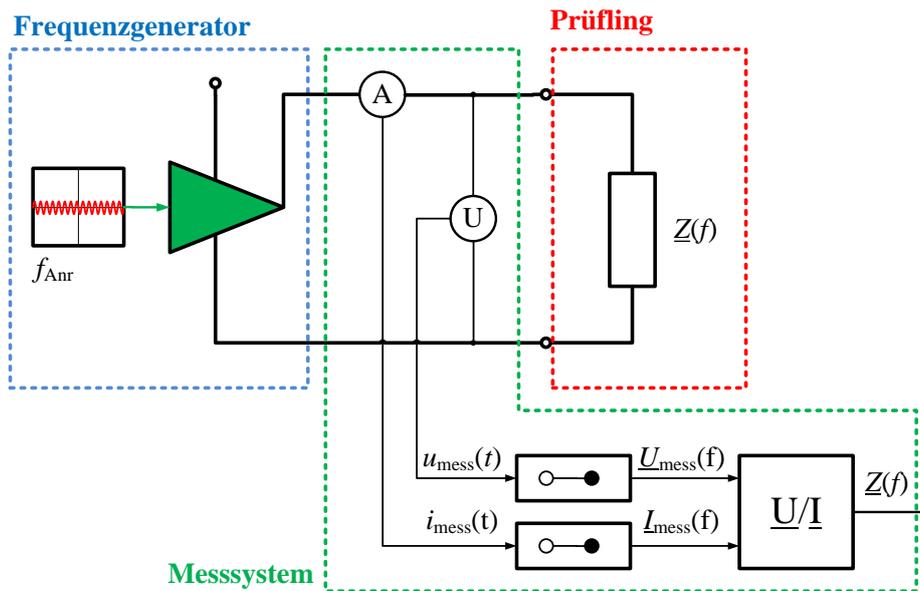


Abbildung 14: Allgemeines Prinzip der Impedanzspektroskopie

## 3.2 Analyse von Wechselrichtern

Im Rahmen dieser Arbeit wird das Verfahren der herkömmlichen Impedanzspektroskopie zur Anwendung für Wechselrichter erweitert. Da es sich bei einem Wechselrichter um ein aktives System handelt, stellen sich folgende Herausforderungen:

- Der Wechselrichter muss sich während der Spektroskopie im Betrieb befinden. Die Anregespannung muss demnach auf die für den Betrieb erforderliche Netzspannung aufgebracht werden.
- Interne Oberschwingungsquellen bzw. -senken im zu untersuchenden Wechselrichter beeinflussen die Stromantwort auf die Anregespannungen. Das Ergebnis der Impedanzbestimmung wird dadurch ggf. verfälscht.
- Für die Beurteilung der Netzzrückwirkung ist das Spektrum der internen Oberschwingungsquellen eines Wechselrichters von Interesse, das mit der gewöhnlichen Impedanzspektroskopie nicht bestimmt werden kann.

Ein möglicher Versuchsaufbau für die Impedanzspektroskopie von Wechselrichtern ist als einphasiges Prinzipschaltbild in Abbildung 15 dargestellt. Der Wechselrichterprüfling wird an einer steuerbaren AC-Quelle, z. B. einem Netzsimulator mit ausreichender Bandbreite, betrieben. Dieser stellt zunächst die geforderte Spannungsgrundschwingung, z. B.  $f_N = 50$  Hz, zum Betrieb des Wechselrichters zur Verfügung. Zur Durchführung der Impedanzspektroskopie wird die erforderliche Spannungsanregung auf die Grundschwingung aufmoduliert. Die Anregespannung und die Stromreaktion werden an den Klemmen des Wechselrichters gemessen und anschließend ausgewertet. Bei dem vorgestellten Verfahren wird der Prüfling monofrequent angeregt und nur die zugehörige monofrequente Antwort ausgewertet wird. Streuungen in andere Frequenzen werden vernachlässigt (s. a. Kapitel 5.1)

Im Folgenden werden zunächst die Einschränkungen hinsichtlich der Impedanzbestimmung bei Anwendung der gewöhnlichen Impedanzspektroskopie, in diesem Zusammenhang *direkte Impedanzspektroskopie* genannt, gezeigt. Anschließend wird das spezielle für die Analyse von Wechselrichtern entwickelte Verfahren der *differentiellen Impedanzspektroskopie* erläutert.

### 3.3 Direkte Impedanzspektroskopie

Bei der direkten Impedanzspektroskopie werden die gemessenen Spannungen und Ströme – wie bei der gewöhnlichen Impedanzspektroskopie – direkt zu einander ins Verhältnis gesetzt (vgl. Abbildung 15).

Aus dem Quotienten von  $\underline{U}_{\text{mess}}(f)$  und  $\underline{I}_{\text{mess}}(f)$  erhält man direkt das Ergebnis der direkten Impedanzspektroskopie. Der Quotient besitzt zwar in jedem Fall die Einheit Ohm, spiegelt jedoch nicht grundsätzlich die Impedanz des Wechselrichters wider. Legt man die in Kapitel 2.5.3 beschriebene Thévenin-Äquivalent-Darstellung für den Wechselrichterprüfling zu Grunde (vgl. Abbildung 12), wird dies klar, denn man erhält aus den Gleichungen (2.8) und (2.9) für den Quotienten aus  $\underline{U}_{\text{mess}}(f)$  und  $\underline{I}_{\text{mess}}(f)$  den folgenden Zusammenhang:

$$\frac{\underline{U}_{\text{mess}}(f)}{\underline{I}_{\text{mess}}(f)} = \frac{\underline{Z}_{\text{WR}}(f) \cdot \underline{U}_{\text{N}}(f) + \underline{Z}_{\text{N}}(f) \cdot \underline{U}_{\text{WR}}(f)}{\underline{Z}_{\text{N}}(f) + \underline{Z}_{\text{WR}}(f)} \quad (3.1)$$

Der Quotient aus  $\underline{U}_{\text{mess}}(f)$  und  $\underline{I}_{\text{mess}}(f)$  ist demnach sowohl von den Parametern des Anregesystems,  $\underline{U}_{\text{N}}(f)$  und  $\underline{Z}_{\text{N}}(f)$ , wie auch von der internen Oberschwingungsspannungsquelle des Prüflings  $\underline{U}_{\text{WR}}(f)$  abhängig.

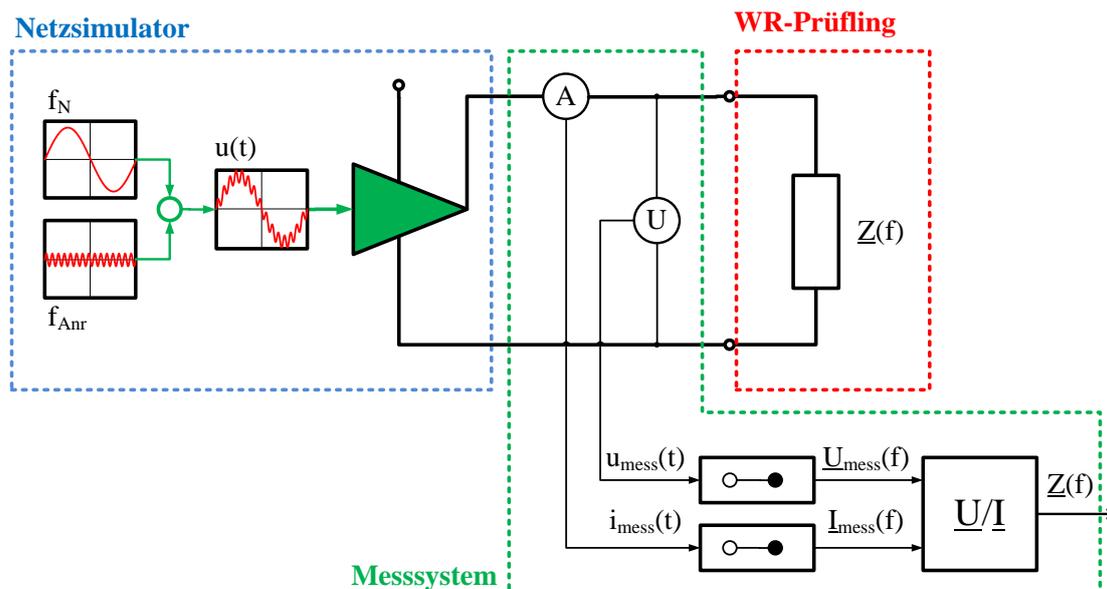


Abbildung 15: Prinzip der direkten Impedanzspektroskopie eines Wechselrichters

Allein für den Fall, dass der untersuchte Wechselrichter für die betrachtete Frequenz quellenfrei ist, reduziert sich die Gleichung (3.1) folgendermaßen.

$$\left. \frac{\underline{U}_{\text{mess}}(f)}{\underline{I}_{\text{mess}}(f)} \right|_{\underline{U}_{\text{WR}}(f)=0} = \underline{Z}_{\text{WR}}(f) \quad (3.2)$$

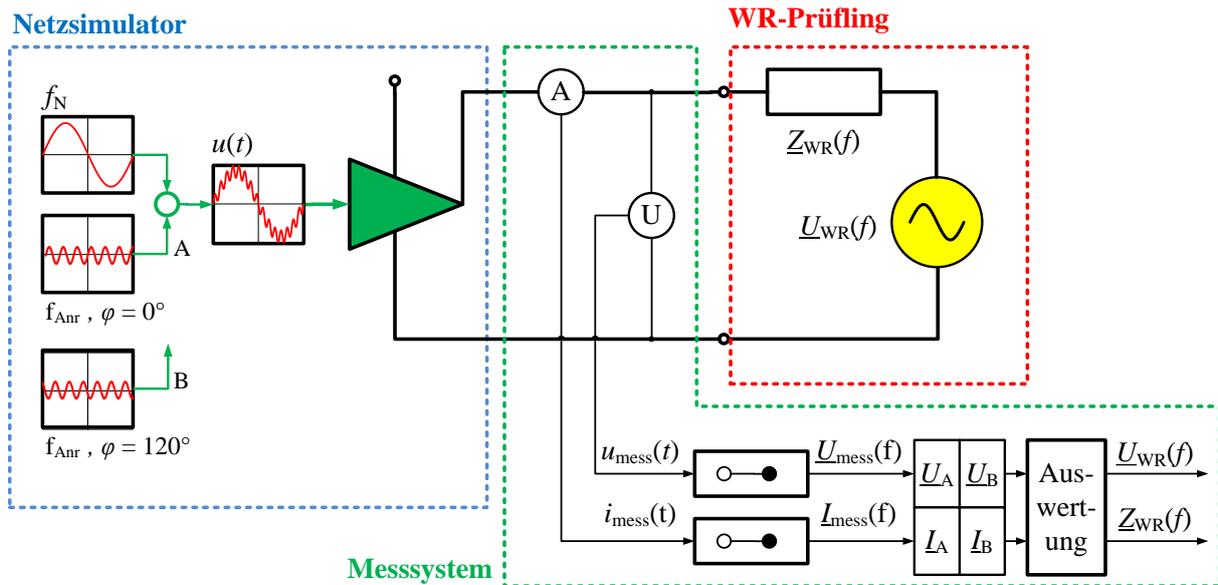
Mit der direkten Impedanzspektroskopie lässt sich also nur für Frequenzen, bei denen der Prüfling quellenfrei ist, die Wechselrichterimpedanz bestimmen. Das Ergebnis ist dann auch unabhängig von den Parametern des Anregesystems.

Für Frequenzen, für die der Prüfling nicht quellenfrei ist, sollte aus Gründen der Allgemeingültigkeit jedoch vermieden werden, das Ergebnis der direkten Impedanzspektroskopie als Impedanz zu bezeichnen. Stattdessen empfiehlt es sich in diesen Fällen, wie in [38] vorgeschlagen, die allgemeingültige Bezeichnung *frequenzabhängiges Spannungs-Strom-Verhältnis*  $\underline{z}_{U/I}$ , kurz UI-Verhältnis, zu verwenden.

In Abbildung 31 ff. sind gemessene UI-Verhältnisse für verschiedene Wechselrichter dargestellt. Man erkennt v. a. im Frequenzbereich bis 2 kHz klare Unstetigkeiten im Kurvenverlauf. Dies ist im o. g. Sinne auf das Vorhandensein wechselrichterinterner Oberschwingungsquellen zurückzuführen. Die Zusammenhänge werden in Kapitel 4.2 eingehend diskutiert.

### 3.4 Differentielle Impedanzspektroskopie

Wie im vorangegangenen Kapitel gezeigt, lässt sich das Thévenin-Äquivalent mit seinen beiden Unbekannten  $\underline{U}_{\text{WR}}(f)$  und  $\underline{Z}_{\text{WR}}(f)$  mittels direkter Impedanzspektroskopie nicht ermitteln. Daher wird hier ein Verfahren vorgeschlagen, mit dem sowohl  $\underline{U}_{\text{WR}}(f)$  wie auch  $\underline{Z}_{\text{WR}}(f)$  messtechnisch ermittelt werden können (s. Abbildung 16). Dazu wird die Impedanzspektroskopie in jedem Frequenzschritt um eine weitere Messung erweitert, die von der ersten Messung unabhängig ist. Dies geschieht, indem der Prüfling nacheinander mit Anregespannungen, die sich in Amplitude und/oder Phasenlage unterscheiden, beaufschlagt wird. Dabei ist darauf zu achten, dass sich der Arbeitspunkt des Prüflings zwischen den beiden Messungen nicht ändern darf. Die Impedanz des Prüflings lässt sich dann – wie im Folgenden gezeigt wird – aus dem Quotienten der Spannungs- und Stromdifferenzen bestimmen. Das Verfahren wird daher als *differenzielle Impedanzspektroskopie* bezeichnet.



**Abbildung 16:** Prinzip der differentiellen Impedanzspektroskopie eines Wechselrichters

Als Ergebnis der differentiellen Impedanzspektroskopie erhält man schlussendlich für den untersuchten Wechselrichter einen Satz an frequenzabhängigen Thévenin-Äquivalenten in dem betrachteten Frequenzbereich. Der Satz an Thévenin-Äquivalenten kann auch zu einem einphasigen Ersatzschaltbild zusammengefasst werden, wie es in Abbildung 51 dargestellt ist.

### 3.4.1 Vorgehensweise zur Ermittlung der Thévenin-Äquivalente

Die beiden pro Frequenzschritt gewählten Anregespannungen müssen sich in Phase und/oder Amplitude unterscheiden. Dabei gilt: Je größer der Unterschied der beiden Anregespannungen, desto unabhängiger die Messungen und damit desto besser die Qualität des Ergebnisses. Jedoch dürfen die Amplituden der Anregespannung nicht zu groß gewählt werden, weil die Messung sonst nicht mehr das Kleinsignalverhalten des Prüflings widerspiegelt. Aus diesem Grund erscheint es sinnvoll, den Unterschied in den Anregespannungen über eine Phasenverschiebung der Anregesignale zu realisieren.

Im Weiteren wird daher der Ansatz beschrieben, indem die Amplitude der Anregespannung konstant gehalten und die Phase der Anregespannung um  $120^\circ$  gedreht wird. Die beiden sequenziell angelegten Anregespannungen  $\underline{U}_A(f)$  und  $\underline{U}_B(f)$  lassen sich folgendermaßen beschreiben.

$$\underline{U}_A(f) = \hat{U} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f} \quad (3.3)$$

$$\underline{U}_B(f) = \hat{U} \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f + 2/3 \cdot \pi} \quad (3.4)$$

Die jeweiligen Stromantworten des Wechselrichters auf die beiden Anregungen werden als  $\underline{I}_A(f)$  bzw.  $\underline{I}_B(f)$  bezeichnet. Auf Basis von Gleichung (2.10) kann damit folgendes lineare Gleichungssystem aufgestellt werden, dessen Lösung die Werte für die Ausgangsimpedanz und die innere Oberschwingungsspannungsquelle für den untersuchten Wechselrichter liefert.

$$\begin{aligned}\underline{U}_A(f) &= \underline{I}_A(f) \cdot \underline{Z}_{WR}(f) + \underline{U}_{WR}(f) \\ \underline{U}_B(f) &= \underline{I}_B(f) \cdot \underline{Z}_{WR}(f) + \underline{U}_{WR}(f)\end{aligned}\quad (3.5)$$

Aus dem Gleichungssystem der beiden Versuche, lässt sich zunächst  $\underline{Z}_{WR}(f)$  als komplexe, differentielle Impedanz des Wechselrichters wie folgt bestimmen.

$$\underline{Z}_{WR}(f) = \frac{\underline{U}_B(f) - \underline{U}_A(f)}{\underline{I}_B(f) - \underline{I}_A(f)} \quad (3.6)$$

Für die gesuchte innere Oberschwingungsspannungsquelle  $\underline{U}_{WR}(f)$  des Wechselrichters ergeben sich daraus folgende Zusammenhänge.

$$\begin{aligned}\underline{U}_{WR}(f) & \\ &= \underline{U}_A(f) - \underline{Z}_{WR}(f) \cdot \underline{I}_A(f) \\ &= \underline{U}_B(f) - \underline{Z}_{WR}(f) \cdot \underline{I}_B(f)\end{aligned}\quad (3.7)$$

Alternativ lässt sich  $\underline{U}_{WR}$  auch ohne vorherige Bestimmung von  $\underline{Z}_{WR}$  wie folgt berechnen.

$$\underline{U}_{WR}(f) = \frac{\underline{U}_A(f) \cdot \underline{I}_B(f) - \underline{U}_B(f) \cdot \underline{I}_A(f)}{\underline{I}_B(f) - \underline{I}_A(f)} \quad (3.8)$$

Durch das Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie lassen sich also die inneren Oberschwingungsquellen eines Wechselrichters ermitteln und deren Einfluss auf den Impedanzverlauf kompensieren. Anwendungsergebnisse für das Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie werden in Kapitel 4.3 präsentiert und diskutiert.

### 3.4.2 Validierung der Ergebnisse

Für alle Fälle, für die die Bedingung  $\underline{I}_B(f) \neq \underline{I}_A(f)$  erfüllt ist, ergibt sich gemäß den Gleichungen (3.6) und (3.8) eine Lösung für  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und  $\underline{U}_{WR}(f)$ . Um jedoch beurteilen zu können, ob die ermittelte Lösung plausibel ist, wird folgende Vorgehensweise zur Validierung der Ergebnisse angewendet.

Mit einer zusätzlichen unabhängigen dritten Messung ( $\underline{U}_C(f)$  und  $\underline{I}_C(f)$ ), z. B. mit einer Phasenverschiebung der Anregespannung um  $240^\circ$ , erweitert sich das Gleichungssystem (3.5) zu

$$\begin{aligned}
\underline{U}_A(f) &= \underline{I}_A(f) \cdot \underline{Z}_{WR}(f) + \underline{U}_{WR}(f) \\
\underline{U}_B(f) &= \underline{I}_B(f) \cdot \underline{Z}_{WR}(f) + \underline{U}_{WR}(f) \\
\underline{U}_C(f) &= \underline{I}_C(f) \cdot \underline{Z}_{WR}(f) + \underline{U}_{WR}(f)
\end{aligned}
\tag{3.9}$$

Das Gleichungssystem (3.9) ist nun überbestimmt und es existieren drei Lösungen für die Ausgangsimpedanz des Wechselrichters  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und die innere Spannungsquelle  $\underline{U}_{WR}(f)$ . Sofern  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und  $\underline{U}_{WR}(f)$  jedoch – wie angenommen – zeitlich konstant und unabhängig von der Anregung sind, müssen die Ergebnisse aller Lösungen im Rahmen der Messgenauigkeit übereinstimmen. Auf Basis dieser Überlegung werden alle drei Lösungen für das Gleichungssystem (3.9) bestimmt und deren Übereinstimmung bewertet. Dies erfolgt durch Mittelung der Ergebnisse und durch Bestimmung der Standardabweichung. In der grafischen Darstellung der Spektren für die inneren Spannungsquellen (vgl. z. B. Abbildung 37) werden die Amplitude des gemittelten Spannungswertes sowie die Standardabweichung als Fehlerbalken angegeben. Dies ermöglicht eine schnelle optische Beurteilung der Plausibilität der ermittelten Werte.

Um die Verlässlichkeit der Ergebnisse weiter zu erhöhen, können weitere Messungen mit unterschiedlichen Amplituden und Phasenlagen hinzugefügt werden. Die Anzahl der Lösungen  $n$  berechnet sich dann für  $m$  unterschiedliche Anregungen aus dem Binomialkoeffizienten folgendermaßen.

$$n = \binom{m}{2} \tag{3.10}$$

Beispielsweise ergeben sich für  $m = 6$  Anregungen  $\binom{6}{2} = 15$  Lösungen.

Seitens der Art der Anregung lehnt sich das Verfahren der in Kapitel 2.5.4.3 kurz beschriebenen Fingerprint-Methode [35] an.

### 3.4.3 Wahl der Anregesignale

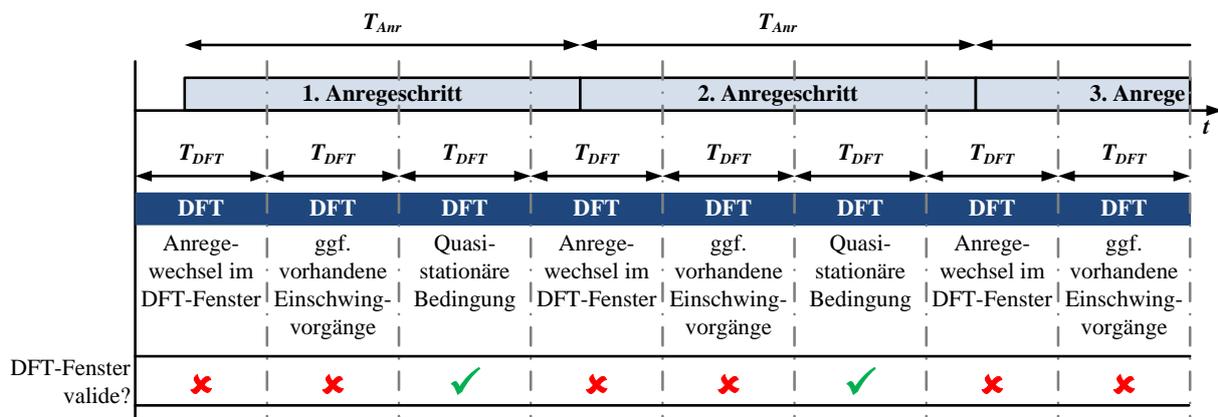
Im o. g. Kapitel wurde die Vorgehensweise zur Berechnung des Thévenin-Äquivalents eines Wechselrichters für eine gegebene Frequenz beschrieben. Bei der Impedanzspektroskopie soll nun die Bestimmung der Thévenin-Äquivalente über einen gewünschten Frequenzbereich erfolgen. Dabei ist eine sinnvolle Schrittweite für die Anregungsfrequenzen zu wählen. Ferner stellt sich die Frage, bei welchen Frequenzen im Mit-, Gegen- und Nullsystem angeregt werden sollte.

Aus der Beobachtung der Ergebnisse hat sich gezeigt, dass eine Anregung mit den jeweiligen symmetrischen Komponenten bei zugehörigen natürlichen Oberschwingungsordnungen (vgl. Kapitel 2.6.2) sinnvoll ist. Ferner ist die Untersuchung von Zwischenharmonischen empfehlenswert. Bei der Verwendung äquidistanter Frequenzschritte hat sich daher eine Anregesequenz mit 12,5-Hz-Schritten und alternierender symmetrischer Komponente (vgl. Tabelle 4) als guten Kompromiss zwischen Gesamtdauer der Vermessung und Detaillierungsgrad erwiesen.

**Tabelle 4:** Anregesequenz mit 12,5-Hz-Schritten und alternierender symmetrischer Komponenten für eine Grundschwingung von 50 Hz

<b>Anrege-fre- quenz (Hz)</b>	12,5	25	27,5	50	62,5	75	87,5	100	112,5	125	127,5	150	162,5	...
<b>Harmonische Ordnung</b>	Zwischenharm.			1.	Zwischenharm.			2.	Zwischenharm.			3.	...	
<b>Symmetrische Komponente</b>	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	-	0	+	...

Für die DFT-Analyse der Messwerte ist entsprechend der Schrittweite eine Frequenzauflösung von 12,5 Hz erforderlich. Entsprechend ergibt sich für jedes DFT-Fenster eine Dauer von  $T_{DFT} = 80$  ms, in dem ein quasistabiler Betriebspunkt vorliegen muss. Nach jedem Wechsel der Anregung müssen die sich ergebenden Einschwingvorgänge abgewartet werden, bis ein valides DFT-Fenster für die Auswertung zur Verfügung steht. Um diesen Sachverhalt zu berücksichtigen, empfiehlt es sich jede Anregung, um das Dreifache der benötigten DFT-Fensterdauer zu halten. So wird beispielsweise bei einer 12,5-Hz-Ansteuerung jede Anregung für  $T_{Anr} = 3 \cdot 80$  ms = 240 ms vorgegeben. Dabei wird davon ausgegangen, dass Einschwingvorgänge innerhalb eines DFT-Fensters, was in diesem Fall vier Netzperioden entspricht, abgeklungen sind. Bei der anschließenden Auswertung der Messsignale muss die DFT-Fensterung dann nicht mit dem Raster der Anregeänderung synchronisiert werden, da – wie in Abbildung 17 veranschaulicht – von den drei DFT-Fenstern zwei Fenster verworfen werden und ein Fenster genutzt werden kann. Dies lässt sich damit begründen, dass von den drei DFT-Fenstern, die jeweils pro Anregung ausgewertet werden, maximal zwei entweder durch eine Anregeänderung oder durch Einschwingvorgänge gestört sind. SCHLICK beschreibt in [43] eine entsprechende Vorgehensweise zur Identifikation valider DFT-Fenster, die zur Ermittlung der Thévenin-Parameter herangezogen werden können.



**Abbildung 17:** Zeitliche Lage der Anregeschritte zu den DFT-Fenstern und Auswahl von validen DFT-Fenstern für die anschließende Auswertung

Die Gesamtdauer eines gesamten Spektroskopielaufes  $T_{\text{Spekt}}$  hängt schließlich von der Dauer der einzelnen Anregestufe  $T_{\text{Anr}}$ , der Anzahl der Amplitudenschritte  $n_{\text{Ampl}}$ , Anzahl der Phasenlagen  $n_{\text{Phasen}}$ , der Frequenzschrittweite  $\Delta f$  und dem zu analysierenden Frequenzbereich  $f_{\text{max}}$  wie folgt ab.

$$T_{\text{Spekt}} = T_{\text{Anr}} \cdot n_{\text{Ampl}} \cdot n_{\text{Phasen}} \cdot \frac{f_{\text{max}}}{\Delta f} \quad (3.11)$$

Für einen Frequenzbereich von  $f_{\text{max}} = 10 \text{ kHz}$ , einer Schrittweite von  $\Delta f = 12,5 \text{ Hz}$  und einer Variation mit drei Phasenlagen pro Anregefrequenz und konstanter Anregeamplitude ergibt sich eine Gesamtdauer für einen Impedanzspektroskopie-Versuch von

$$T_{\text{Spekt}} = 240 \text{ ms} \cdot 1 \cdot 3 \cdot \frac{10 \text{ kHz}}{12,5 \text{ kHz}} = 576 \text{ s} \approx 10 \text{ min} \quad (3.12)$$

Für den in Kapitel 3.5 beschriebenen Prüfstand kann die Anregesequenz über eine Benutzeroberfläche konfiguriert werden. Abbildung 18 zeigt ein Screenshot der Anwendung. Vorgegeben werden können: Amplitude und Frequenz der Grundschwungung (1), Frequenzbereich und -schrittweite der Anregung (2), Wahl der symmetrischen Komponenten (3), Anzahl der Amplituden- und Phasenlagenvariationen (4), Dauer der Anregungen (5) sowie ein Kommentar zur Versuchsbeschreibung (6). Die Anwendung wird detailliert in [43] beschrieben.

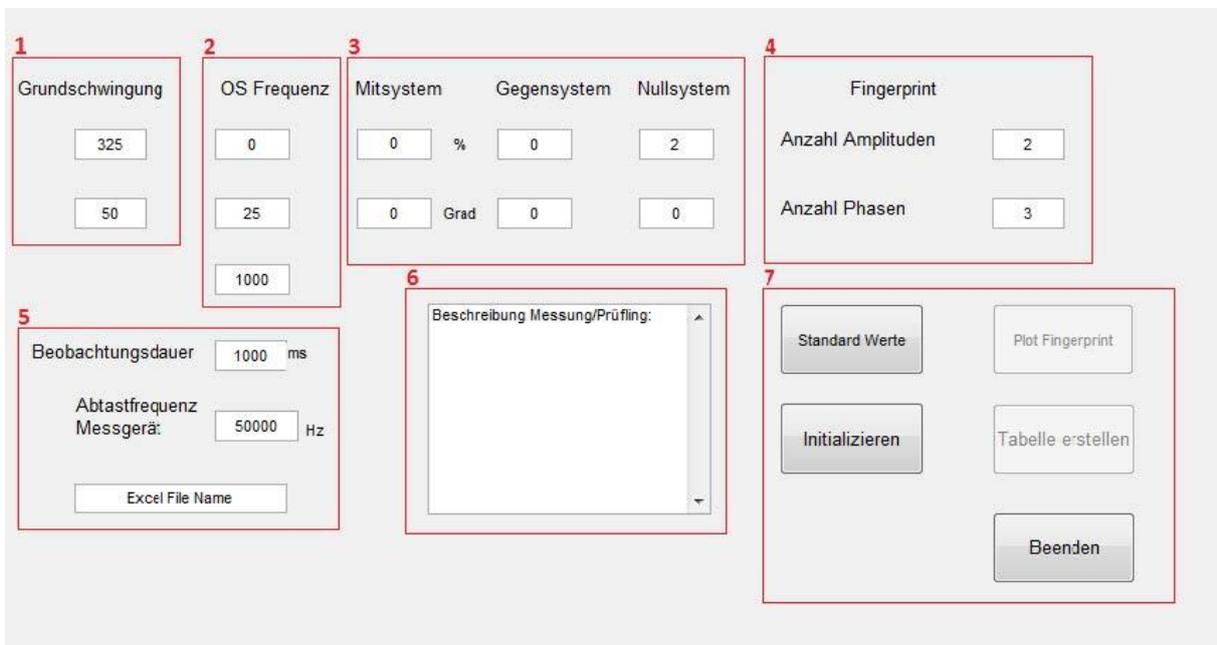
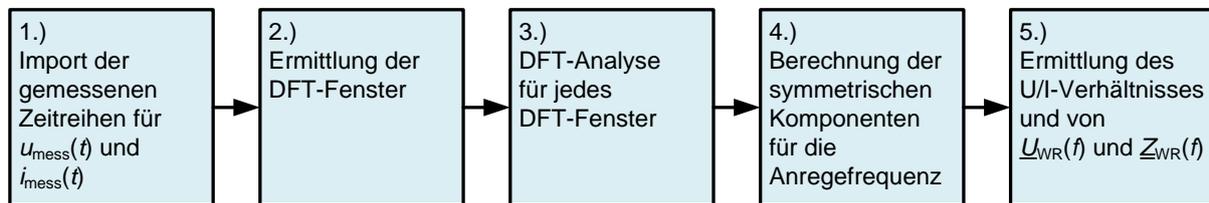


Abbildung 18: Benutzeroberfläche zur Konfiguration der Anregesequenz. Quelle: [43]

### 3.4.4 Vorgehensweise zur Auswertung

Die Auswertung der Messdaten zur Ermittlung des Thévenin-Äquivalents nach dem Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie erfolgt nachgelagert zur Vermessung und besteht aus fünf Schritten, die in Abbildung 19 skizziert sind.



**Abbildung 19:** Auswertung der Messdaten für die differentielle Impedanzspektroskopie zur Bestimmung von  $\underline{Z}_{\text{WR}}(f)$  und  $\underline{U}_{\text{WR}}(f)$

Die Funktionen der einzelnen Schritte, die jeweils als MATLAB-Skripte umgesetzt wurden, werden im Folgenden kurz erläutert. SCHLICK beschreibt die jeweiligen Vorgehensweisen in [43] ausführlich.

#### 1) Import der gemessenen Zeitreihen

Die gemessenen Zeitreihen der dreiphasigen Strom- und Spannungsmessungen liegen aufgrund des verwendeten Dewetron-Leistungsmessgerätes (vgl. Kapitel 3.5.3) im d7d-Dateiformat vor. Ein MATLAB-Skript liest die Messdaten ein und stellt sie für die weitere Bearbeitung zur Verfügung.

#### 2) Ermittlung der DFT-Fenster

Zunächst erfolgt über eine grobe Spektralanalyse die Detektion der Zeitpunkte, an denen ein Wechsel der Anregung erfolgt. Auf dieser Basis wird zwischen validen und invaliden Zeitfenstern differenziert (vgl. Abbildung 17). In Hinblick auf die spätere DFT-Analyse ist es zur Minimierung des sog. „Leck-Effektes“ (vgl. Kapitel 2.5.1) notwendig die Messwerte in Zeitfenster zu unterteilen, die einem möglichst exakten Vielfachen der Grundschwingungsperiode entsprechen. Die genaue Ermittlung der Grundschwingungsperiodendauer, die für den Zuschnitt der DFT-Fenster benötigt wird, erfolgt mittels einer Sinusregression.

#### 3) DFT-Analyse

Die jeweiligen in Schritt 2) bestimmten Zeitfenster werden einer DFT-Analyse unterzogen, womit man für jedes Zeitfenster das zugehörige komplexe Spektrum der gemessenen Phasenströme und -spannungen erhält.

#### 4) Berechnung der symmetrischen Komponenten

Aus dem ermittelten DFT-Spektrum werden für jeden Anregeschritt nur die komplexen Fourier-Koeffizienten für die jeweilige Anregefrequenz extrahiert und aus den drei Phasengrößen die symmetrischen Komponenten für die Ströme und Spannungen ermittelt.

### 5) Ermittlung der Wechselrichterimpedanz und inneren Oberschwingungsquellen

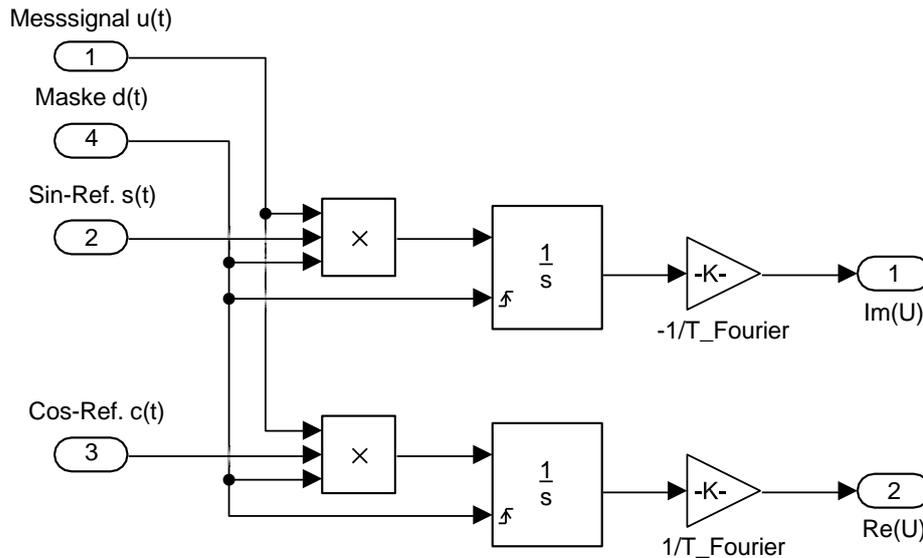
Getrennt nach Mit-, Gegen- und Nullsystem werden zunächst die  $U/I$ -Verhältnisse für jeden Anregeschritt berechnet und gespeichert. Aus den Ergebnissen für verschiedene Anregungen bei derselben Frequenz werden mit den Gleichungen (3.6) und (3.9)  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und  $\underline{U}_{WR}(f)$  des Wechselrichters berechnet. Da pro Anregefrequenz mehrere Thévenin-Äquivalente ermittelt werden, erfolgt anschließend eine Mittelung gemäß des in Kapitel 3.4.2 beschriebenen Verfahrens.

Alternativ zu dem oben beschriebenen nachgelagerten Auswerteverfahren auf Basis einer vollständigen DFT-Analyse, können die Fourier-Koeffizienten für die aktuelle Anregefrequenz auch instantan ermittelt werden. Dazu muss aus dem System, das die Anregung generiert, zusätzlich zur eigentlichen Anregespannung ein Sinussignal  $s(t, f_{Anr}) = \sin(2 \cdot \pi \cdot f_{Anr} \cdot t)$  sowie ein Cosinussignal  $c(t, f_{Anr}) = \cos(2 \cdot \pi \cdot f_{Anr} \cdot t)$  mit der jeweils aktuellen Anregefrequenz  $f_{Anr}$  ausgekoppelt werden. Der jeweilige Fourier-Koeffizient  $\underline{u}_{mess}(f_{Anr})$  für die aktuelle Anregefrequenz  $f_{Anr}$  lässt sich somit bereits während der Messung von  $u_{mess}(t)$  wie folgt bestimmen.

$$\underline{u}_{mess}(f_{Anr}) = \frac{1}{T_{DFT}} \int^{T_{DFT}} u_{mess}(t) \cdot (c(t, f_{Anr}) - j \cdot s(t, f_{Anr})) \cdot dt \quad (3.13)$$

Dabei ist  $T_{DFT}$  die Dauer eines Betrachtungszeitfensters der Fourier-Analyse und sowohl ein Vielfaches der Grundschwingungsperiode wie auch der Periode der Anregefrequenz. Beispielsweise beträgt  $T_{DFT} = 80$  ms für die oben vorgeschlagene Anregeschrittweite von  $\Delta f = 12,5$  Hz. Für die Umsetzung empfiehlt es sich ein zusätzliches Digitalsignal  $d(t)$  zu generieren, das jeweils für die Dauer von  $T_{DFT}$  den Wert 1 annimmt. Mit  $d(t)$  lässt sich das Produkt aus  $u_{mess}(t)$  und  $s(t)$  bzw.  $c(t)$  maskieren und sich die Integralberechnung damit vereinfachen. Darüber hinaus kann die steigende Flanke von  $d(t)$  genutzt werden, um für jede neue Anregestufe die Fourier-Koeffizienten-Berechnung zurückzusetzen. Die Ermittlung der Stromantwort  $\underline{I}_{mess}(f_{Anr})$  kann analog erfolgen.

Dieser Ansatz wurde bei den simulativ durchgeführten Impedanzspektroskopien erfolgreich angewandt. Abbildung 20 zeigt eine entsprechende Umsetzung in MATLAB/Simulink. Für die Zukunft ist angedacht, das Verfahren auch für die Vermessung am Netzsimulator zu implementieren. Dafür ist eine Ausgabe der o. g. Signale  $s(t)$ ,  $c(t)$  und  $d(t)$  aus dem Echtzeitsystem, das die Anregesignale generiert, zu realisieren.



**Abbildung 20:** Umsetzung der instantanen Fourier-Koeffizientenberechnung in MATLAB/Simulink

### 3.4.5 Möglichkeiten zur praktischen Umsetzung

Die differentielle Impedanzspektroskopie kann sowohl simulativ durch entsprechende Anregung eines Simulationsmodells des Wechselrichters erfolgen als auch messtechnisch am realen System unter Verwendung eines Echtzeitsimulators durchgeführt werden. Letzteres wird auch als *Hardware in the Loop (HIL)* bezeichnet und kann entweder nur auf die Steuerplattform (Control Hardware in the Loop / C-HIL) oder auf den kompletten Wechselrichter (Power Hardware in the Loop / P-HIL) angewandt werden.

#### 3.4.5.1 Simulative Impedanzspektroskopie

Voraussetzung ist das Vorliegen eines detaillierten Zeitbereichsmodells für den zu untersuchenden Prüfling. Hierbei liegt die Herausforderung darin, die überschwingungsrelevanten Effekte (vgl. Kapitel 5 und 6) ausreichend genau abzubilden. Das Wechselrichtermodell kann dann gemäß dem oben beschriebenen Verfahren mit einer entsprechenden Anregung beaufschlagt werden und die simulierte Stromreaktion ausgewertet werden.

Die simulative Impedanzspektroskopie ist gut geeignet zur Analyse des Wechselrichterhaltens bei Parametervariation. Im Rahmen dieser Arbeit wurde beispielsweise zur Untersuchung der Auswirkung der Reglerparameter (vgl. Kapitel 6.2.4) eingesetzt. Es gilt jedoch zu beachten, dass simulativ ermittelte Ergebnisse in jedem Fall mit einem geeigneten Verfahren messtechnisch validiert werden sollten.

### 3.4.5.2 Impedanzspektroskopie mittels Control-Hardware-in-the-Loop (C-HIL)

Für die Durchführung der Impedanzspektroskopie auf C-HIL-Basis wird ein echtzeitfähiger Rechner benötigt, der mit ausreichender Dynamik die Leistungs-Hardware des Wechselrichters und die Netzspannung mit aufgeprägter Anregung simuliert. Das C-HIL-System benötigt eine Schnittstelle zur Steuerplattform des Wechselrichters. Über diese Schnittstelle stellt das C-HIL-System die von der Wechselrichtersteuerung benötigten analogen Messwerte zur Verfügung. Zudem müssen die von der Steuerplattform ausgegebenen Gate-Ansteuersignale über Eingänge des HIL-Systems eingelesen werden. Mit diesem Aufbau kann über das C-HIL-System eine Anregung vorgegeben werden und die von der Wechselrichtersteuerung bestimmte Reaktion gemessen werden.

Der Vorteil bei diesem Verfahren liegt darin, dass kein Leistungsverstärker benötigt wird, da die Untersuchung rein auf Signalebene erfolgt. Die Nachteile ergeben sich zum einen aus dem vergleichsweise hohen Einrichtungsaufwand, da die Schnittstelle zwischen Steuerung und Hardware i. d. R. umfangreich und sehr herstellerspezifisch ist. Andererseits wird mit dem C-HIL-Verfahren nur das Verhalten der Steuerung am realen System charakterisiert, während die Leistungs-Hardware weiterhin simuliert wird. Die Charakterisierung hardware-bezogener Oberschwingungseffekte hängt weiterhin von der Abbildungstreue des Echtzeitmodells ab. Wie bei der simulativen Untersuchung wird daher empfohlen ein geeignetes Validierungsverfahren anzuwenden.

Es ist davon auszugehen, dass sich v. a. harmonische Oberschwingungsquellen (vgl. Kapitel 5.1) nicht vollumfänglich mit einem C-HIL-basierten Ansatz ermitteln lassen. Das Verfahren eignet sich daher eher für die Ermittlung der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters.

### 3.4.5.3 Impedanzspektroskopie mittels AC-Leistungsverstärker

Zur Durchführung einer differentiellen Impedanzspektroskopie am Gesamtsystem eines Wechselrichters im Sinne einer Typprüfung kommen zwei prinzipielle Ansätze in Frage. Einerseits kann zur Anregung ein AC-Leistungsverstärker eingesetzt werden (vgl. Abbildung 15). Andererseits kann beim Betrieb am Netz die benötigte Anregung durch eine serielle oder parallele Oberschwingungsquelle eingepreßt werden. Letzteres kann ein geeignetes Verfahren für Prüflinge mit einer sehr großen Leistung darstellen, für die keine Vollsimulatoren mit ausreichender Bandbreite zur Verfügung stehen. Für diese Arbeit stand ein AC-Verstärker mit einer Leistung von bis zu 1 MW zur Verfügung, weshalb im Folgenden dieses Verfahren betrachtet wird.

Der Vorteil bei der Verwendung eines AC-Leistungsverstärkers liegt darin, dass das vollständige Wechselrichtersystem inklusive aller parasitären Effekte messtechnisch charakterisiert wird. Im Gegensatz zu den beiden zuvor beschriebenen Verfahren sind keine Validierungsschritte zum Nachweis der korrekten Abbildung der simulierten Systemteile notwendig, was für die Akzeptanz des Verfahrens von Vorteil ist.

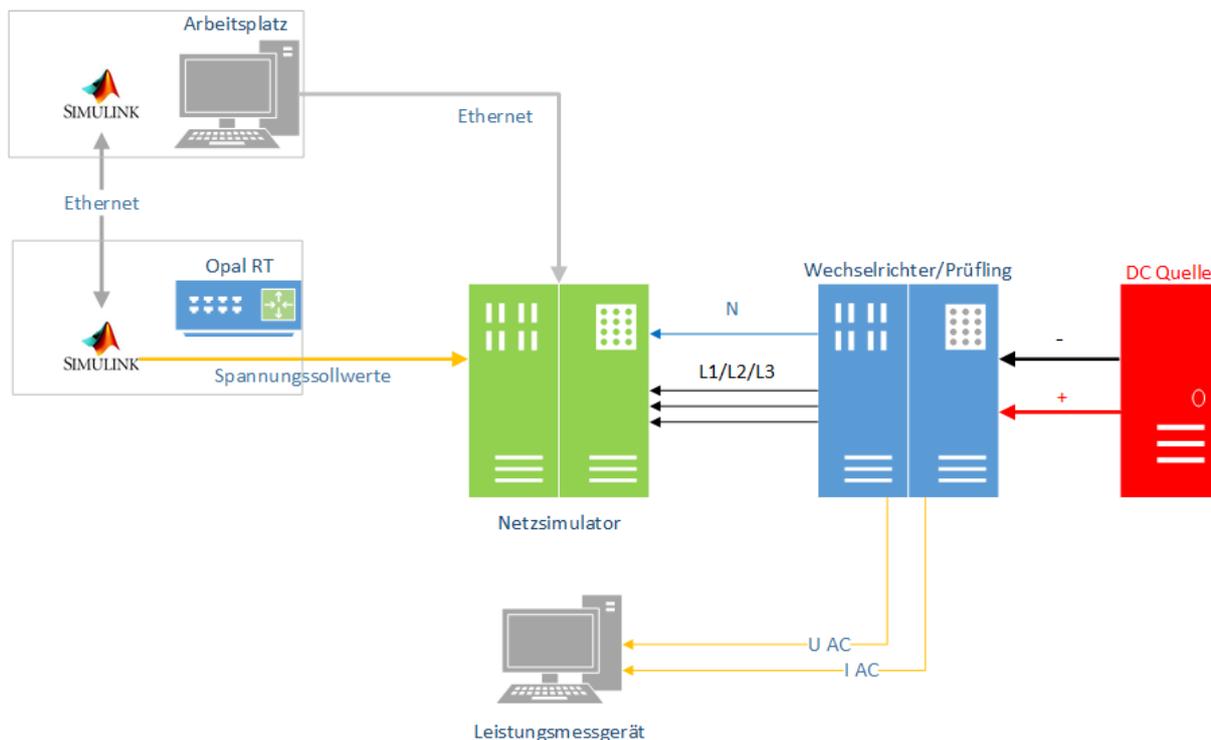
### 3.4.5.4 Alternativen ohne Einsatz eines Netzsimulators

Wie in [39] gezeigt, können die Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters und innere Oberschwingungsquellen ggf. auch ohne steuerbaren Netzsimulator ermittelt werden. Dabei werden die vorhandenen Oberschwingungsquellen im Prüfling oder im angeschlossenen Netz als Anregung genutzt. Um unterschiedliche Bedingungen herzustellen, wird die Netzimpedanz verändert. Dies eignet sich z. B. für Untersuchungen im Feld. Insbesondere beim Einsatz eines sog. „Fault Ride Through“-Prüfcontainers bietet es sich an, die konfigurierbare Längsdrossel zur Veränderung der Netzimpedanz zu nutzen. Da das Verfahren jedoch keine aktive Anregung ins System einbringt, liefert es nur Ergebnisse für vorhandene Oberschwingungsfrequenzen. Für eine grobe Abschätzung des Impedanzverlaufs oder die Validierung eines Impedanzmodells des Wechselrichters kann dies u. U. ausreichend sein.

Unter der Annahme, dass messbare Zwischenharmonische die Folge von Resonanzbildungen zwischen der Wechselrichter- und Netzimpedanz sind und demnach Oberschwingungsquellen bei diesen Frequenzen vernachlässigbar sind, kann ferner das bei diesen Frequenzen ermittelte  $U/I$ -Verhältnis als Wechselrichterimpedanz bzw. negative Netzimpedanz interpretiert werden. Ein solcher Ansatz wurde u. a. im Forschungsvorhaben „NetzHarmonie“ untersucht [44]. Auch hier gilt jedoch, dass nur für solche Frequenzen Ergebnisse erzielt werden können, bei denen Oberschwingungen im Betrieb auftreten.

## 3.5 Aufgebauter Prüfstand

Abbildung 21 zeigt ein Schema des Prüfstands, wie er für die Untersuchungen im Rahmen dieser Arbeit aufgebaut wurde. Der Wechselrichterprüfling wird zunächst eingangsseitig von einer DC-Quelle versorgt. Für die Untersuchung eines PV-Wechselrichters bietet es sich an, eine DC-Quelle mit konfigurierbarer Ausgangskennlinie zu verwenden, die es ermöglicht die  $U$ - $I$ -Kennlinie eines PV-Generators nachzubilden. Kernkomponente des Prüfstands bildet ein Leistungsverstärker (Netzsimulator), der die AC-Spannung für den Wechselrichterprüfling zur Verfügung stellt. Die Spannungswertwerte werden über ein Opal-RT-Echtzeitsystem an den Leistungsverstärker des Netzsimulators übermittelt.



**Abbildung 21:** Aufgebauter Prüfstand zur Durchführung von Impedanzspektroskopien an Wechselrichtern. Quelle: [43]

Die Parametrierung und das Monitoring der Spannungsvorgabewerte – in diesem Fall v. a. der Oberschwingungsanregung – lässt sich über ein MATLAB/Simulink-Modell vornehmen. Ferner erfolgt die allgemeine Konfiguration und Betriebsführung des AC-Leistungsverstärkers über einen Arbeitsplatzrechner. Die an den Klemmen des Prüflings erfassten Strom- und Spannungsmesswerte werden mit einem Leistungsmessgerät aufgezeichnet. Die einzelnen Komponenten des Systems werden im Folgenden vorgestellt.

### 3.5.1 Aufbau des AC-Leistungsverstärkers

Der rückspeisefähige Leistungsverstärker muss zunächst auf die Leistungsklasse der zu untersuchenden Prüflinge ausgelegt sein. Im Rahmen dieser Arbeit bestand das Ziel einen Prüfstand für Wechselrichter mit einer Leistung von bis zu 1 MW und einer Bandbreite von 10 kHz aufzubauen. Dieses Ziel wurde erreicht durch die Beschaffung und Integration eines COMPISO-Leistungsverstärkers der Fa. EGSTON Power Electronics GmbH. Abbildung 22 zeigt ein Foto des Netzsimulators im Multimegawatt-Labor am Fraunhofer ISE.



Abbildung 22: 1-MW-Netzsimulator im Multi-Megawattlabor am Fraunhofer ISE

Kernkomponente des Leistungsverstärkers bilden die sog. COMPISO Digital Amplifiers (CDA). Das Prinzipschaltbild eines CDAs ist in Abbildung 23 abgebildet. Ein CDA ist aus sechs parallelen Halbbrückenzeigen aufgebaut, die über eine magnetisch gekoppelte Filterdrossel mit dem Ausgang verbunden sind. Jede Halbbrücke wird mit einer Taktfrequenz von 20,83 kHz betrieben. Durch die versetzte Taktung der Halbbrücken ergibt sich eine effektive Schaltfrequenz von 125 kHz.

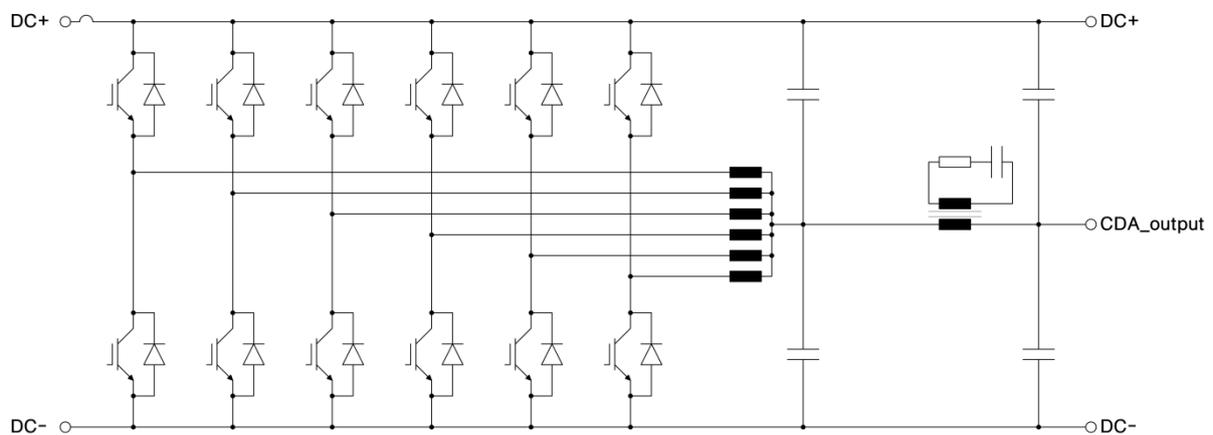


Abbildung 23: Prinzipschaltbild der Verstärkerstufe, COMPISO Digital Amplifier (CDA) des Netzsimulators. Quelle: EGSTON Power Electronics GmbH

Jeweils sechs dieser CDAs sind wiederum zu einer Verstärkereinheit, der sog. COMPISO System Unit (CSU), mit einer Nennleistung von 200 kVA zusammengefasst. Die DC-seitige Versorgung einer CSU erfolgt über einen galvanisch getrennten bidirektionalen Netzwechselrichter. In Abbildung 22 sind die sechs CDA-Leistungsverstärker einer CSU durch die geöffnete Schaltschranktüre zu erkennen. Die flexible Verschaltungsmöglichkeit der sechs CDAs ermöglicht eine modulare Konfiguration der CSUs für verschiedene AC- und DC-Betriebsmodi. Beispielsweise werden für den 3-Leiter-AC-Betriebsmodus jeweils 2 CDAs pro Phase zusammengefasst, während für den 4-Leiter-AC-Betriebsmodus mit Neutralleiter jede Phase durch einen CDA gespeist wird und drei CDAs für den Neutralleiter zur Verfügung stehen. Im unipolaren DC-Modus wiederum werden alle sechs CDA parallelbetrieben.

Eine CSU kann für sich mit dem vollen Funktionsumfang eines Netzsimulators betrieben werden. Zur Leistungserweiterung können im vorliegenden Ausbauzustand bis zu fünf CSUs parallel betrieben werden, womit sich ein System mit einer maximalen Leistung von 1 MVA ergibt. Abbildung 24 zeigt eine schematische Darstellung der Verschaltung.

Die wesentlichen technischen Daten des Simulators sind in Tabelle 5 aufgeführt. Der maximale Effektivwert der Ausgangsspannung des Leistungsverstärkers beträgt 480 V. Mittels einer optionalen Transformatorstufe am Ausgang des Netzsimulators lassen sich auch Wechselrichter mit einer Spannung von bis zu 1.000 V untersuchen.

**Tabelle 5:** Technische Daten zum 1-MVA-Netzsimulator (weitere Angaben s. Anhang C)

<b>Max. AC-Ausgangsspannung (Effektivwert der Außenleiterspannung)</b>	480 V (mit Ausgangstransformator: 1.000 V)
<b>Max. AC-Ausgangsstrom (Effektivwert) für 5 CSU-Verstärkereinheiten</b>	$5 \cdot 252 \text{ A} = 1.260 \text{ A}$
<b>Max. Ausgangsleistung für 5 CSU-Verstärkereinheiten</b>	$5 \cdot 200 \text{ kVA} = 1 \text{ MVA}$
<b>Schaltfrequenz der Ausgangsstufe (6-fach versetzt getaktet)</b>	$6 \cdot 20,83 \text{ kHz} = 125 \text{ kHz}$
<b>Bandbreite der Ausgangsspannung</b>	5 kHz (full span) 10 kHz (-1 dB)

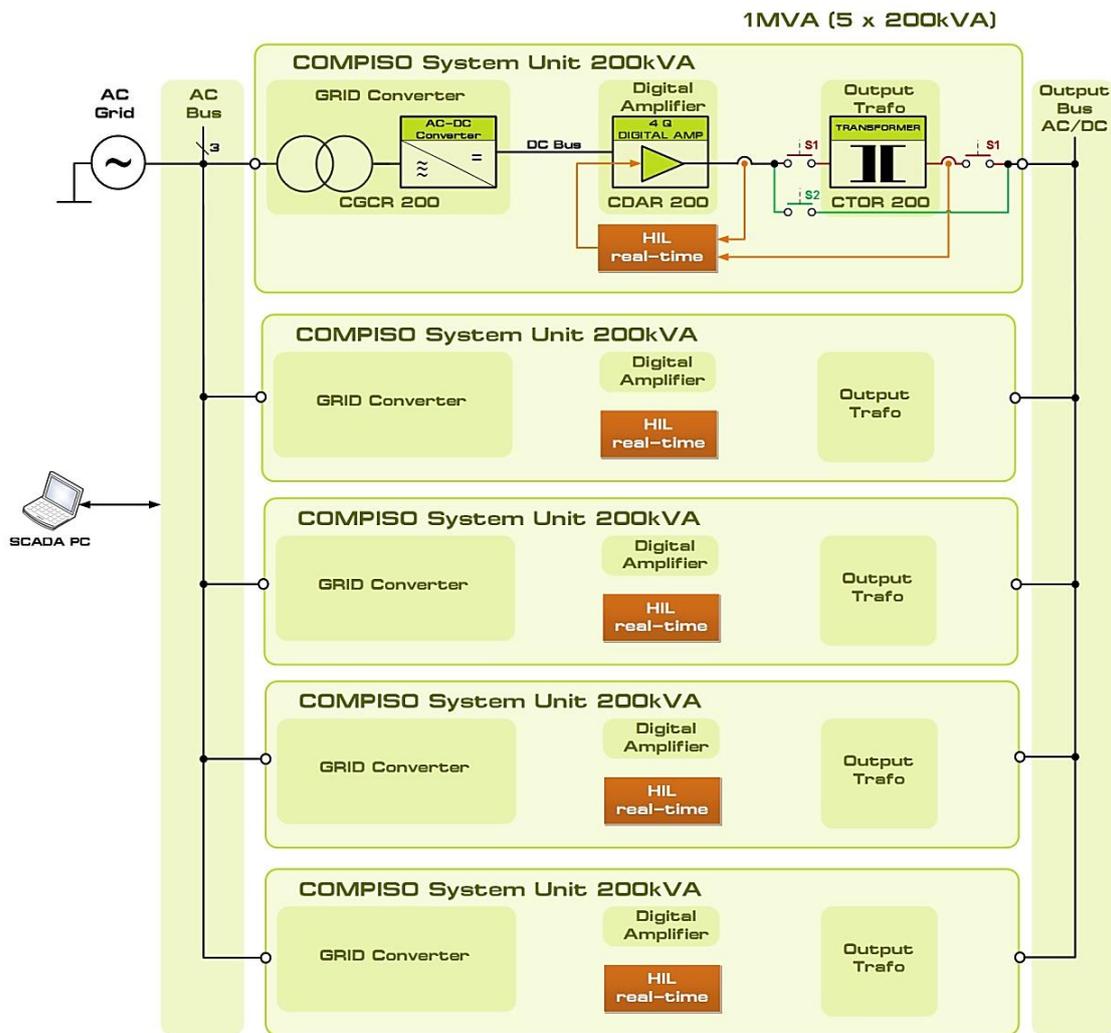
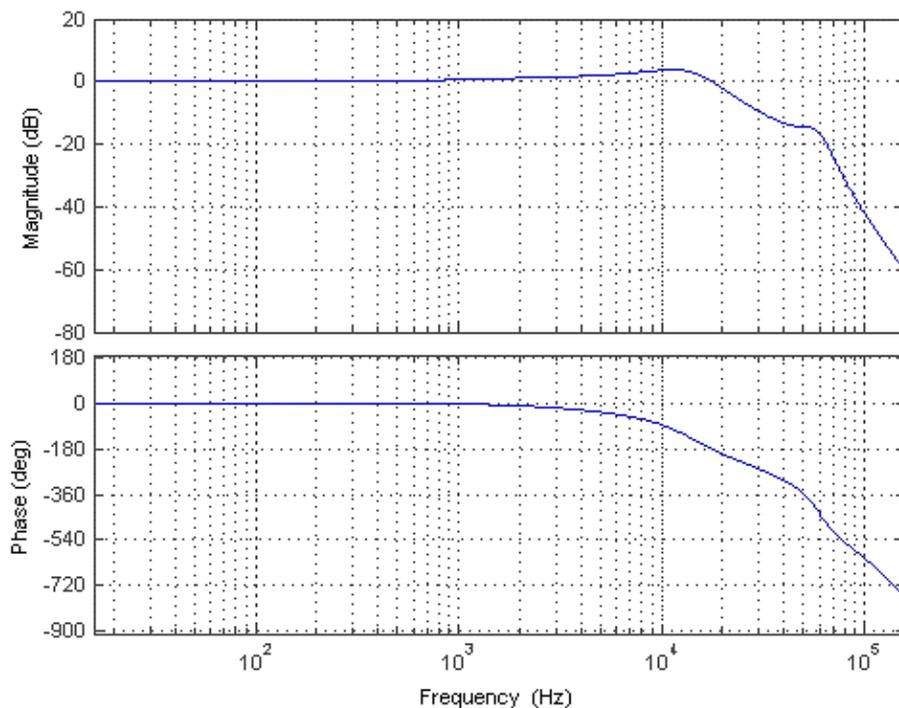


Abbildung 24: Systemübersicht des 1-MVA-Netzsimulators bestehend aus fünf Verstärkereinheiten (COMPISO System Unit 200 kVA). Quelle: [45]

Für die Anwendung als Anregequelle zur Durchführung einer Impedanzspektroskopie ist das dynamische Verhalten des Netzsimulators von entscheidender Bedeutung. Abbildung 25 zeigt die Übertragungsfunktion ( $\frac{U_{OUT}}{U_{ref}}$ ) des Leistungsverstärkers für eine Belastung mit  $4 \Omega$ . Der Verstärker arbeitet bis etwa 1 kHz mit einer Verstärkung von 1. Bei 10 kHz beträgt die Phasendrehung etwa  $90^\circ$  bei einer resonanzbedingten Verstärkung von etwa 3 dB. Ab einer Frequenz von ca. 20 kHz setzt eine zunehmend starke Dämpfung ein.

Die Auswertung der differentiellen Impedanzspektroskopie basiert auf den gemessenen Spannungen und Strömen an den Wechselrichterklammern. Um plausible Ergebnisse zu erzielen, ist es zunächst nur entscheidend, dass an den Klemmen eine messbare Anregung vorliegt. Für die differentielle Impedanzspektroskopie müssen sich ferner die verschiedenen Anregungen bei derselben Frequenz in Phase und/oder Amplitude unterscheiden.



**Abbildung 25:** Frequenzkennlinie (Übertragungsfunktion) des Leistungsverstärkers im belasteten Zustand ( $4 \Omega$ ). Quelle: EGSTON Power Electronics GmbH

Daher ist die Regelgenauigkeit des Verstärkers in erster Näherung nicht von entscheidender Bedeutung, solange eine Anregung im gewünschten Frequenzbereich möglich ist. Vor diesem Hintergrund ist der COMPISO-Leistungsverstärker gut geeignet, Impedanzspektroskopien in einem Frequenzbereich bis 10 kHz und ggf. darüber hinaus durchzuführen.

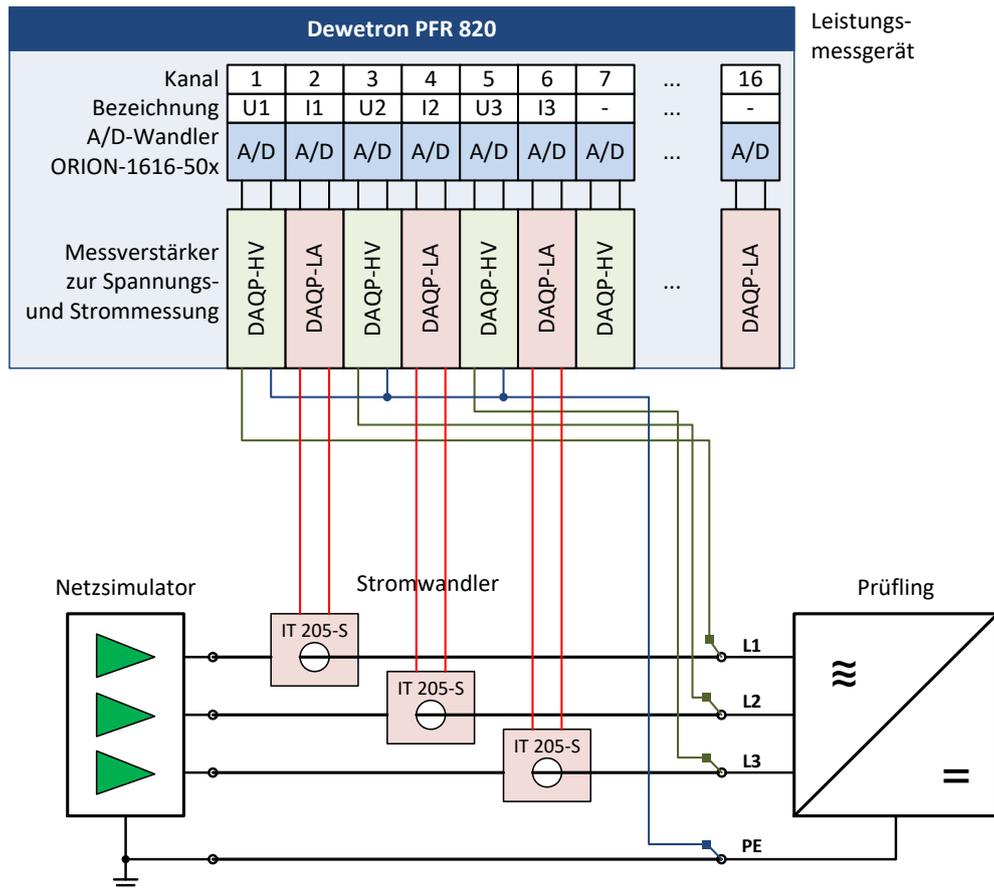
An dieser Stelle sei noch auf die Tatsache hingewiesen, dass der Leistungsverstärker trotz seiner hohen Takt- und Regelfrequenz keine ideale Spannungsquelle darstellt und eine – wenn auch geringe – Ausgangsimpedanz aufweist. Die Ausgangsimpedanz des Verstärkers beeinflusst die Ergebnisse der Impedanzspektroskopie jedoch nicht, solange keine Resonanzbildung zwischen den Ausgangsimpedanzen des Netzsimulators und des Wechselrichterprüflings auftritt. Resonanzbildungen können das Messergebnis dahingehend stören, dass bei einer resultierenden starken Erhöhung der Anregespannung an den Klemmen des Prüflings nicht mehr von einer Kleinsignalspannung ausgegangen werden kann und Großsignaleffekte des Prüflings auftreten. Bei den durchgeführten Untersuchungen wurde daher stets die Amplitude der Anregespannung beobachtet und beim Auftreten derartiger Resonanzerhöhungen z. B. durch Verringern der Anregeamplitude im betreffenden Frequenzbereich reagiert.

### 3.5.2 Ansteuerung des Netzsimulators

Die Sollwertvorgabe für den Leistungsverstärker des Netzsimulators erfolgt über einen Opal-RT-Echtzeitrechner. Ein Simulink-Programm, das auf dem Echtzeitrechner ausgeführt wird, setzt dabei die im Vorfeld parametrisierte Anregesequenz (vgl. Kapitel 3.4.3) in die aktuellen Momentanwerte um. Auf einem separaten Arbeitsplatzrechner, der mit dem Echtzeitrechner kommuniziert, befindet sich eine Bedienkonsole, mit der das Echtzeitprogramm gestartet und gestoppt sowie Monitoringwerte zur Betriebskontrolle ausgelesen werden können.

### 3.5.3 Messwernerfassung

Für die Impedanzspektroskopie müssen die Ströme und Spannungen an den Klemmen des Wechselrichters mit einer ausreichenden Genauigkeit und Abtastrate erfasst werden. Der entsprechende Messaufbau ist in Abbildung 26 skizziert. Das im Rahmen dieser Arbeit eingesetzte Leistungsmessgerät, Dewetron PFR 820, erfasst die Messwerte und speichert sie zur späteren Auswertung im proprietären d7d-Format auf der internen Festplatte. Für die Messung zur Impedanzspektroskopie bis 10 kHz wird die konfigurierbare Abtastrate des Messgeräts auf 50 kS/s eingestellt und für das Anti-Aliasing-Filter eine Knickfrequenz von 30 kHz vorgegeben. Das Leistungsmessgerät besitzt 16 Messeingänge, die jeweils eine eigene A/D-Wandlerkarte (DEWE-ORION-1616-50x [46]) besitzen und beliebig mit Messsignalverstärkern zur Spannungsmessung (DAQP-HV) oder Strommessung (DAQP-LA-SC) bestückt werden können [47]. Während die Spannungen direkt an den Klemmen abgegriffen werden können, erfolgt die Strommessung indirekt über austauschbare Kompensationsstromwandler, was eine Anpassung der Wandler an die Leistung des zu untersuchenden Prüflings ermöglicht. Dafür stehen verschiedene Wandler mit einem Messbereich zwischen 60 A und 5.000 A zur Verfügung. Der beispielhaft abgebildete 200-A-Wandler (LEM IT 205-S [48]) besitzt ein Übersetzungsverhältnis von 1:1000.



**Abbildung 26:** Skizze des Messaufbaus mit Leistungsmessgerät und Stromwandlern

Bei der Betrachtung der Messunsicherheit spielen vor allem der Linearitätsfehler sowie die Messwertauflösung eine Rolle. Da für die Impedanzspektroskopie nur Wechselgrößen betrachtet werden, kann der Offset-Fehler für die Abschätzung der Messunsicherheit vernachlässigt werden.

Ferner sei darauf hingewiesen, dass Rauschen des Messsignals zu einem Offset im Frequenzbereich führt. Die Qualität der Messwerte ist daher von ihrem Signal-Rausch-Verhältnis abhängig. Messsignale nahe oder unterhalb des Rauschpegels führen zu keinen sinnvollen Messergebnissen. Das Vorliegen eines ausreichenden Signal-Rausch-Verhältnisses kann durch Beobachten des Strom- und Spannungsspektrums bei der Durchführung der Messungen sichergestellt werden. Die jeweilige Anregefrequenz muss sich dafür signifikant vom Grundrauschen abheben.

Die relevanten Angaben aus den Datenblättern der einzelnen Elemente der Messkette sind in Tabelle 6 zusammengefasst.

**Tabelle 6:** Angaben zum Messfehler aus den Datenblättern der Messgeräte. Quellen: [46], [47], [48]

Messgerät	Bezeichnung	Linearitätsfehler	Messbereich
A/D-Messumformer	DEWE-ORION-1616-50x	$\pm 0,02 \%$	$\pm 5 \text{ V}$
			Auflösung: 16 bit
Messverstärker (Spannungskarte)	DAQP-HV	$\pm 0,05 \%$	Umschaltbar: 20 V / 50 V / 100 V / 200 V / 400 V / 800 V / 1.400 V
		Temperatur-Drift: 0,0005 %/K	
Messverstärker (Stromkarte)	DAQP-LA-SC	$\pm 0,05 \%$	Umschaltbar: 30 A / 10 A / 3 A / 1 A / 0,3 A / 0,1 A
		Temperatur-Drift: 0,002 %/K	
Stromwandler	LEM IT 205-S ULTRASTAB	$\pm 0,0003 \%$	$\pm 200 \text{ A}$ (primär) $\pm 200 \text{ mA}$ (sekundär)
		Temperatur-Drift: 0,0002 %/K	

Zur Größtfehlerabschätzung werden im Sinne einer linearen Fehlerfortpflanzung die einzelnen Linearitätsfehler addiert. Berücksichtigt man eine Temperaturschwankung von  $\pm 10 \text{ K}$  erhält man für die Spannungsmesskette bestehend aus A/D-Messumformer und Spannungskarte einen Linearitätsfehler von insgesamt  $\pm 0,075 \%$ . Analog lässt sich für die Strommesskette ein Linearitätsfehler von  $\pm 0,0923 \%$  bestimmen.

Für die Berechnung der jeweiligen absoluten Messunsicherheit eines gegebenen Messwerts müssen ferner der eingestellte Messbereich und die Messwertauflösung berücksichtigt werden. Tabelle 7 zeigt anhand von relevanten Beispielen die Berechnung der sich ergebenden Messunsicherheiten.

Bei der Bestimmung der Messunsicherheit für Oberschwingungen ist zu beachten, dass der Messbereich auf die auftretenden Grundschiwingungsspannungen und -ströme des Wechselrichters eingestellt werden muss. Dieser liegt ca. zwei Größenordnungen über den Oberschwingungsmesswerten. Dies führt dazu, dass die Messwertauflösung, die sich aus der Auflösung des A/D-Wandlers von 12 bit und dem jeweiligen Messbereich ergibt, einen signifikanten Einfluss auf die Messunsicherheit der Oberschwingungsmesswerte hat.

Die Anregespannungen bei der Impedanzspektroskopie werden meist mit etwa 1 % der Netzspannungsamplitude (ca. 3,25 V) vorgegeben. Gemäß Tabelle 7 führt dies zu einer Unsicherheit von  $\pm 14,6 \text{ mV}$ , was einem Fehler von etwa  $\pm 0,5 \%$  entspricht. Die Stromreaktion eines Wechselrichters bewegt sich erfahrungsgemäß im Bereich zwischen 0,1 % und 5 % des Grundschiwingungsstroms. Beispielsweise ist bei einem Wechselrichter mit einem Nennstrom von 70 A mit einer minimalen Stromreaktion von 70 mA zu rechnen. Die Messunsicherheit liegt hier mit  $\pm 3,14 \text{ mA}$  im Bereich von unter  $\pm 5 \%$ .

**Tabelle 7:** Abschätzung der Messunsicherheit der gesamten Messkette für Wechselgrößen ohne Berücksichtigung von Offset-Fehlern

Messwert	Messbereich	Linearitätsfehler der Messkette	Messwertauflösung	Resultierende absolute Messunsicherheit
325 V	±400 V	0,075 %	$\frac{400 \text{ V} - (-400 \text{ V})}{2^{16}}$ ≈ 12,2 mV	$325 \text{ V} \cdot 0,075 \% + 12,2 \text{ mV} = 256,2 \text{ mV}$
3,25 V				$3,25 \text{ V} \cdot 0,075 \% + 12,2 \text{ mV} = 14,6 \text{ mV}$
32,5 mV				$32,5 \text{ mV} \cdot 0,075 \% + 12,2 \text{ mV} = 12,2 \text{ mV}$
100 A	±100 A <sup>3</sup>	0,0923 %	$\frac{100 \text{ A} - (-100 \text{ A})}{2^{16}}$ ≈ 3,05 mA	$100 \text{ A} \cdot 0,0923 \% + 3,05 \text{ mA} = 95,4 \text{ mA}$
1 A				$1 \text{ A} \cdot 0,0923 \% + 3,05 \text{ mA} = 3,97 \text{ mA}$
70 mA				$70 \text{ mA} \cdot 0,0923 \% + 3,05 \text{ mA} = 3,11 \text{ mA}$

Ergänzend sei darauf hingewiesen, dass zusätzlich zu den oben genannten Werten der Frequenzgang der Messunsicherheiten zu ermitteln ist, um die Messgenauigkeit frequenzabhängig angeben zu können. Der frequenzabhängige Amplitudenfehler kann meist aus Datenblattangaben oder ggf. aus Kalibrierprotokollen entnommen werden. Für die eingesetzten Messgeräte ist der Amplitudenfehler im Frequenzbereich bis 10 kHz vergleichsweise gering und liegt i. d. R. im Bereich von deutlich unter 1 %.

Der Phasenfehler ist jedoch v. a. abhängig von den Verzögerungen der jeweiligen Messketten. Mit steigender Frequenz führt dies zu einem ansteigenden Phasenwinkelfehler. Beispielsweise hat eine Verzögerung von 5 µs bei einer Frequenz von 10 kHz zu einem Phasenwinkelfehler von 18° zur Folge, während sich für 50 Hz nur ein Phasenwinkelfehler von 0,09° ergibt. Dieser Umstand kann im höheren Frequenzbereich zu signifikanten Phasenwinkelfehler führen. Da sich Strom- und Spannungsmessketten messtechnische voneinander unterscheiden, sind gerade hier Unterschiede in den jeweiligen Verzögerungszeiten zu erwarten. In der Konsequenz führt dies zu einem u. U. deutlichen Fehler bei der nachgelagerten Bestimmung des Leistungs- und Impedanzwinkels. Unglücklicherweise sind Angaben zu Phasenwinkelfehler bzw. zu Verzögerungszeiten oft nicht in den Datenblättern der Messgeräte enthalten und werden auch nicht im Rahmen üblicher Kalibriermessungen ermittelt. Eine Angabe des Phasenwinkelfehlers ist daher bis auf weiteres nicht möglich. Zukünftige Arbeiten sollten sich daher mit der Bestimmung des Phasenwinkelfehlers im höheren Frequenzbereich eingehend befassen.

<sup>3</sup> Der Messbereich von ±100A ergibt sich aus der Einstellung des Messverstärkers auf den kleinsten Messbereich von 0,1 A und unter Einsatz eines 200-A-Stromwandlers mit einem Teilverhältnis von 1:1000.



# 4 Messergebnisse für verschiedene Wechselrichter

Dieses Kapitel spiegelt die Erfahrung wider, die mit der Anwendung des im vorangehenden Kapitel vorgestellten Verfahrens der Impedanzspektroskopie im Rahmen der bisherigen Untersuchungen gemacht wurden. Für vier ausgewählte Wechselrichter werden Messergebnisse präsentiert. Es werden die Ergebnisse der direkten und differentiellen Impedanzspektroskopie bei Nennbetriebsbedingungen der Wechselrichter sowie für Arbeitspunktvariationen vorgestellt und die jeweiligen Ergebnisse diskutiert.

## 4.1 Beschreibung der verwendeten Prüflinge

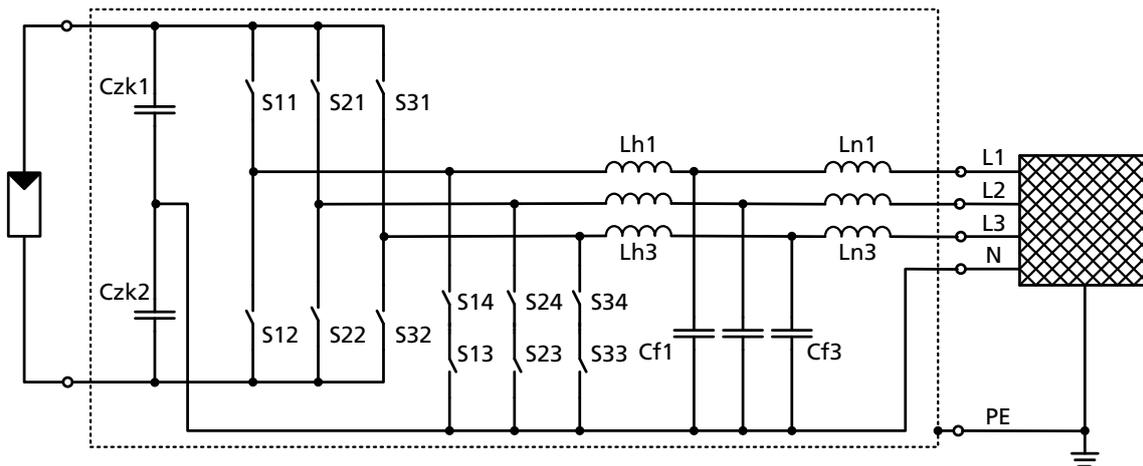
Die Eigenschaften der vier Wechselrichterprüflinge, für die im Folgenden Messergebnisse präsentiert werden, sind in Tabelle 8 aufgeführt. Bei den Prüflingen handelt es sich um einen Wechselrichterprototypen des Fraunhofer ISE (Wechselrichter A) sowie drei kommerzielle Geräte. Alle Geräte verwenden eine 3-Punkt-Topologie. Die Leistungsklasse der untersuchten Geräte rangiert von 20 kVA bis 1 MVA. Weitere Unterschiede sind in der Ausgangsfiltertopologie, beim Neutralleiteranschluss und beim Regelungskonzept zu finden.

**Tabelle 8:** Übersicht der untersuchten Prüflinge

Prüfling	Wechselrichter A	Wechselrichter B	Wechselrichter C	Wechselrichter D
Bemerkung	Prototypenplattform	Kommerzielles Gerät	Kommerzielles Gerät	Kommerzielles Gerät
Nennleistung	20 kVA	30 kVA	50 kVA	1 MVA
AC-Nennspannung	230 V / 400 V	230 V / 400 V	400 V	550 V
Max. DC-Spannung	900 V	1.000 V	1.100 V	1.500 V
Topologie der Wechselrichterbrücke	3-Punkt-MNPC (T-Type)	3-Punkt-MNPC (T-Type)	3-Punkt-NPC	3-Punkt-NPC
Topologie des Ausgangsfilters	LCL	LC	LC	LCR(T)
AC-Anschluss des Leistungspfad	4-Leiteranschluss (L1/L2/L3/N)	3-Leiteranschluss (L1/L2/L3)	3-Leiteranschluss (L1/L2/L3)	3-Leiteranschluss (L1/L2/L3)
Art der Stromregelung	3x 1-Phasen-Zustandsregler	Zustandsregler in d/q-Koordinaten	PR-Regelung in $\alpha/\beta$ -Koordinaten	PR-Regelung in $\alpha/\beta$ -Koordinaten
Ersatzschaltbild	Abbildung 27	Abbildung 28	Abbildung 29	Abbildung 30

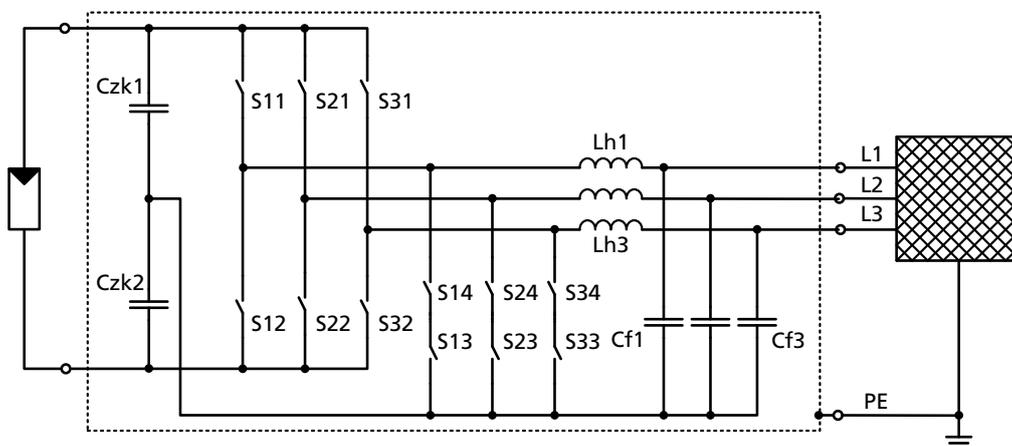
Im Folgenden sind die Prinzipersatzschaltbilder der untersuchten Wechselrichtertypen aufgeführt. Es handelt sich um vereinfachte Darstellungen, bei denen v. a. auf die Schaltungstopologien der Wechselrichterbrücke und des Ausgangsfilters sowie auf die Verbindung des Neutralleiters mit dem Zwischenkreis eingegangen wird. Auf die Darstellung der eingangs- und ausgangseitigen EMV-Filter wurde verzichtet.

Abbildung 27 zeigt das Prinzipersatzschaltbild des untersuchten Wechselrichters A. In diesem Fall handelt es sich um eine 3-Punkt-MNPC-Topologie (MNPC: Mixed Voltage Neutral Point Clamped auch T-Type-Konfiguration genannt), die über einen Freilaufpfad über die Parallelzweige mit den Schaltern  $S_{x3}$  und  $S_{x4}$  verfügt. Das LCL-Ausgangsfilter besitzt eine netz- und eine brückenseitige Längsdrossel. Der Neutralleiter ist mit dem Filtersternpunkt und der Zwischenkreismitte verbunden, sodass eine Einzelphasenregelung möglich ist und ein Nullsystem eingespeist werden kann.



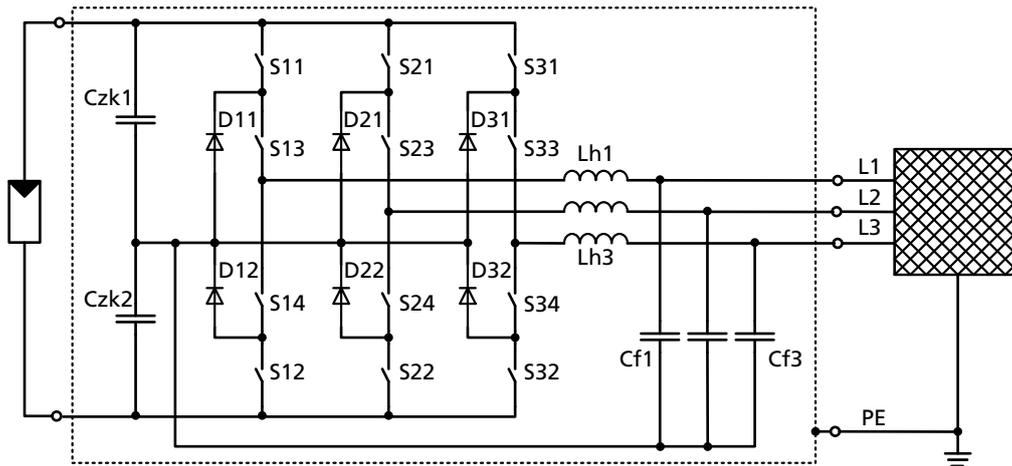
**Abbildung 27:** Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 20-kVA-Prototyps (Wechselrichter A)

Abbildung 28 zeigt das Prinzipersatzschaltbild für den untersuchten Wechselrichter B. Hierbei handelt es sich ebenfalls um eine MNPC-Schaltung. Der Netzanschluss erfolgt als 3-Leiteranschluss ohne Neutralleiter. Es kann demnach kein Nullsystem eingespeist werden. Die Zwischenkreismitte ist mit dem Sternpunkt der Filterkondensatoren  $C_{f1}$  bis  $C_{f3}$  verbunden. Dies vermeidet taktfrequente Gleichtaktsprünge und ermöglicht einen transformatorlosen Anschluss ans Netz. Der Wechselrichter besitzt einen PE-Anschluss, der aber nicht mit dem Leistungspfad des Wechselrichters verbunden ist, sondern allein der Erdung des Gehäuses und dem Anschluss von Überspannungsableitern und des EMV-Filters dient, die hier nicht dargestellt sind.



**Abbildung 28:** Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 30-kVA-Wechselrichters (Wechselrichter B)

Abbildung 29 zeigt das Prinzipsatzschaltbild für den untersuchten Wechselrichter C. Hierbei handelt es sich um eine 3-Punkt-Schaltung in NPC-Konfiguration („Neutral Point Clamped“). Jeder Brückenweig besitzt vier serielle Schalter  $S_{x1}$  bis  $S_{x4}$ . Die Freilaufpfade ergeben sich über die Dioden  $D_{x1}$  und  $D_{x2}$  sowie über die inneren Schalter  $S_{x3}$  und  $S_{x4}$ . Aufgrund der Reihenschaltung der Halbleiterschalter besitzt die NPC-Topologie Vorteile bei der Auslegung für hohe Zwischenkreisspannungen (z. B. 1.500 V). Auch dieses Gerät besitzt keinen Neutralleiteranschluss und der Zwischenkreis ist wie bei Wechselrichter B mit dem Filtersternpunkt verbunden.



**Abbildung 29:** Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 50-kVA-Wechselrichters (Wechselrichter C)

Abbildung 30 zeigt das Prinzipsatzschaltbild des untersuchten 1-MVA-Wechselrichters D. Auch hierbei handelt es sich wie bei Wechselrichter C um eine NPC-3-Punkt-Schaltung. Aufgrund der fehlenden Verbindung zwischen dem Zwischenkreis und dem Filtersternpunkt treten taktfrequente Gleichtaktspannungen zwischen der DC- und der AC-Seite auf. Ein direkter Anschluss des Wechselrichters ans Netz würde aufgrund der AC-seitigen Potentialklemmung zu unzulässig hohen Ableitströmen über die parasitären Erdkapazitäten der PV-Module führen. Bei Wechselrichter D handelt es sich jedoch um einen Zentralwechselrichter, der über einen eigenen Mittelspannungstransformator angeschlossen wird. Dies führt zu einer galvanischen Trennung und ermöglicht eine schadlose Verlagerung der taktfrequenten Gleichtaktspannung auf die AC-Seite des Wechselrichters. Das Ausgangsfilter verfügt über einen ohmschen Dämpfungswiderstand im Kondensatorpfad. Ferner wirkt die Streuinduktivität des Transformators in diesem Konzept als zusätzliche netzseitige Filterdrossel. Man spricht in diesem Fall auch von einem LCRT-Filter („T“ für Transformator). Da die Impedanzspektroskopie an den Niederspannungsklemmen des Wechselrichters durchgeführt wurde, ist für die Interpretation der Ergebnisse jedoch nur das LCR-Filter von Relevanz.

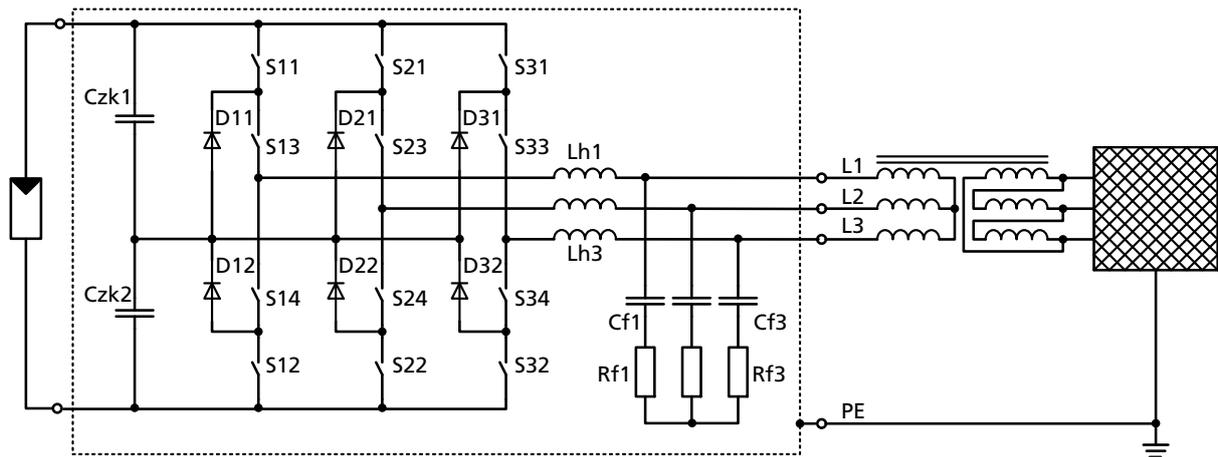


Abbildung 30: Vereinfachtes Ersatzschaltbild des untersuchten 1-MVA-Wechselrichters (Wechselrichter D)

## 4.2 Ergebnisse der direkten Impedanzspektroskopie

Die vier o. g. Wechselrichter wurden nach dem in Kapitel 3.3 beschriebenen Verfahren der direkten Impedanzspektroskopie zunächst unter Nennbetriebsbedingungen für den Frequenzbereich bis 10 kHz charakterisiert. Abbildung 31 zeigt für die Wechselrichter A, B, C und D die ermittelten Verläufe des  $U/I$ -Verhältnisses für eine Anregung sowie Auswertung im Mitsystem. Die Ergebnisse für das Gegensystem und das Nullsystem sind in Abbildung 32 bzw. Abbildung 33 dargestellt. Zur besseren Vergleichbarkeit ist das  $U/I$ -Verhältnis als Per-Unit-Wert (pu), also normiert auf die Nennimpedanz  $Z_{WR,Nenn} = U_{WR,Nenn}^2 / S_N$  des jeweiligen Wechselrichters, angegeben. Die Anregungen für die Impedanzspektroskopie wurden jeweils mit drei unterschiedlichen Phasenlagen der Anregespannung durchgeführt. Es ergeben sich somit drei Verläufe für das  $U/I$ -Verhältnis, die als Kurvenschar in den jeweiligen Abbildungen dargestellt sind.

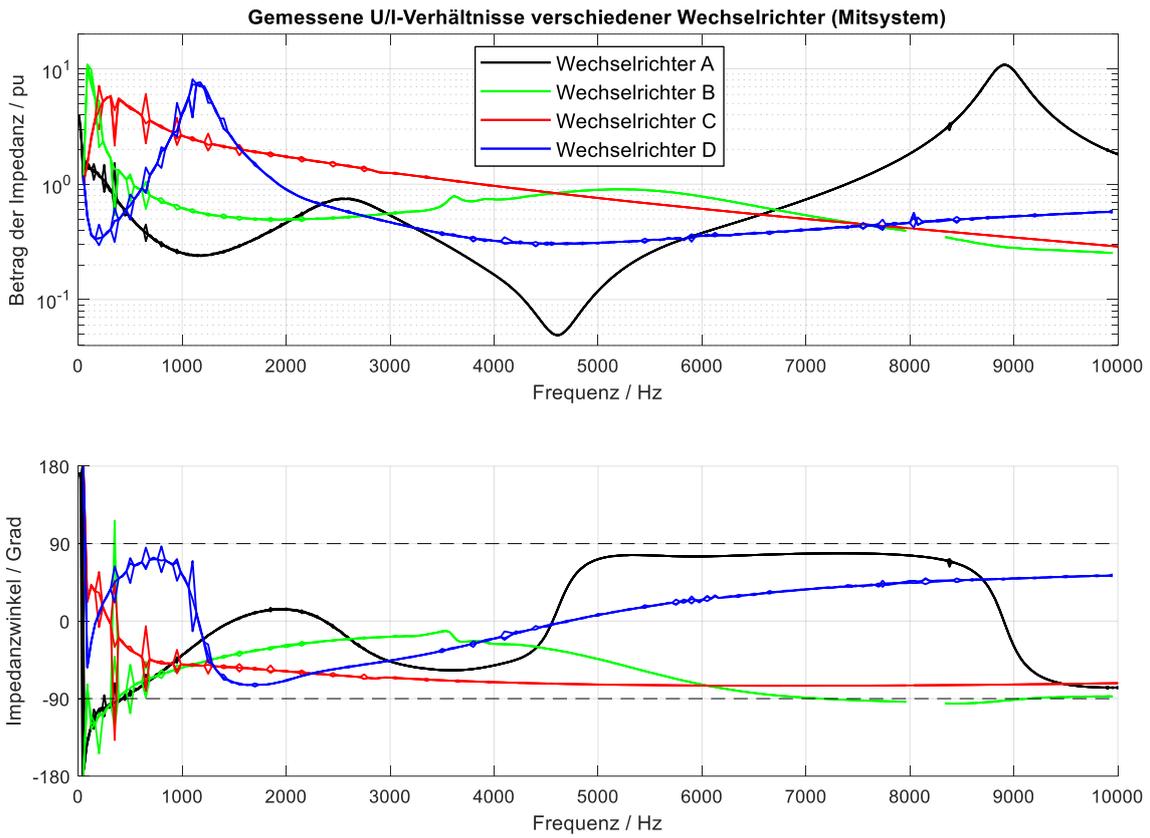


Abbildung 31: Gemessene U/I-Verhältnisse der Wechselrichter A bis D für das Mitsystem

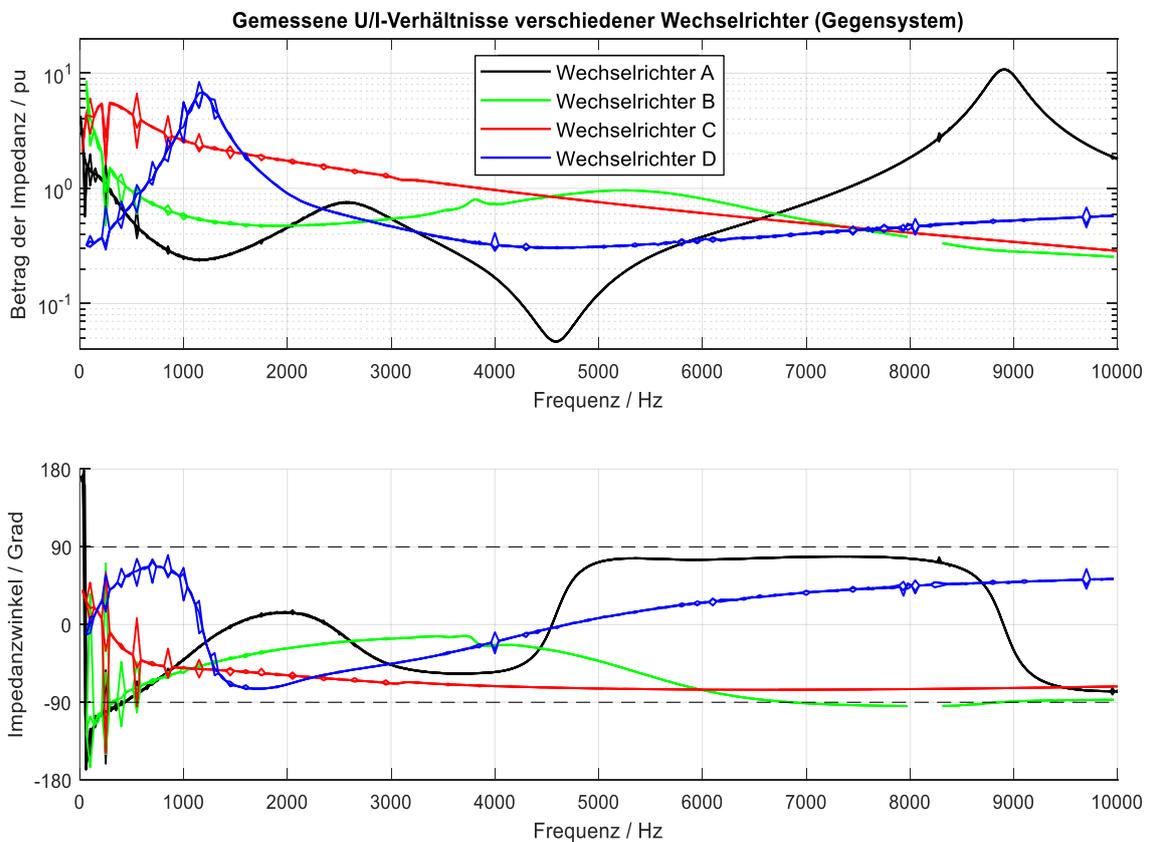
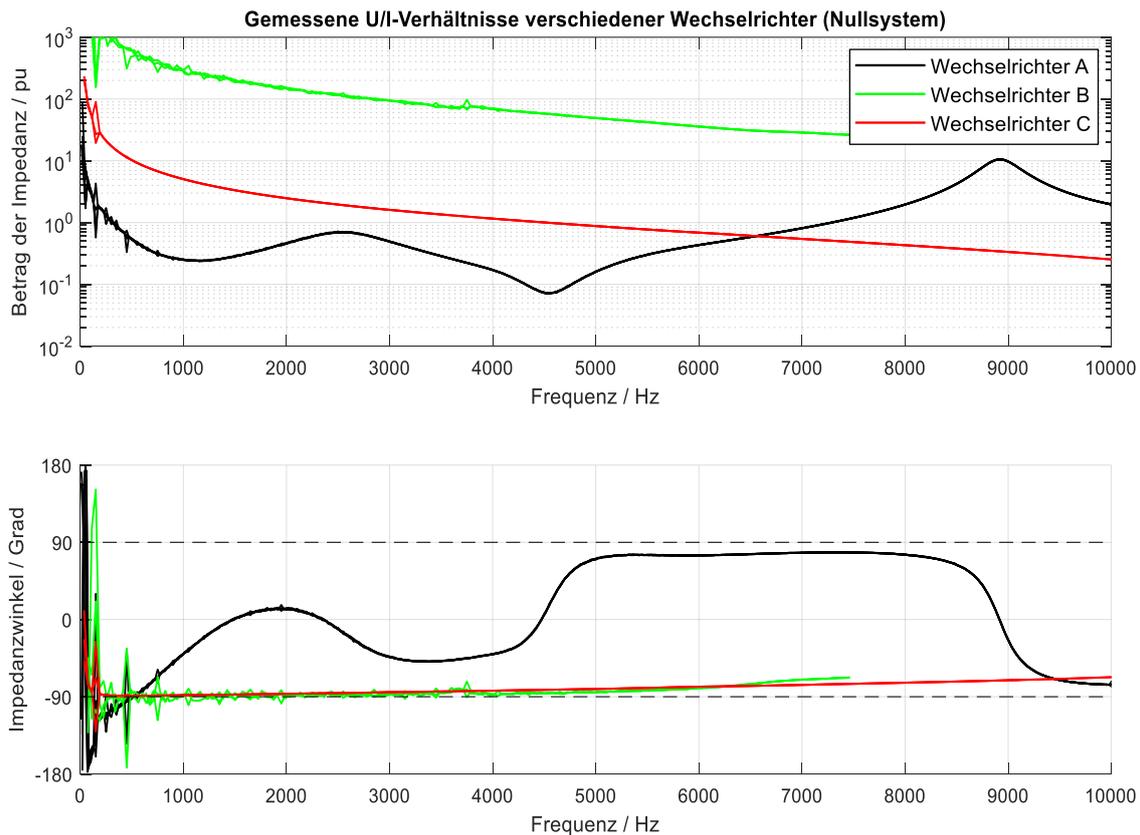


Abbildung 32: Gemessene U/I-Verhältnisse der Wechselrichter A bis D für das Gegensystem



**Abbildung 33:** Gemessene U/I-Verhältnisse der Wechselrichter A, B und C für das Nullsystem

Betrachtet man die dargestellten Verläufe für das U/I-Verhältnis, lassen sich im niedrigen Frequenzbereich bis ca. 2 kHz regelmäßige Unstetigkeiten bei den harmonischen Frequenzen erkennen, was auf vorhandene interne Oberschwingungsquellen hindeutet. Wechselrichter A zeigt gegenüber den Wechselrichtern B und C deutlich geringer ausgeprägte Unstetigkeiten, was damit begründet ist, dass bei diesem Wechselrichter ein vergleichsweise gutes Verfahren zur Totzeitkompensation (s. Kapitel 5.3.2) zum Einsatz kommt. Bei höheren Frequenzen zeigt sich für alle Wechselrichter ein weitgehend stetiger Verlauf und die einzelnen Linien der jeweiligen Kurvenscharen fallen aufeinander. Eine Ausnahme bildet hierbei Wechselrichter D, dessen niedrige Taktfrequenz in den untersuchten Frequenzbereich fällt und bei 4 kHz sowie 8 kHz sichtbare Unstetigkeiten hervorruft.

Die Beträge des U/I-Verhältnisses liegen für das Mit- und Gegensystem etwa im Bereich von 0,1 bis 10 pu. Im höherfrequenten Bereich wird der Verlauf in Betrag und Phase wesentlich durch die Charakteristik des Ausfilters bestimmt während er im niederfrequenten Bereich durch die Stromregelung beeinflusst wird (vgl. Kapitel 6). Exemplarisch lässt sich dies am Verlauf für Wechselrichter A verdeutlichen. Der Wechselrichter besitzt ein zweistufiges LCL-Ausgangsfiler. Die beiden charakteristischen Parallelresonanzstellen sind in Abbildung 31 bei etwa 2,6 kHz und bei etwa 8,9 kHz klar erkennbar. Die Serienresonanzstelle liegt bei ca. 4,6 kHz. Die Phasenlage des U/I-Verhältnisses wechselt entsprechend zwischen  $+90^\circ$  (induktiv) und  $-90^\circ$  (kapazitiv). Im

niedrigen Frequenzbereich hält sich der Wechselrichter entgegen der Erwartung eher kapazitiv, was auf den Einfluss des Stromreglers zurückzuführen ist. Die Wechselrichter B, C und D besitzen nur ein LC-Filter. Entsprechend ist deren Verlauf des  $U/I$ -Verhältnisses nur durch eine Parallelresonanzstelle bestimmt.

Vergleicht man die Ergebnisse für das Mit- und Gegensystem, lassen sich kaum Unterschiede für das  $U/I$ -Verhältnis ausmachen. Das ist insofern zu erwarten, weil die Wechselrichter phasensymmetrisch aufgebaut sind. Im Nullsystem ist jedoch entscheidend, ob das Gerät einen angeschlossenen Neutralleiter und eine Nullsystem- bzw. Einzelphasenregelung besitzt. Für Wechselrichter A ist dies der Fall, weshalb sich das Nullsystem des  $U/I$ -Verhältnisses wenig vom Mit- und Gegensystem unterscheidet. Wechselrichter B und C hingegen besitzen keinen Neutralleiteranschluss. Das Nullsystem des  $U/I$ -Verhältnisses nimmt hier vergleichsweise hohe Werte an und zeigt ein weitgehend rein kapazitives Verhalten. Die Nullsystemimpedanz wird in diesem Fall v. a. durch die Kondensatoren des EMV-Filters bzw. der externen DC-seitigen Beschaltung bestimmt (vgl. Kapitel 6.1). Wechselrichter D besitzt eine äußerst hohe Nullsystemimpedanz, die aufgrund der geringen Stromreaktion mit der Impedanzspektroskopie nicht ermittelt werden konnte.

Es lässt sich feststellen, dass das Verfahren der direkten Impedanzspektroskopie für den höheren Frequenzbereich ab ca. 2 kHz gute Ergebnisse für die Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters liefert. Für den niedrigen Frequenzbereich, der durch Störung durch harmonische Oberschwingungsquellen geprägt ist, ist das Verfahren jedoch nur bedingt einsetzbar. Hier eignet sich das Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie.

### 4.3 Ergebnisse der differentiellen Impedanzspektroskopie

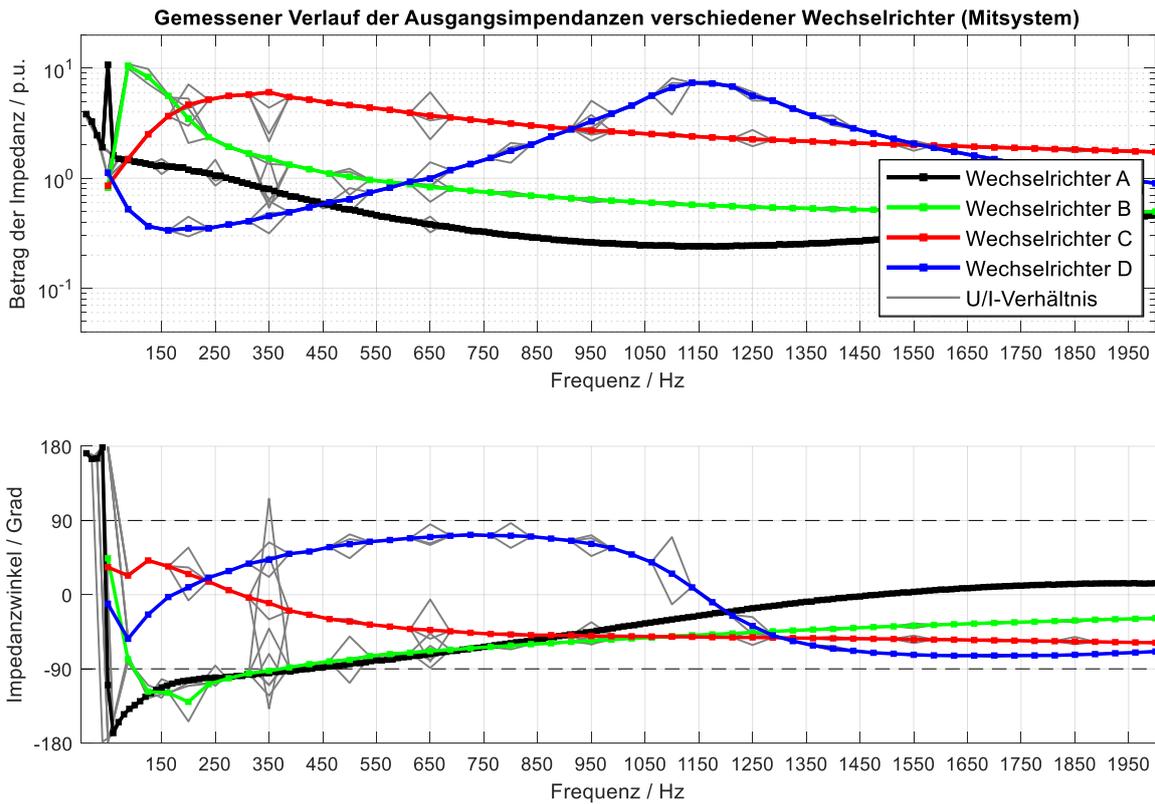
Im Folgenden werden Messergebnisse für die Wechselrichter A, B, C und D vorgestellt, die mittels differentieller Impedanzspektroskopie (vgl. 3.4) ermittelt wurden. Die Auswertungen basieren dabei auf denselben Messwerten, die im vorangegangenen Kapitel als  $U/I$ -Verhältnis dargestellt wurden. Zunächst werden die Verläufe der Ausgangsimpedanz für die direkte und differentielle Impedanzspektroskopie miteinander verglichen. Anschließend wird auf die ermittelten Spektren der inneren Oberschwingungsspannungsquellen eingegangen.

### 4.3.1 Ermittelte wirksame Ausgangsimpedanzen

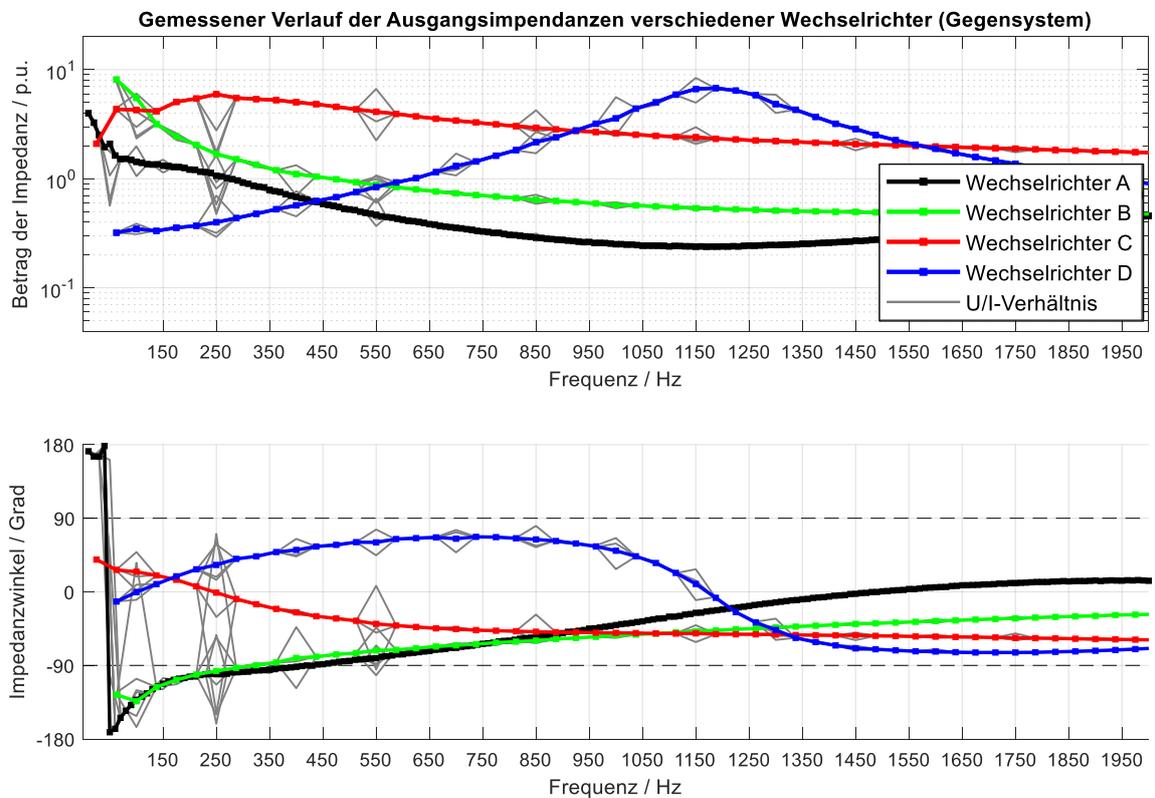
Abbildung 34 zeigt für die untersuchten Wechselrichter die Verläufe der Impedanzen, die mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelt wurden. Zum Vergleich sind die Verläufe der mittels direkter Impedanzspektroskopie ermittelten Impedanzen, die den Darstellungen in Abbildung 31 entsprechen, grau hinterlegt. Die Darstellung beschränkt sich auf den Frequenzbereich bis 2 kHz, da darüber hinaus keine nennenswerten Unterschiede bestehen.

Es ist zunächst sehr gut zu erkennen, dass die Unstetigkeiten, die sich im Verlauf der mittels direkter Impedanzspektroskopie ermittelten Impedanzen befinden, sehr gut durch den Ansatz der differentiellen Impedanzspektroskopie kompensieren lassen. Es ergibt sich für alle untersuchten Wechselrichter demnach auch im niedrigen Frequenzbereich ein stetiger Verlauf der Ausgangsimpedanzen.

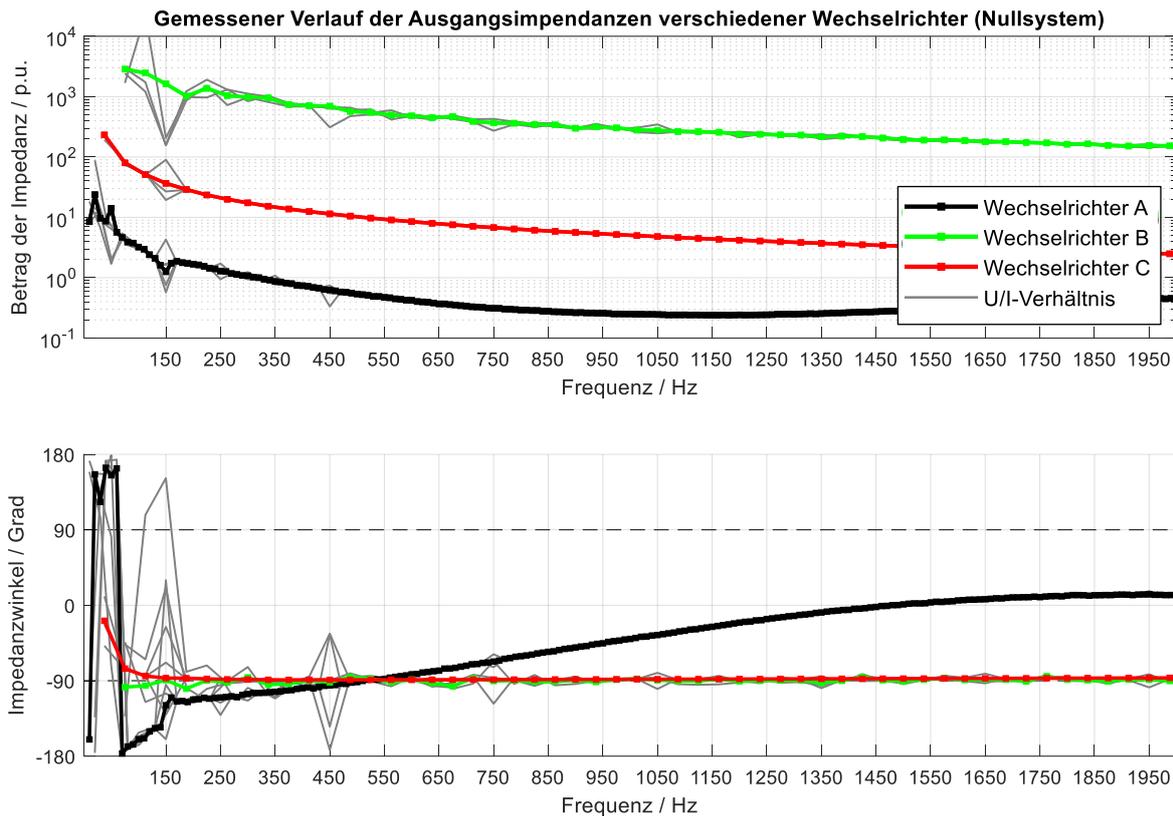
Die in Abbildung 34 dargestellten Ergebnisse basieren auf einer Anregung im Mitsystem und einer Auswertung der Wechselrichterreaktion ebenfalls im Mitsystem. Man kann feststellen, dass die Unstetigkeiten im Wesentlichen bei den Frequenzen der Mitsystemharmonischen (200 Hz, 350 Hz, 500 Hz, 650 Hz, ...) auftreten, während in den Zwischenfrequenzen keine nennenswerten Unstetigkeiten erscheinen. In Abbildung 35 und in Abbildung 36 sind die entsprechenden Darstellungen für die Anregung und Auswertung im Gegensystem bzw. im Nullsystem abgebildet. Analog zum Mitsystem treten im Gegensystem Unstetigkeiten bei den Gegensystemharmonischen (100 Hz, 250 Hz, 400 Hz, 550 Hz, ...) und im Nullsystem bei den Nullsystemharmonischen (150 Hz, 300 Hz, 450 Hz, 600 Hz, ...) auf. Daraus kann geschlossen werden, dass Oberschwingungsspannungsquellen vorwiegend bei den natürlichen symmetrischen Oberschwingungskomponenten auftreten (vgl. Kapitel 2.6.2). Bei der Durchführung der differentiellen Impedanzspektroskopie kann daher die Anregung i. d. R. auf die natürlichen symmetrischen Oberschwingungskomponenten beschränkt werden.



**Abbildung 34:** Mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte Ausgangsimpedanzen verschiedener Wechselrichter für das Mitsystem und zum Vergleich die U/I-Verhältnisse in grau



**Abbildung 35:** Mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte Ausgangsimpedanzen verschiedener Wechselrichter für das Gegensystem und zum Vergleich die U/I-Verhältnisse in grau



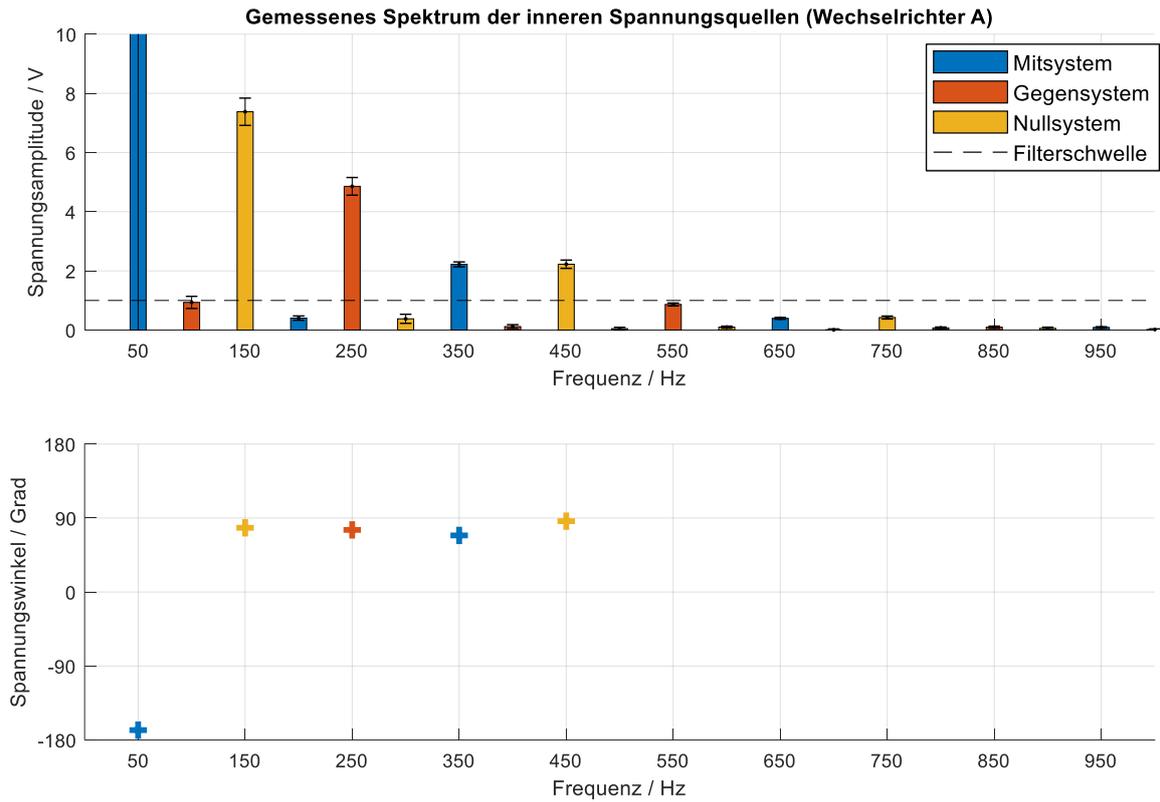
**Abbildung 36:** Mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte Ausgangsimpedanzen verschiedener Wechselrichter für das Nullsystem und zum Vergleich dazu die U/I-Verhältnisse in grau

### 4.3.2 Ermittelte innere Spannungsquellen

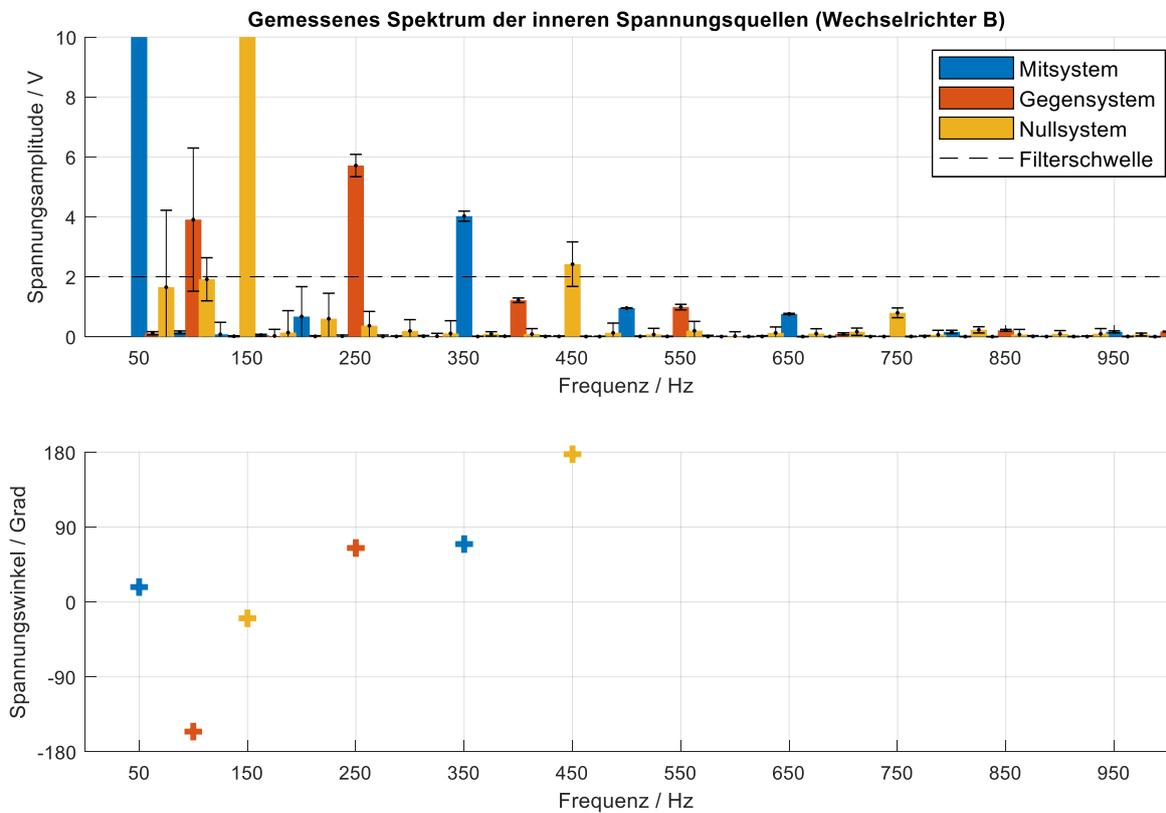
In Kapitel 3.4 wurde vorgestellt, wie sich mittels des Verfahrens der differentiellen Impedanzspektroskopie die repräsentativen inneren Spannungsquellen eines Wechselrichters bestimmen lassen. Abbildung 37 zeigt das derart ermittelte Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter A. Dargestellt sind aus o. g. Gründen jeweils nur die Mit-, Gegen- und Nullsystemspannungsquellen an ihren zugehörigen natürlichen Oberschwingungsordnungen. Zur Plausibilitätsprüfung der Ergebnisse wurden für die Bestimmung der inneren Spannungsquellen mehr als die zwei benötigten Versuche mit unabhängigen Anregungen durchgeführt (vgl. Kapitel 3.4.2). Dies führt bei der Auswertung der Spannungsquellen zu mehrfachen Ergebnissen. Für die Darstellung in Abbildung 37 wurden diese Ergebnisse für jede Frequenz gemittelt und die berechnete Standardabweichung als Fehlerbalken eingezeichnet. Somit lässt sich beurteilen, wie aussagekräftig die ermittelten Oberschwingungsspannungsquellen sind.

Die Ergebnisse für die Wechselrichter B, C und D sind in Abbildung 38, in Abbildung 39 und in Abbildung 40 in gleicher Art und Weise dargestellt. Für alle Wechselrichter zeigt sich, dass die Pegel der inneren Spannungsquellen im Bereich unter 10 V liegen. Für die Wechselrichter A, B und C fallen die Pegel schnell ab und sind bis 1 kHz weitgehend abgeklungen. Wechselrichter D weist einen vergleichsweise niedrigen Spannungspegel von unter 1,5 V auf. Dies ist darauf zurückzuführen, dass sich der Totzeiteffekt der Wechselrichterbrücke (vgl. Kapitel 5.1.2) auf Grund der geringen Taktfrequenz von 4 kHz weniger stark auswirkt als bei den Wechselrichtern A – C, die mit einer Taktfrequenz von ca. 20 kHz arbeiten. Ferner zeigt sich im Spannungsquellenpektrum von Wechselrichter D ein Maximum im Bereich der Filterresonanzstelle bei ca. 1 kHz. Dies lässt sich folgendermaßen nachvollziehen. Geht man davon aus, dass sich die tatsächlichen Oberschwingungsquellen in der Wechselrichterbrücke befinden, die in Reihe zur Hauptdrossel des Wechselrichters angeordnet ist und ermittelt man das Thévenin-Äquivalent des Wechselrichters unter Berücksichtigung des ausgangseitig parallelgeschalteten Filterkondensators, stellt sich heraus, dass die wirksame Ersatzspannungsquelle abhängig von den Impedanzen der Filterbauteile ist und ein Maximum bei deren Resonanzfrequenz aufweist.

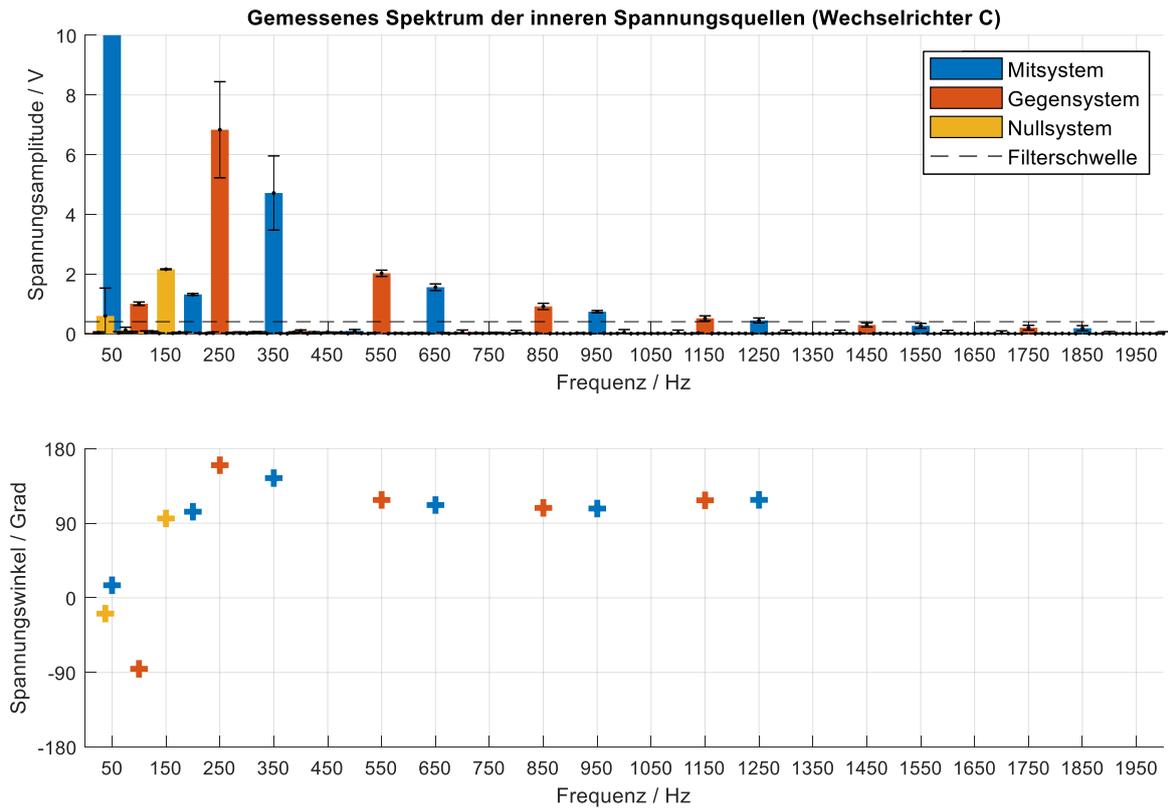
Die Phasenlagen der Spannungsquellen sind auf die Grundschwingungsspannung der Phase L1 bezogen. Sie sind jedoch nur für Frequenzen aussagekräftig, bei denen ein ausreichender Spannungspegel vorliegt. Ist der Spannungspegel zu gering, werden die Phasenlagen durch Rauschwerte bestimmt und besitzen keine Aussagekraft. Aus diesem Grund wurde in den Darstellungen in Abbildung 37 ff. die Phasenlage nur für solche Frequenzen dargestellt, für die die Spannungsamplitude oberhalb der eingezeichneten Filterschwelle liegt. Die Filterschwelle wurde bei den gezeigten Abbildungen individuell eingestellt, um die jeweiligen charakteristischen Oberschwingungsspannungsquellen von dem Grundrauschen zu separieren. Auch wenn die Phasenlage einer Mehrzahl der signifikanten Harmonischen (5., 7., 11., 13., ...) bei etwa 90° liegen, zeigt sich kein klares Muster.



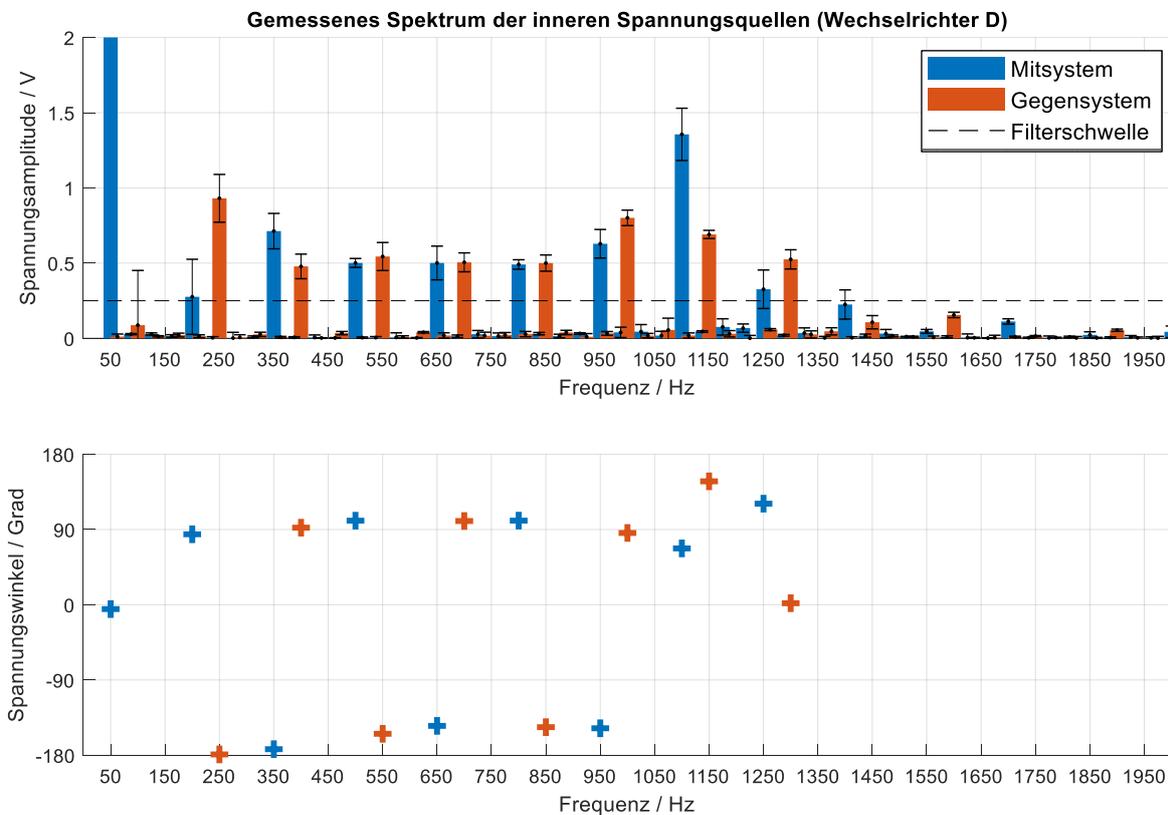
**Abbildung 37:** Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter A bei Nennbetriebsbedingungen (Totzeitkompensation deaktiviert)



**Abbildung 38:** Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter B bei Nennbetriebsbedingungen



**Abbildung 39:** Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter C bei Nennbetriebsbedingungen



**Abbildung 40:** Gemessenes Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter D bei halber Nennleistung

## 4.4 Einflüsse verschiedener Betriebsparameter auf das Thévenin-Äquivalent

Mit dem Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie erfolgt eine Charakterisierung des Wechselrichters für einen gegebenen Arbeitspunkt. Es stellt sich die Frage inwiefern die ermittelten Spektren und Impedanzverläufe vom Arbeitspunkt des Wechselrichters abhängen. Im Folgenden werden für verschiedene Arbeitspunktvariationen exemplarische Messergebnisse für die Wechselrichter A, B und C vorgestellt und diskutiert.

### 4.4.1 Einfluss der Wechselrichterleistung

Abbildung 41 zeigt das Spektrum der inneren Spannungsquellen von Wechselrichter A für drei verschiedene Einspeiseleistungen. Die Pegel der einzelnen Oberschwingungen schwanken unregelmäßig mit Variation der Einspeiseleistung. Dies konnte auch bei Wechselrichter B (vgl. Abbildung 43) und Wechselrichter C (vgl. Abbildung 45) beobachtet werden. In Kapitel 5.1.2 wird dieses Verhalten mit dem stromabhängigen Totzeiteffekt erklärt.

Für die ermittelten Verläufe der Ausgangsimpedanzen ergibt sich ein differenziertes Bild. Während Wechselrichter B eine vergleichsweise stabile Ausgangsimpedanz bei Leistungsänderungen (vgl. Abbildung 44) aufweist, zeigen Wechselrichter A und C eine klare Abhängigkeit der Ausgangsimpedanz v. a. im niedrigen Frequenzbereich (vgl. Abbildung 42 und Abbildung 46). In beiden Fällen sinkt die Ausgangsimpedanz mit steigender Leistung. Vor allem bei Wechselrichter C ist zu beobachten, dass sich die Phasenlage bei steigender Leistung vom ohmsch-kapazitiven Bereich in Richtung ohmsch-induktiven Bereich dreht.

Die genannten Leistungsabhängigkeiten zeigen sich klar im Frequenzbereich der Regelbandbreite. Die Gründe für das unterschiedliche Verhalten sind in der jeweiligen regelungstechnischen Umsetzung zu suchen. Ansatzweise werden dazu in Kapitel 6.2 Erklärungen präsentiert. Grundsätzlich bleibt festzuhalten, dass für die Leistungsabhängigkeit der Spannungsspektren und der Ausgangsimpedanz im niedrigen Frequenzbereich keine allgemeingültigen Aussagen getroffen werden können.

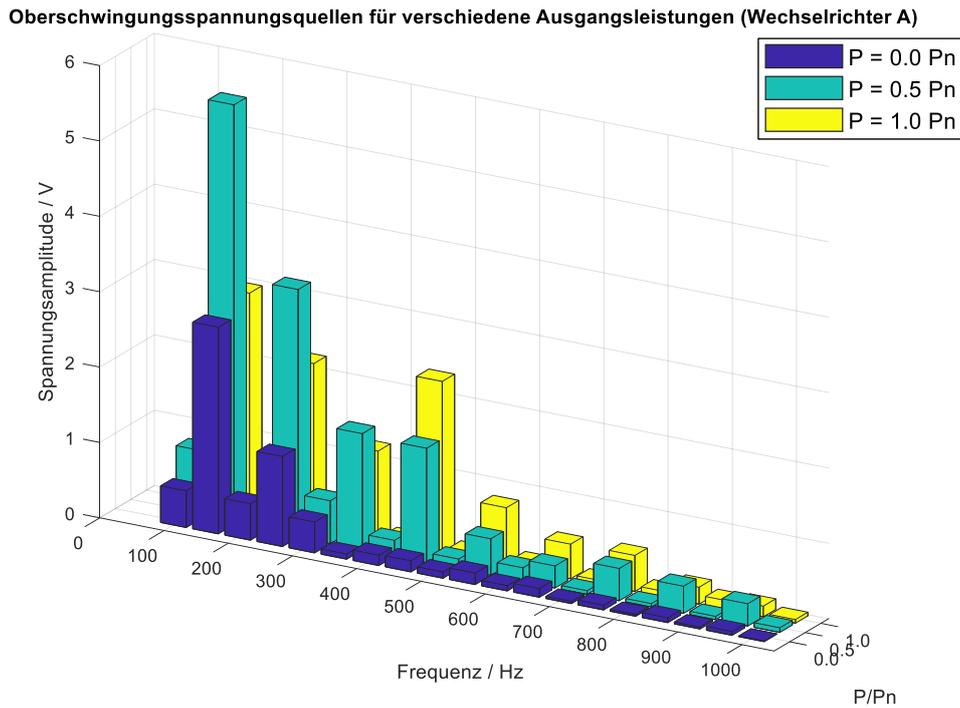


Abbildung 41: Variation der Einspeiseleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter A

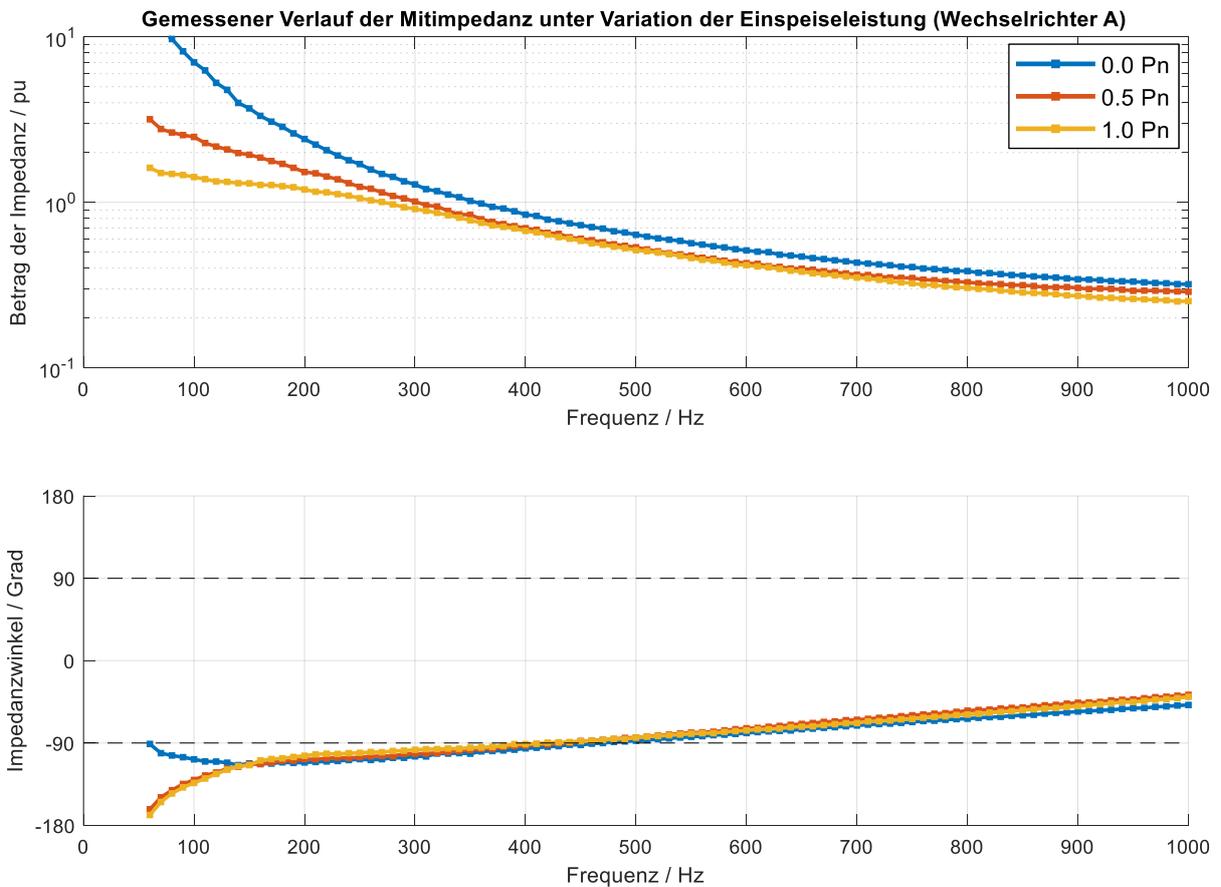


Abbildung 42: Variation der Einspeiseleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter A

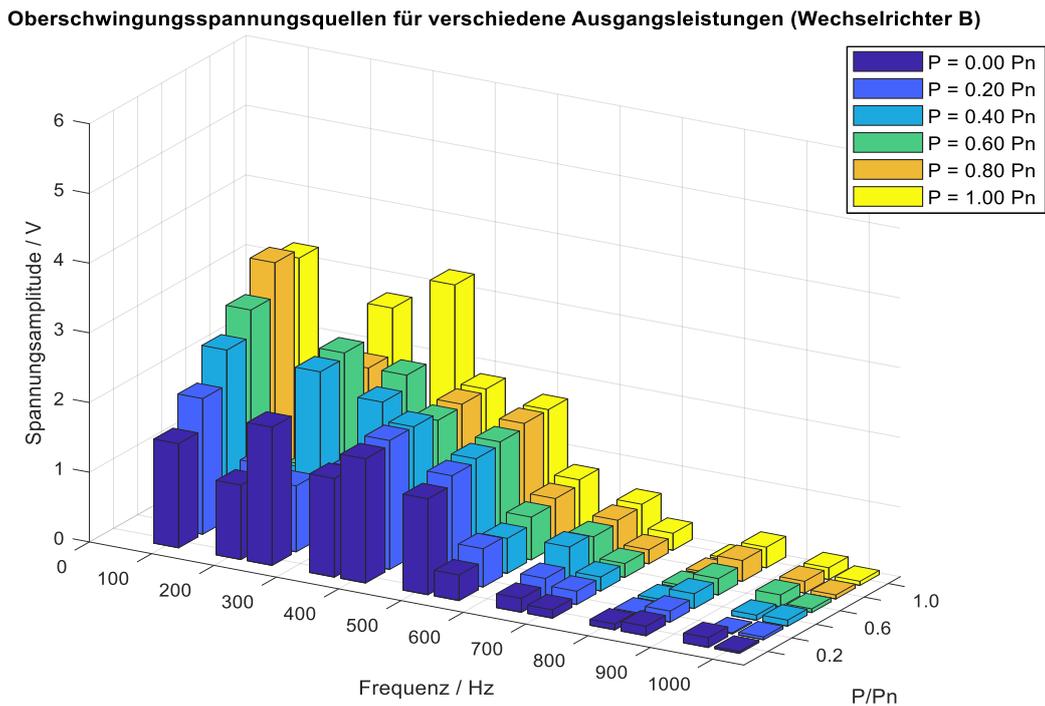


Abbildung 43: Variation der Einspeiseleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter B

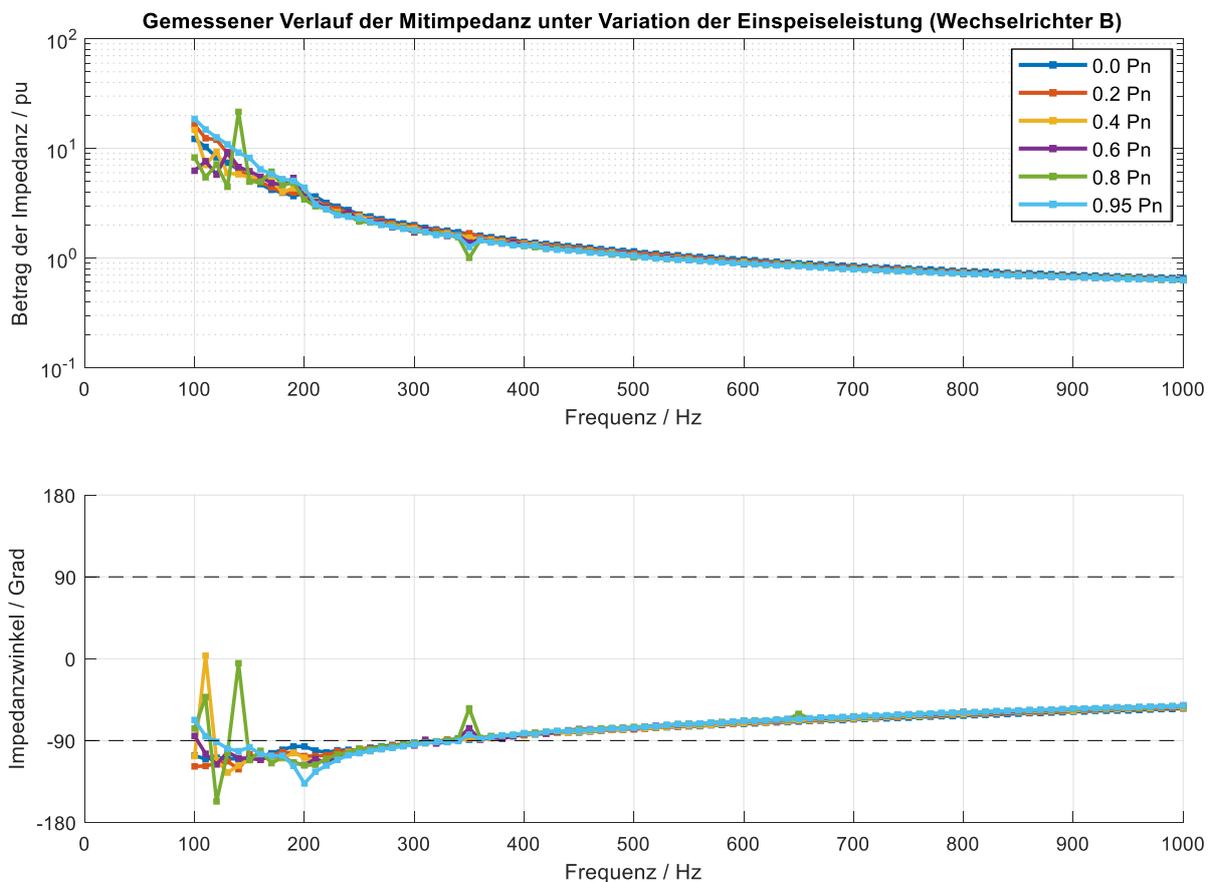
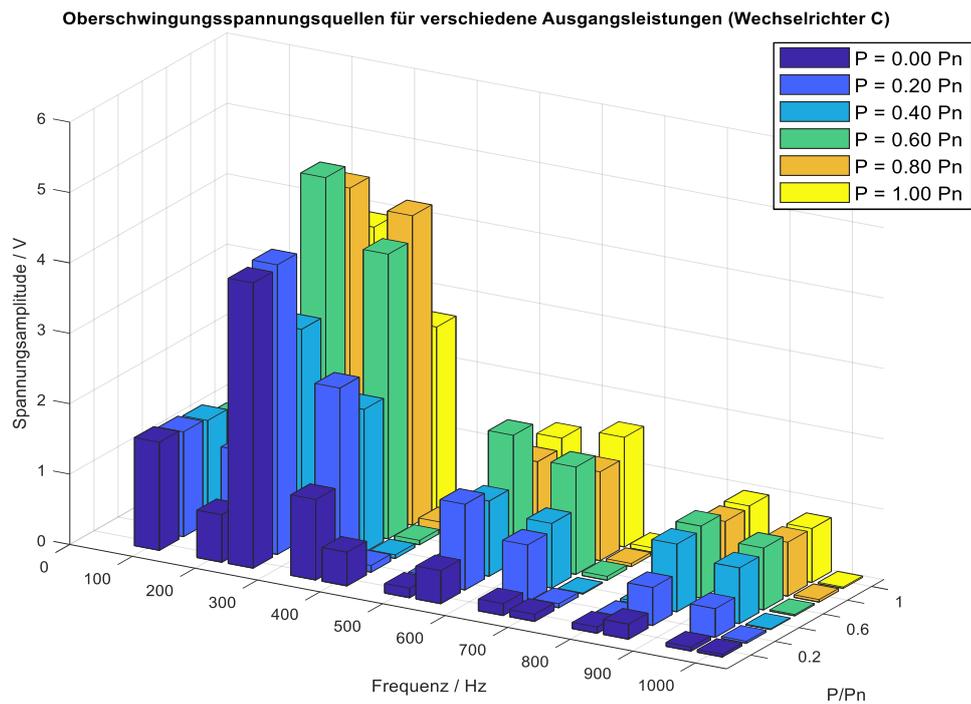
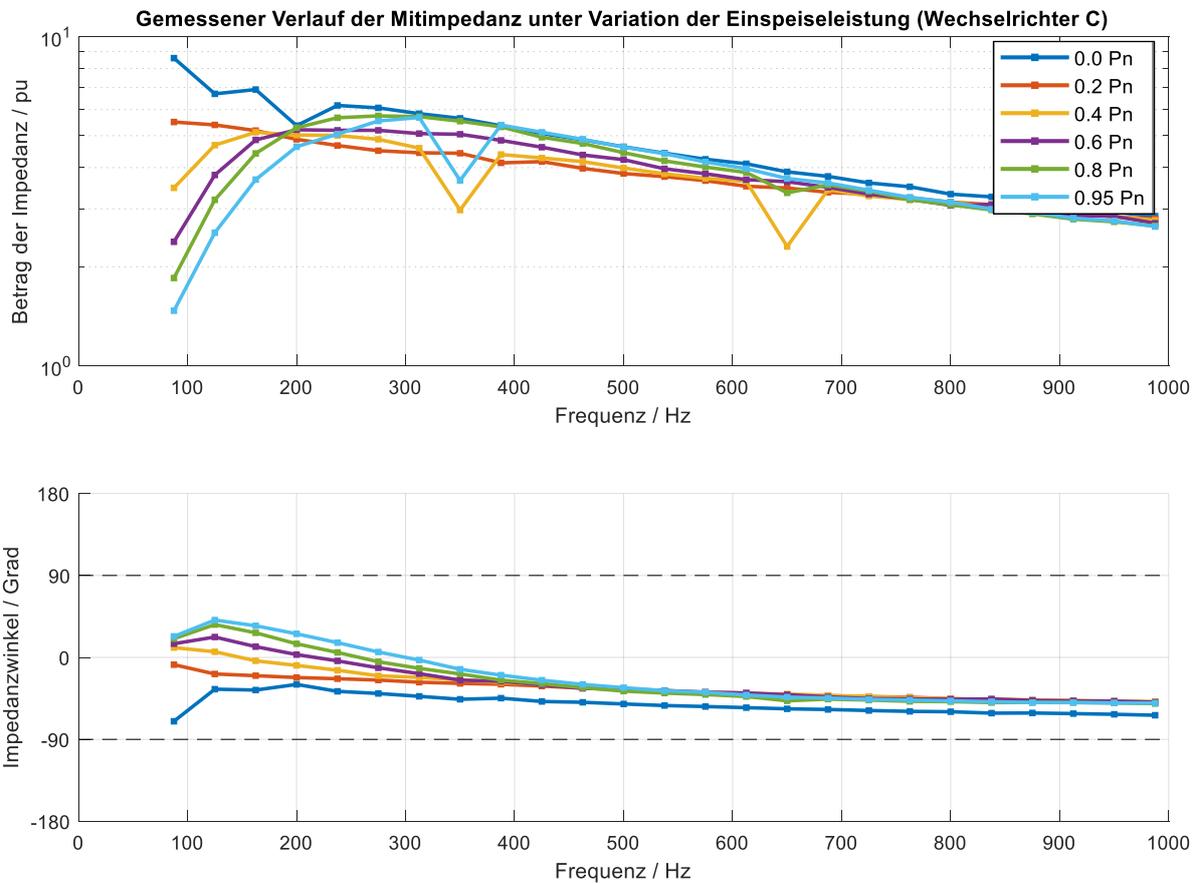


Abbildung 44: Variation der Einspeiseleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter B



**Abbildung 45:** Variation der Einspeiseleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter C



**Abbildung 46:** Variation der Einspeiseleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter C

## 4.4.2 Einfluss der Blindleistung

Für Wechselrichter C wurde eine Messreihe unter Variation der Blindleistung aufgenommen. Genauer genommen wurde unter Beibehaltung der Nennscheinleistung der Leistungsfaktor  $\cos \varphi$  in 0,1-Schritten zwischen 0,7<sub>induktiv</sub> und 0,7<sub>kapazitiv</sub> variiert. Abbildung 47 zeigt das ermittelte Spektrum der inneren Spannungsquellen. Auch hier zeigen sich – wie schon bei der Wirkleistungsvariation – unregelmäßig schwankende Pegel. Eine wahrscheinliche Erklärung liefert die Abhängigkeit des Totzeiteffekts vom Leistungsfaktor.

Beim Verlauf der Ausgangsimpedanz lässt sich zunächst feststellen, dass sich der Phasenwinkel der Ausgangsimpedanz im niedrigen, regelungstechnisch beeinflussten Frequenzbereich bei induktivem Leistungsfaktor erwartungsgemäß in den induktiven Bereich verschiebt. Interessanterweise zeigen sich bei einer Blindleistungsvariation Unterschiede zwischen der Mitsystemimpedanz (s. Abbildung 48) und der Gegensystemimpedanz (s. Abbildung 49). Während sich für die Mitsystemimpedanz eine Resonanzstelle bei etwa 200 Hz abzeichnet (man beachte auch den Schnittpunkt der Impedanzwinkelkurven), ist für die Gegensystemimpedanz zunächst keine eindeutige Resonanzstelle zu identifizieren. Jedoch findet sich ein Schnittpunkt der Impedanzwinkelkurven bei ca. 100 Hz. Eine mögliche Erklärung für diese 100-Hz-Verschiebung ist der Einfluss einer d/q-Transformation als Teil der Regelung, deren Auswirkung auf die Gegensystemimpedanz in Kapitel 6.2.5 diskutiert wird.

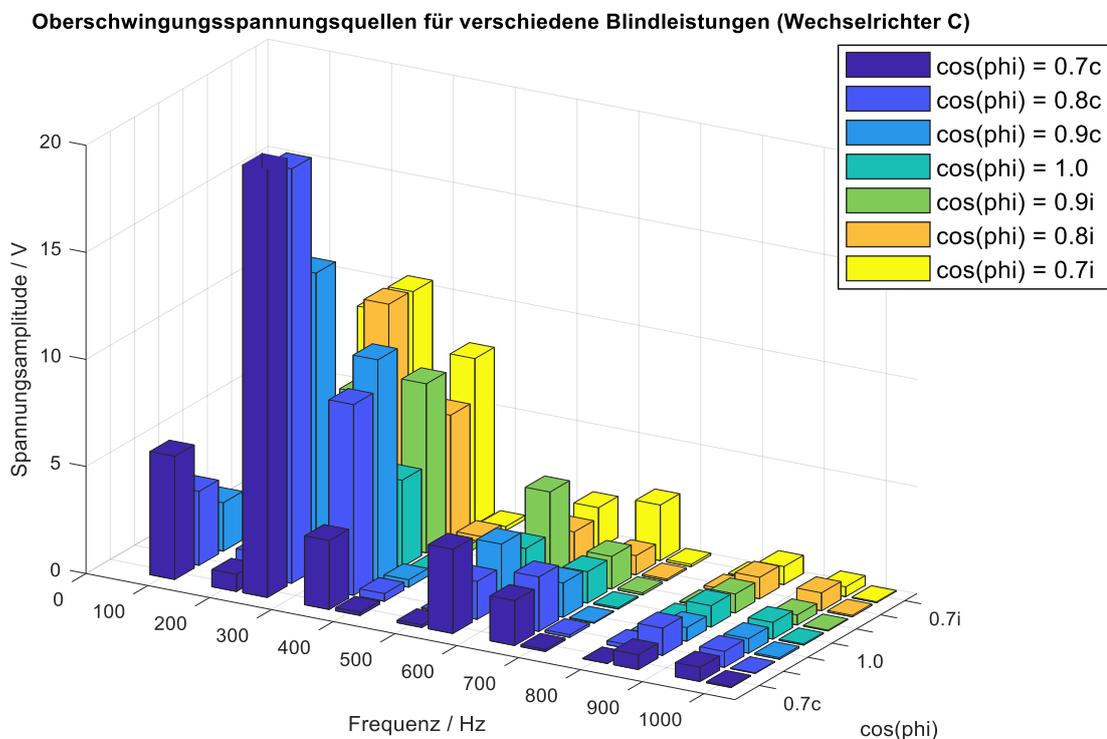


Abbildung 47: Variation der Blindleistung: Spektrum der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter C

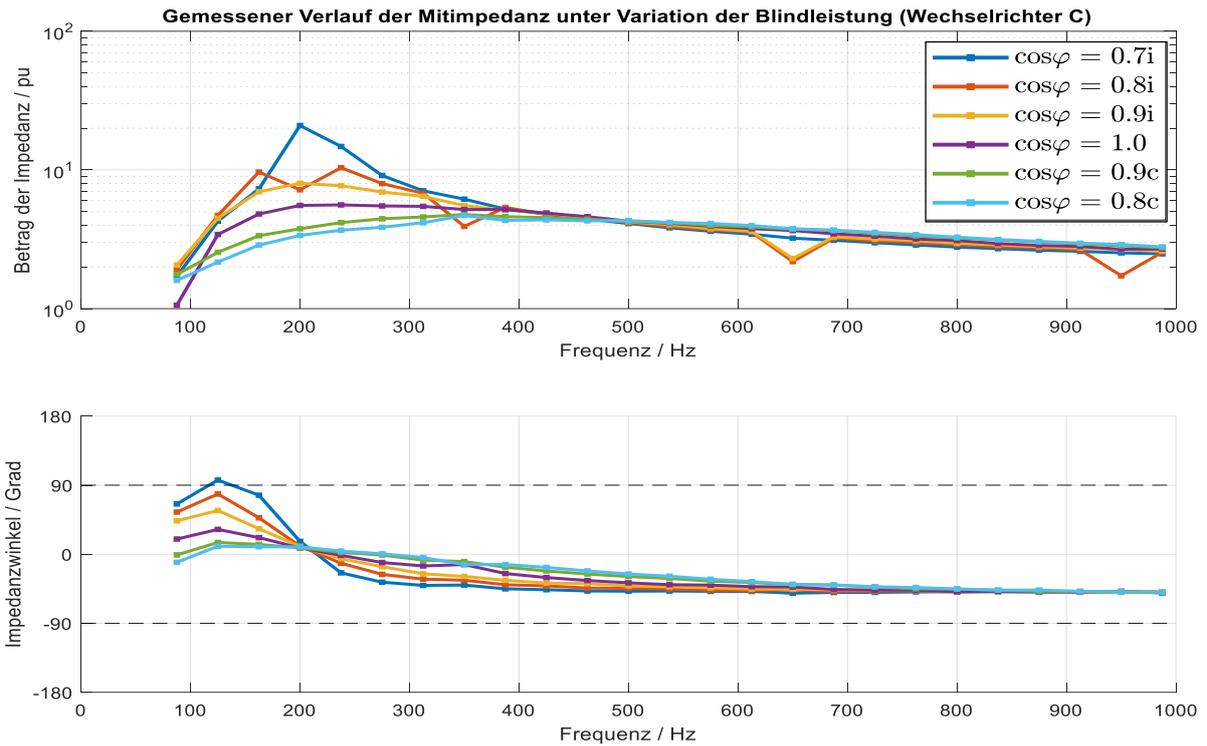


Abbildung 48: Variation der Blindleistung: Gemessener Verlauf der Mitsystemimpedanz für Wechselrichter C.

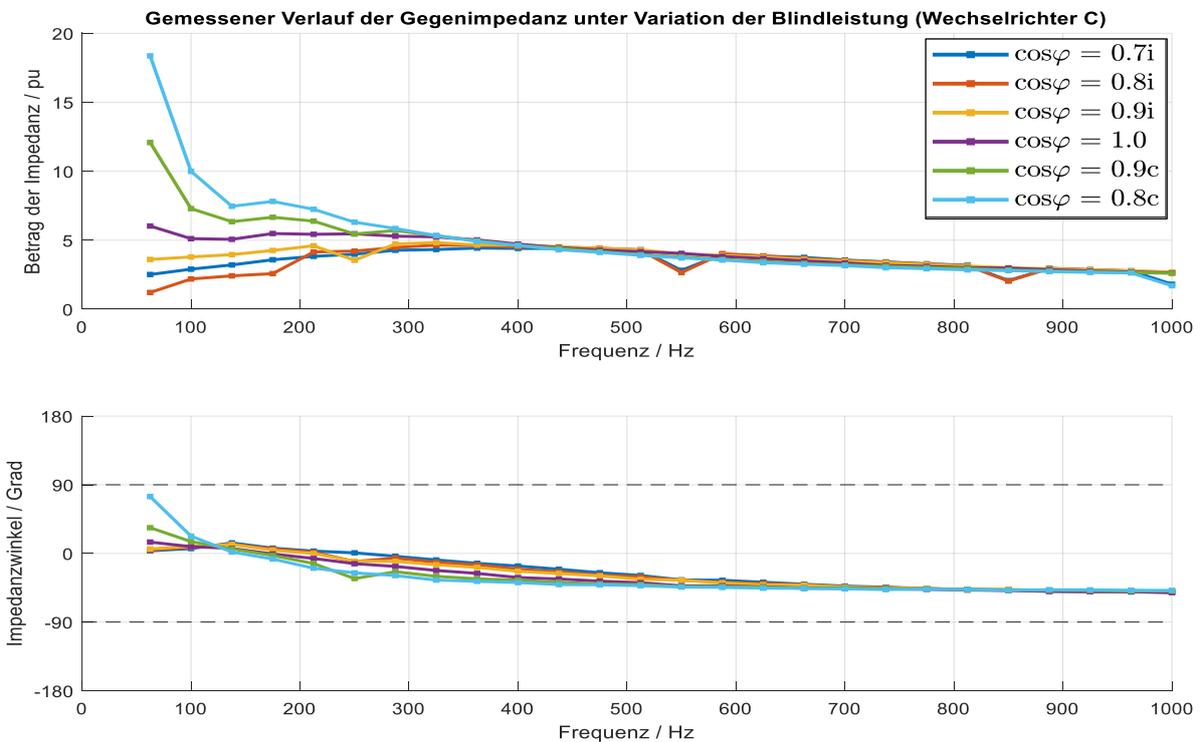


Abbildung 49: Variation der Blindleistung: Gemessener Verlauf der Gegensystemimpedanz für Wechselrichter C

## 4.5 Schlussfolgerungen

Grundschwingsbezogene Oberschwingungsquellen beeinflussen den Verlauf des  $U/I$ -Verhältnisses, das mittels direkter Impedanzspektroskopie ermittelt wird, signifikant. Dieser Effekt lässt sich v. a. bei den Frequenzen der niedrigen Harmonischen klar beobachten. Das  $U/I$ -Verhältnis spiegelt demnach nicht in jedem Fall die wirksame Impedanz des Wechselrichters wider.

Es konnte jedoch gezeigt werden, dass mittels der differentiellen Impedanzspektroskopie die inneren Oberschwingungsspannungsquellen eines Wechselrichters und der tatsächlich wirksame Impedanzverlauf des Wechselrichters bestimmt werden können. Die Interpretation des Wechselrichters als Thévenin-Äquivalent liefert für die gezeigten Fälle plausible Ergebnisse.

Damit steht ein Verfahren zur Verfügung, das es ermöglicht, sowohl den wirksamen Impedanzverlauf wie auch die repräsentativen inneren Oberschwingungsquellen eines Wechselrichters messtechnisch zu ermitteln. Der Impedanzverlauf kann für Resonanzuntersuchungen an gegebenen Netzanschlusspunkten genutzt werden, während auf Basis der so ermittelten Spannungsquellen eine verbesserte Aussage über die tatsächlich vom Wechselrichter emittierten Netzurückwirkungen getroffen werden kann.



# 5 Wechselrichterinterne Oberschwingungsquellen

Das Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie betrachtet den zu charakterisierenden Wechselrichter als „Blackbox“. Aus den Ergebnissen kann folglich zunächst nicht direkt auf die Ursachen für die ermittelten internen Oberschwingungsquellen geschlossen werden. Um ein besseres Verständnis für die charakteristischen Zusammenhänge zwischen physikalischen Effekten und den messbaren Spektren der Oberschwingungsquellen zu erlangen, wird in diesem Kapitel theoretisch, simulativ und messtechnisch untersucht, welche Eigenschaften die Ausbildung von internen Oberschwingungsquellen in Wechselrichtern hervorrufen. Aus den gewonnenen Erkenntnissen werden abschließend allgemeine Schlussfolgerungen zur Einordnung von wechselrichterinternen Oberschwingungsspannungsquellen gezogen.

Wechselrichterinterne Oberschwingungsspannungsquellen lassen sich zunächst in die folgenden, drei grundsätzliche Kategorien einteilen:

- Harmonische Oberschwingungsquellen mit Bezug zur Grundschwingung
- Taktfrequenzbezogene Oberschwingungsquellen
- Regelungstechnisch induzierte Oberschwingungsquellen

In den folgenden Unterkapiteln werden für diese Oberschwingungskategorien die jeweiligen Zusammenhänge analysiert.

## 5.1 Harmonische Oberschwingungsquellen

Ein Wechselrichter ist im Allgemeinen ein stark nichtlineares System. Dies zeigt sich u. a. darin, dass ein Wechselrichter selbst beim Betrieb an einer idealen, Oberschwingungsfreien Netzspannung mit harmonischen Strom Oberschwingungsanteilen reagiert. Abbildung 50 zeigt eine entsprechende Prinzipdarstellung, in der ein Wechselrichter mit einer Grundschwingungsspannung  $\underline{U}_{N,1}$  versorgt wird und neben dem Grundschwingungsstrom  $\underline{I}_{\text{mess},1}$  die Strom Oberschwingungsanteile  $\underline{I}_{\text{mess},2}$ ,  $\underline{I}_{\text{mess},3}$ ,  $\underline{I}_{\text{mess},4}$ , ... einspeist.

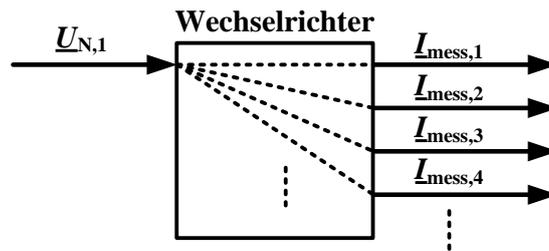


Abbildung 50: Prinzipdarstellung eines Wechselrichters mit harmonischen Oberschwingungsquellen

Dieses nichtlineare Verhalten lässt sich für einen gegebenen stationären Arbeitspunkt durch eine Reihenschaltung einer frequenzabhängigen Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und harmonischen Oberschwingungsquellen  $\underline{U}_{WR,k}$  beschreiben, wie es in Abbildung 51 dargestellt ist. Die harmonischen Spannungsquellen besitzen dabei ein Vielfaches der Grundfrequenz und sind abhängig von deren Phasenlage und Amplitude.

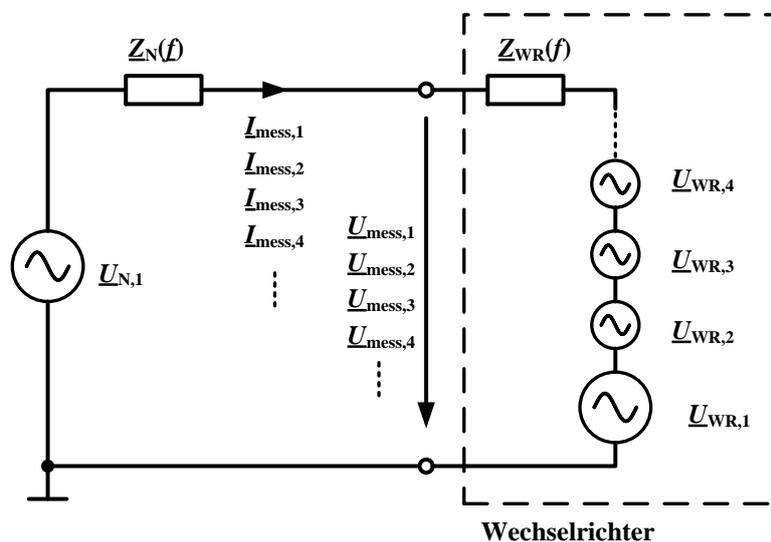
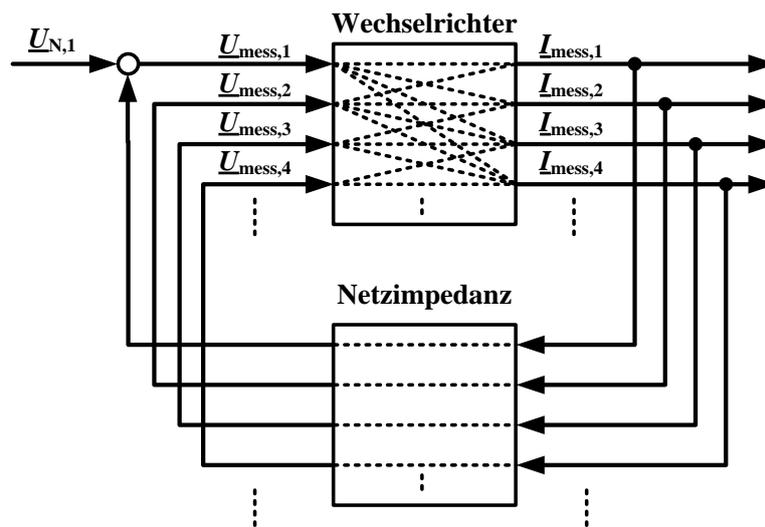


Abbildung 51: Prinzipersatzschaltbild eines Wechselrichters mit internen harmonischen Oberschwingungsquellen und frequenzabhängiger Ausgangsimpedanz

An dieser Stelle sei der Vollständigkeit halber darauf hingewiesen, dass es durch den Spannungsabfall über der Netzimpedanz  $\underline{Z}_N$  zu einer Rückkopplung der Stromharmonischen auf die Klemmenspannung des Wechselrichters  $\underline{U}_{WR}$  kommt. Der Wirkzusammenhang ist in Abbildung 52 dargestellt. Der Wechselrichter wird nun nicht mehr nur mit einer idealen, Oberschwingungsfreien Netzspannung beaufschlagt. Es kommt zu einer Anregung mit verschiedenen harmonischen Frequenzen, die wiederum für sich jeweils eine Stromantwort in verschiedenen Frequenzen hervorrufen können. Diese überlagern sich zudem gegenseitig. Die Beziehungen zwischen den Spannungen und Strömen unterschiedlicher Frequenzen lassen sich, wie in [49] beschrieben, mittels einer sog. „Harmonic Transfer Matrix“ beschreiben. Es ist jedoch zu erwarten, dass der Beitrag zu den Harmonischen Oberschwingungsquellen, der aus der Rückkopplung entsteht, im Vergleich zu den unmittelbar grundschwingungsbezogenen

Harmonischen eher gering ist [36]. Ferner spielt bei der Impedanzspektroskopie die Stromantwort auf anderen Frequenzen für die Bestimmung der Impedanz bei der Anregefrequenz keine Rolle, sofern sichergestellt ist, dass eine Rückkopplung von Nebenfrequenzantworten über externe Pfade auf die ursprüngliche Anregefrequenz nicht stattfindet. Diese Annahme wird für die Betrachtungen in dieser Arbeit vorausgesetzt. Aus diesen Gründen werden in dieser Arbeit die Auswirkungen des „Harmonic Transfer“ nicht weitergehend betrachtet.



**Abbildung 52:** Rückkopplung der Stromharmonischen eines Wechselrichters auf die Klemmenspannung aufgrund der Netzimpedanz

Physikalische Ursachen für die Ausbildung von harmonischen Oberschwingungsquellen besitzen im Allgemeinen einen systematischen Bezug zur Grundschwingung und lassen sich Effekten zuordnen, die sich periodisch mit der Grundfrequenz wiederholen. Sie sind die Auswirkung von Nichtlinearitäten und bewirken im quasi-stationären Zustand eine konstante Verzerrung des Strom- bzw. Spannungsverlaufs. Ursächlich für die Ausbildung von Oberschwingungsquellen in Wechselrichtern sind:

- Nichtlinearitäten passiver Bauteile (v. a. Drosselpulen) im Leistungspfad
- Nichtlinearitäten der Wechselrichterbrücke
- Nichtlinearitäten in der Messwerterfassung

Sie werden im Folgenden eingehend analysiert.

### 5.1.1 Nichtlineare Drosselspulen

Zu den relevanten passiven Bauteilen im Leistungspfad gehören die für den Aufbau des Ausgangsfilters verwendeten Drosseln und Kondensatoren. Sofern deren Induktivität bzw. Kapazität über den auftretenden Strom- bzw. Spannungsbereich nicht konstant ist, führt eine sinusförmige Anregung der Bauteile zu einer nicht-sinusförmigen Reaktion. Bevor im Folgenden die Auswirkung nichtlinearer Drosselspulen diskutiert wird, soll zunächst kurz auf die Eigenschaften von Kondensatoren eingegangen werden.

Kondensatoren, deren Dielektrika eine von der elektrischen Feldstärke abhängige Permittivität  $\epsilon(E)$  besitzen, zeigen eine von der angelegten Spannung abhängige Kapazität. Dieser nichtlineare Effekt ist vor allem bei keramischen Kondensatoren ausgeprägt [50]. Für die Anwendung im Ausgangsfilter von Umrichtern kommen i. d. R. metallisierte Kunststofffolienkondensatoren zum Einsatz, die eine sehr geringe Spannungs- und Temperaturabhängigkeit aufweisen. Aus diesem Grund können Filterkondensatoren in Wechselrichtern als Quelle für Oberschwingungen vernachlässigt werden.

#### 5.1.1.1 Drosselspulen im Ausgangsfilter eines Wechselrichters

Die Filterdrosseln des Sinusfilters besitzen zwei wesentliche Aufgaben. Einerseits sorgen sie durch ihr integrierendes Verhalten dafür, dass die PWM-modulierte, rechteckförmige Brückenausgangsspannung zu einem sinusförmigen Ausgangsstrom integriert wird. Sie bilden damit die notwendige Entkopplung zwischen der Brücken- und Netzspannung. Andererseits gewährleisten sie die erforderliche Filterung der taktfrequenten Frequenzanteile. Als Auslegungskriterium ist zunächst die Induktivität der Drossel von Bedeutung, da über sie die tolerierte taktfrequente Restwelligkeit des Ausgangsstroms festgelegt wird. Ferner ist der Drosselkern mit Blick auf dessen magnetische Sättigungsflussdichte in Abhängigkeit vom maximal auftretenden Scheitelstrom geeignet zu dimensionieren. Für die Entwärmung und die Effizienz des Wechselrichters sind die Kernverluste – v. a. bei der Taktfrequenz – zu berücksichtigen.

Diese Anforderungen führen dazu, dass je nach Leistungsklasse Drosseln mit einer hohen Induktivität vom zweistelligen  $\mu\text{H}$ -Bereich bis in den einstelligen  $\text{mH}$ -Bereich benötigt werden. Dies wird erreicht durch den Einsatz ferromagnetischer Kernmaterialien mit hoher Permeabilitätszahl  $\mu_r$ , wie z. B. lamellierte Siliziumeisenbleche, Eisenpulverkerne oder Ferritkerne. Für Wechselrichter mit Taktfrequenzen größer 10 kHz werden i. d. R. Ferritkerne eingesetzt, da sie bei hohen Taktfrequenzen sehr geringe Kernverluste aufweisen [51].

#### 5.1.1.2 Stromabhängigkeit der Induktivität einer Drossel

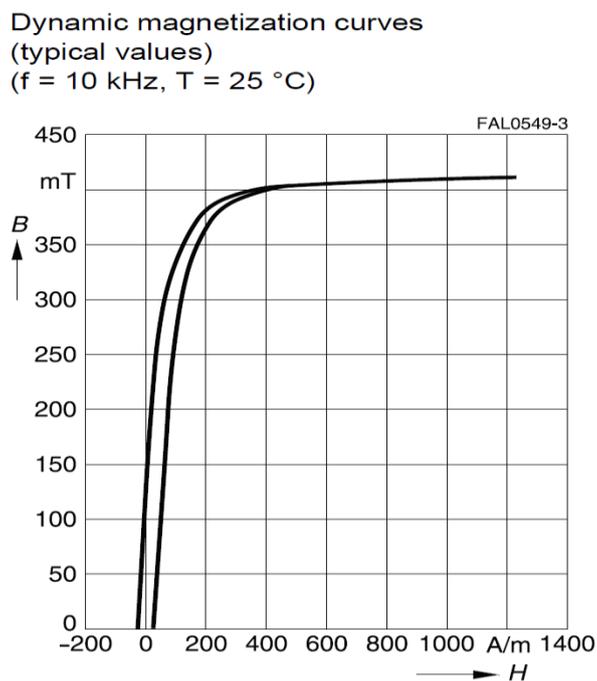
Ferromagnetische Kernmaterialien lassen sich nur begrenzt magnetisieren. Die Sättigungsmagnetisierung liegt für siliziumeisenbasiertes Kernmaterial im Bereich von etwa 1,6 T und für Ferritmaterialien nur im Bereich von 0,4 T. Exemplarisch ist in Abbildung 53 die Magnetisierungskennlinie für das Ferritmaterial N48 abgebildet. Nur

bis zu einer magnetischen Flussdichte von  $B = 300 \text{ mT}$  verhält sich das Material weitgehend linear. In diesem Bereich gilt für die magnetische Flussdichte  $B$  und die magnetische Feldstärke  $H$  der folgende Zusammenhang.

$$B = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H \quad (5.1)$$

Dabei ist  $\mu_0$  die magnetische Feldkonstante und  $\mu_r$  die Permeabilitätszahl. Das Ferritmaterial N48 besitzt eine Anfangspermeabilitätszahl von 2.300. Wird die magnetische Feldstärke  $H$  weiter erhöht, wird das Ferritmaterial in die Sättigung getrieben. Die Permeabilitätszahl  $\mu_r$  ist für diesen Fall nicht mehr konstant, sondern abhängig von  $H$  und sinkt mit zunehmender magnetischer Feldstärke. Dieses nichtlineare Verhalten lässt sich mit der sog. reversiblen Permeabilität  $\mu_{\text{rev}}$  beschreiben [52]. Für das vorliegende Material lässt sich eine maximale Induktion von etwa 400 mT erreichen.

Beim positiven und negativen Durchlaufen der Magnetisierungskurve bildet sich aufgrund der Remanenz des Materials eine Hysteresekurve aus. Die von der Hysterese aufgespannte Fläche ist charakteristisch für die ferromagnetischen Verluste des Materials. Für die weitere Betrachtung wird das Hystereseverhalten der Kernmagnetisierung jedoch nicht berücksichtigt, da es auf die Stromantwort einer Oberschwingungsanregung keinen nennenswerten Einfluss hat und somit die im Folgenden gewonnenen Erkenntnisse nicht signifikant beeinflusst.



**Abbildung 53:** Beispielhafte B-H-Kennlinie des ferromagnetischen Kernmaterials N48. (Quelle: [53])

Für den Zusammenhang zwischen der Induktivität  $L$  einer Drosselspule und dem Drosselstrom  $I_L$  ist die Magnetisierungskennlinie des Kernmaterials, aus dem die Drosselspule aufgebaut ist, entscheidend. Der Zusammenhang erschließt sich aus folgenden Abhängigkeiten. Über die vereinfachte Form des Durchflutungsgesetzes

$$\oint_S \vec{H} \cdot d\vec{s} = I \quad (5.2)$$

sind die magnetische Feldstärke  $\vec{H}$  und der Strom  $I$ , der durch die Fläche fließt, die vom Umlaufintegral entlang des geschlossenen Weges  $S$  gebildet wird, verknüpft. Für eine Drosselspule entspricht  $S$  der Länge des magnetischen Kerns  $l_K$  und Gleichung (5.2) vereinfacht sich mit dem Drosselstrom  $I_L$  zu:

$$H \cdot l_K = I_L \quad (5.3)$$

Aus Gleichung (5.3) wird der proportionale Zusammenhang  $H \sim I_L$  ersichtlich. Damit lässt sich die Abhängigkeit der magnetischen Flussdichte  $B$  vom Drosselstrom  $I_L$  zusammen mit Gleichung (5.1) folgendermaßen definieren:

$$B(I_L) = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{I_L}{l_K} \quad (5.4)$$

Ferner ist der magnetische Fluss  $\Phi$  durch das Flächenintegral der magnetischen Flussdichte  $B$  wie folgt festgelegt.

$$\Phi = \int_A \vec{B} \cdot d\vec{A} \quad (5.5)$$

Wobei für  $\vec{A}$  im Falle einer Drosselspule die Querschnittsfläche des Kerns  $A_K$  ist und Gleichung (5.5) vereinfacht sich zu:

$$\Phi = B \cdot A_K \quad (5.6)$$

Für eine Drosselspule mit  $N$  Windungen ist deren Induktivität  $L$  definiert als Proportionalitätsfaktor zwischen dem Drosselstrom  $I_L$  und dem magnetischen Fluss  $\Phi$ , der von den  $N$  Windungen umfasst wird. Es gilt der Zusammenhang:

$$L = \frac{N}{I_L} \cdot \Phi \quad (5.7)$$

Aus den Gleichungen (5.4) und (5.6) sowie (5.7) lässt sich somit für  $L$  folgender Zusammenhang ableiten:

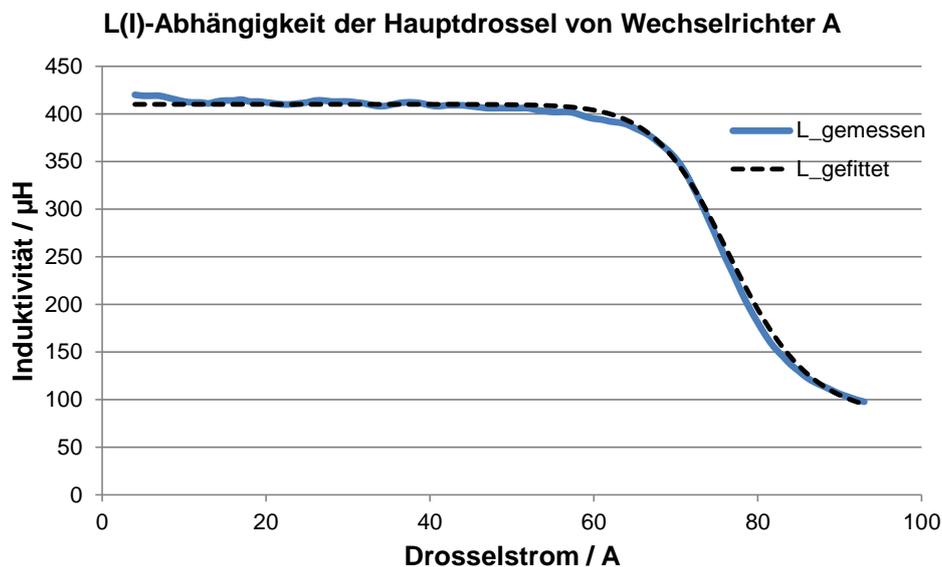
$$L = \frac{N}{I_L} \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{I_L}{l_K} \cdot A_K = N \cdot \frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_K}{l_K} \quad (5.8)$$

Der Term  $\frac{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A_K}{l_K}$  ist dabei nur abhängig von der Geometrie und den Materialeigenschaften des Drosselkerns und wird in Datenblättern meist als  $A_L$ -Wert angegeben. Die Induktivität der Drossel ist demzufolge nur abhängig von den Konstanten  $N$  und  $A_L$ . Dies gilt aber nur solange der Kern im linearen Bereich betrieben wird. Andernfalls ist  $\mu_r$  – wie bereits festgestellt – abhängig von  $H$  und damit gemäß Gleichung (5.3) auch abhängig vom Drosselstrom  $I_L$ . Folgerichtig ist dann auch die Induktivität  $L$  abhängig von  $I_L$ .

$$L(I_L) = N \cdot \frac{\mu_0 \cdot A_K}{l_K} \cdot \mu_r(I_L) \quad (5.9)$$

Dieser Umstand lässt sich messen, indem die Induktivität einer Drossel in Abhängigkeit eines angelegten Bias-Stroms vermessen wird. Abbildung 54 zeigt eine  $L(I)$ -Kurve für die Hauptdrossel von Wechselrichter A. Zu erkennen ist ein weitgehend konstanter Induktivitätsverlauf der Drossel bis zu einem Strom von etwa 60 A. Bei höheren Strömen wird der Drosselkern in die Sättigung getrieben und die Induktivität bricht stark ein.

Bei der Dimensionierung einer Filterdrossel ist daher der maximal auftretende Spitzenstrom zu beachten und es gilt zu vermeiden, dass die Drossel im Sättigungsbereich betrieben wird. Andernfalls steigen die Spitzenströme überproportional stark an, was nicht nur die Halbleiterbauelemente gefährdet und Verluste verursacht, sondern auch zur Ausbildung von Oberschwingungen führt, was im Folgenden näher erläutert wird.



**Abbildung 54:** Gemessener und gefitteter Verlauf der stromabhängigen Induktivität der Hauptdrossel von Wechselrichter A

### 5.1.1.3 Ermittlung von Oberschwingungsquellen nichtlinearer Drosseln

Der Induktivitätsverlauf einer Drossel kann näherungsweise auf Basis folgender Formel mathematisch beschrieben werden.

$$L(I) = (L_0 - L_{sat}) \frac{1}{(\alpha \cdot I)^\beta + 1} + L_{sat} \quad (5.10)$$

Dabei steht  $L_0$  für die Anfangsinduktivität der Drossel bei  $I_L = 0 \text{ A}$  und  $L_{sat}$  für die Sättigungsinduktivität. Bei  $\alpha$  und  $\beta$  handelt es sich um Anpassfaktoren, die den charakteristischen Verlauf der  $L(I)$ -Kurve beschreiben.

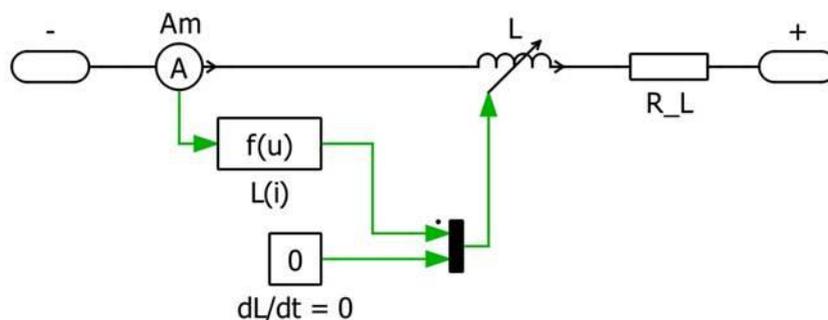
Der Induktivitätsverlauf für die Hauptdrossel von Wechselrichter A wurde mittels Gleichung (5.10) und den Parametern in Tabelle 9 angenähert und ist in Abbildung 54 gestrichelt dargestellt.

**Tabelle 9:** Parameter für die Annäherung der  $L(I)$ -Abhängigkeit gemäß Gleichung (5.10) für die Hauptdrossel von Wechselrichter A

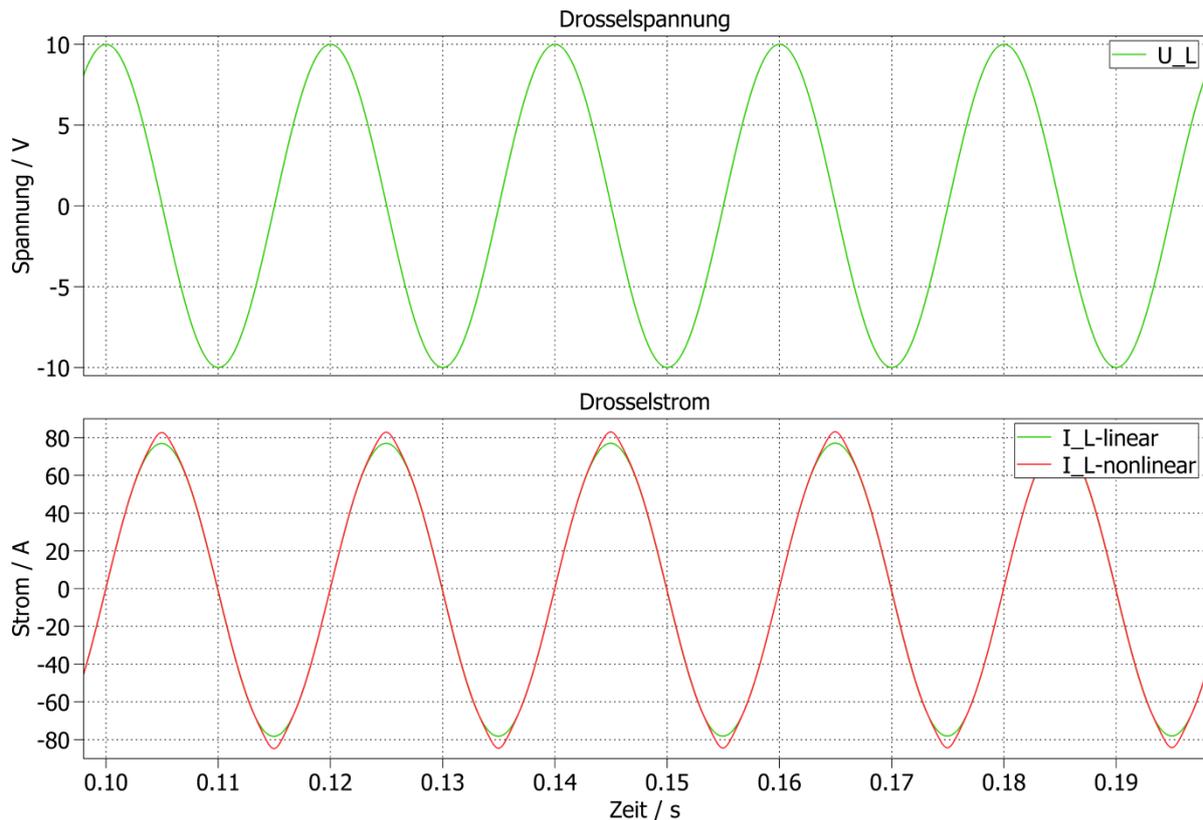
$L_0$	$L_{sat}$	$\alpha$	$\beta$
410 $\mu\text{H}$	80 $\mu\text{H}$	0,013 $\frac{1}{\text{A}}$	16

Mit dem nun analytisch beschriebenen  $L(I)$ -Verlauf der Drossel kann ein Simulationsmodell für die nichtlineare Drossel erstellt werden. Abbildung 55 zeigt die Realisierung in der Simulationsumgebung PLECS. Für den Block „ $f(u)$ “ ist dabei Gleichung (5.10) hinterlegt und sorgt dafür, dass die Induktivität der Drossel in Abhängigkeit des Stroms gesteuert wird.

Wird an das nichtlineare Drosselmodell eine sinusförmige Spannung angelegt, die einen Drosselstrom hervorruft, dessen Scheitelwerte den Sättigungsbereich erreichen, wird der Drosselstrom gegenüber dem einer linearen Drossel verzerrt und nähert sich einem Dreieckverlauf an. Abbildung 56 zeigt entsprechende simulierte Stromverläufe.



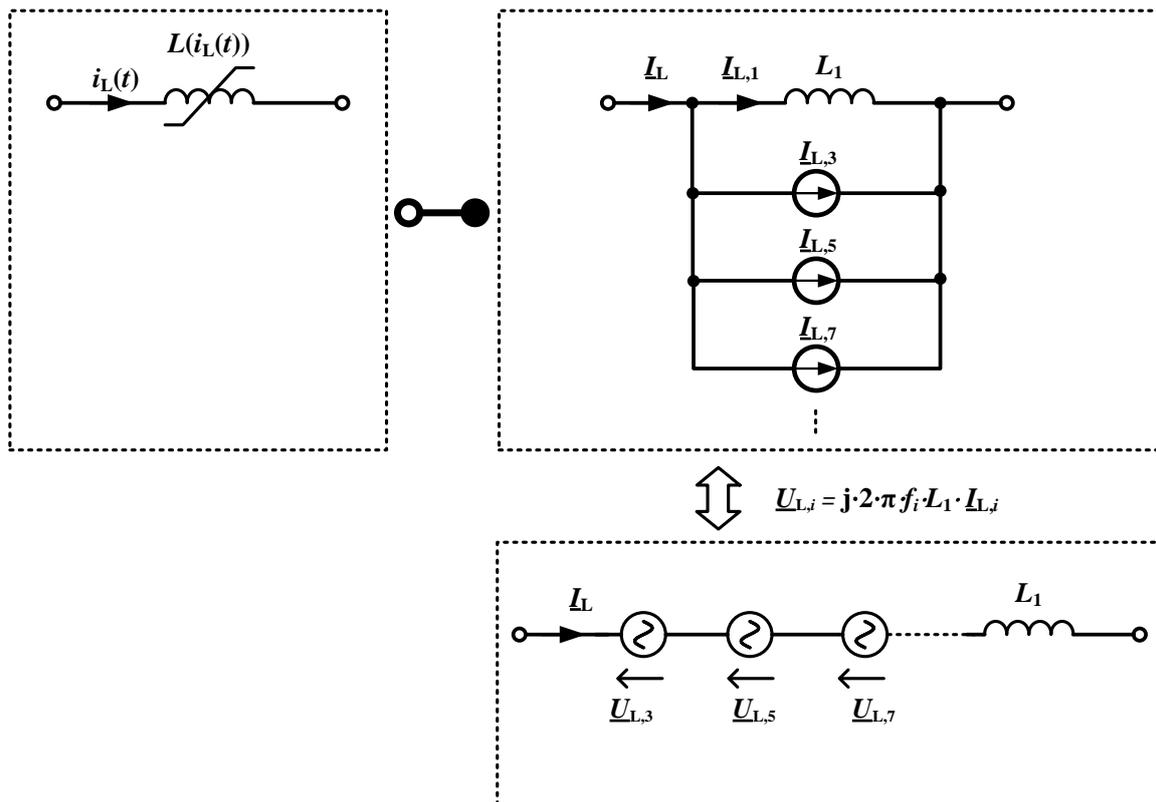
**Abbildung 55:** PLECS-Modell einer nichtlinearen Drossel



**Abbildung 56:** Simulierte Auswirkung der Kernsättigung auf den Drosselstrom. Angelegte Drosselspannung (oben) und Ströme einer nichtlinearen Drossel (unten, rot) im Vergleich zu einer linearen Drossel (unten, grün)

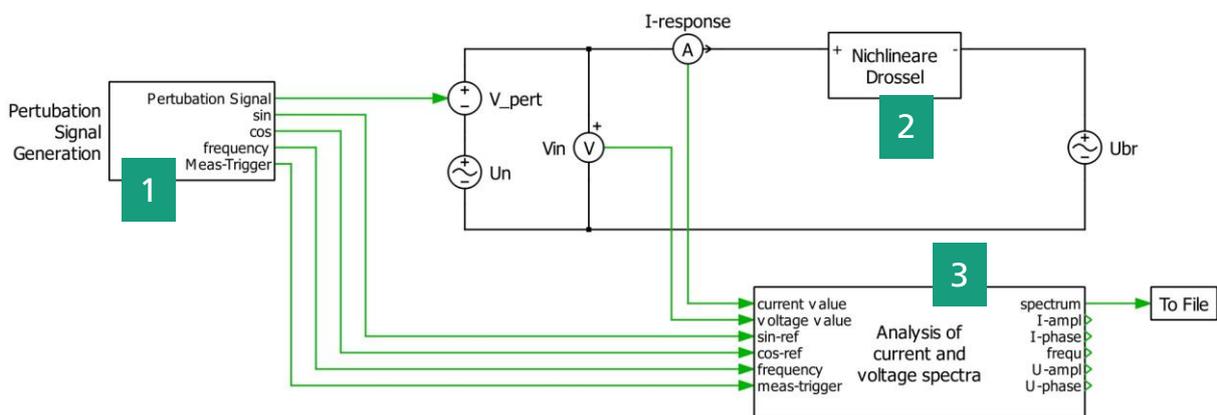
Das nichtlineare Verhalten der Drossel lässt sich im Frequenzbereich analysieren. MASTROMAURO ET AL. stellen in [54] ein Drosselmodell vor, das das nichtlineare Verhalten mittels gesteuerter Quellen magnetischen Flusses beschreibt, die jeweils vom Grundschwingungsstrom abhängig sind. Die Flussquellen führen in diesem Ansatz elektrisch gesehen zu parallelen, harmonischen Stromquellen, die die Stromverzerrung widerspiegeln.

Abbildung 57 symbolisiert einen ähnlichen Ansatz, bei dem das Verhalten einer nichtlinearen Drossel für einen quasi-stationären Arbeitspunkt – wie dem in Abbildung 56 dargestellten – im Frequenzbereich als Norton-Äquivalent bestehend aus einer linearen Induktivität  $L_1$  und den parallelen Oberschwingungsstromquellen  $\underline{I}_{L,k}$  abgebildet wird. Da in dieser Arbeit vorrangig die Betrachtung von Oberschwingungsquellen in Wechselrichtern als Spannungsquellen behandelt wird, zeigt Abbildung 57 das entsprechende Thévenin-Äquivalent mit den zugehörigen Oberschwingungsspannungsquellen  $\underline{U}_{L,k}$ . Sowohl die Induktivität  $L_1$  wie auch die Oberschwingungsquellen  $\underline{I}_{L,k}$  bzw.  $\underline{U}_{L,k}$  sind dabei abhängig vom Grundschwingungsstrom  $\underline{I}_{L,1}$  des jeweiligen Arbeitspunktes. Ferner sei angemerkt, dass die Stromverzerrung der nichtlinearen Drossel im quasistationären Zustand halbschwingungssymmetrisch ist und daher nur ungerade Harmonische als Quellen auftreten.



**Abbildung 57:** Nichtlineare Drossel mit stromabhängiger Induktivität im Zeitbereich (links oben) und Repräsentation für einen gegebenen Arbeitspunkt im Frequenzbereich als Norton-Äquivalent (rechts oben) bzw. als Thévenin-Äquivalent (rechts unten)

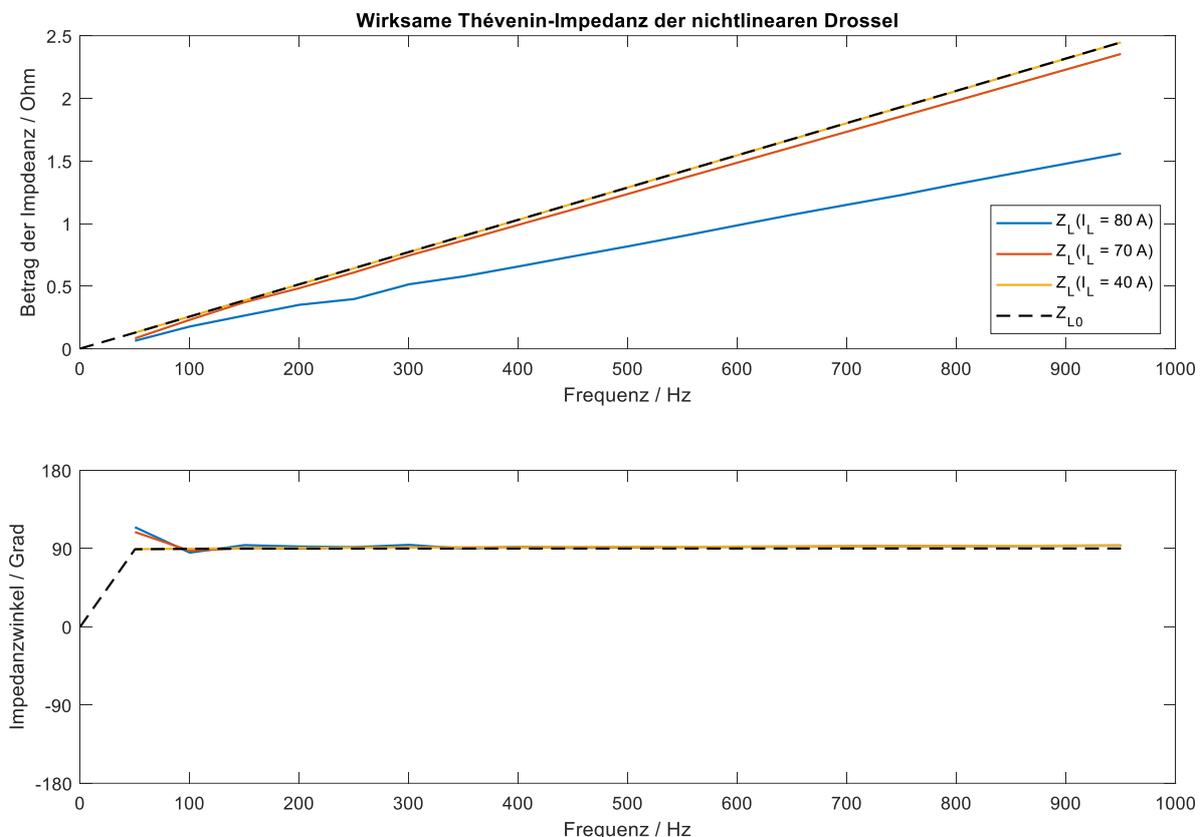
Um nun die Parameter des Thévenin-Äquivalents zu bestimmen, kann das Modell der nichtlinearen Drossel einer differentiellen Impedanzspektroskopie unterzogen werden. Dazu wurde das in Abbildung 58 dargestellte Simulationsmodell erstellt.



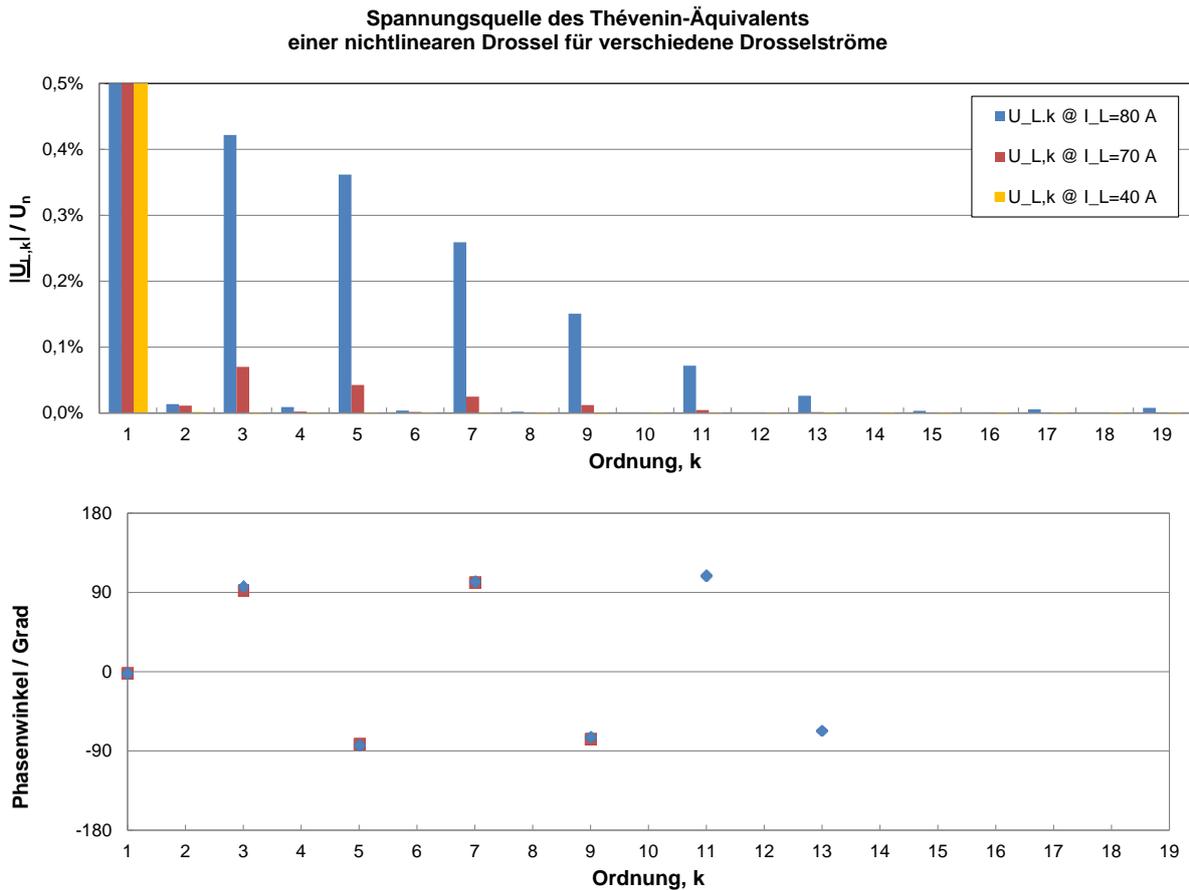
**Abbildung 58:** Simulationsmodell für die differentielle Impedanzspektroskopie einer nichtlinearen Drossel. Erzeugung der Anregesequenz (1), Modell der nichtlinearen Drossel und Aufbereitung der Stromantwort (3)

Aus den gewonnenen Spektren für die verschiedenen Anregungen kann die wirksame Impedanz  $\underline{Z}_L(f)$  des Thévenin-Äquivalents für die nichtlineare Drossel ermittelt werden. Abbildung 59 zeigt den Verlauf von  $\underline{Z}_L(f)$  für verschiedene Strombelastungen der modellierten Hauptdrossel von Wechselrichter A. Für eine Stromamplitude von 40 A wird die Drossel noch in ihrem linearen Bereich betrieben (vgl. Abbildung 54). Der Verlauf der wirksamen Impedanz entspricht für diesen Fall dem Impedanzverlauf einer linearen Drossel mit der Anfangsinduktivität  $L_0 = 410 \mu\text{H}$ . Erreicht die Stromamplitude den Sättigungsbereich der Drossel, was ab etwa 70 A der Fall ist, zeigt sich eine Reduktion der wirksamen Impedanz. Bei einer Stromamplitude von 80 A reduziert sich die wirksame Induktivität auf  $160 \mu\text{H}$ .

Im Gegenzug jedoch steigt für hohe Drosselströme das Spektrum der repräsentativen harmonischen Spannungsquellen  $\underline{U}_{L,k}$  stark an, wie in Abbildung 60 klar zu erkennen ist. Es treten wie erwartet nur ungerade Harmonische auf. Für hohe Stromamplituden ( $I_L = 80 \text{ A}$ ), die den Sättigungsbereich erreichen, liegen die ermittelten Spannungsquellen im Bereich unter 1 % bezogen auf die Grundschwingungsamplitude. Die Pegel der Spannungsquellen sinken rasch ab, so dass sie ab der 9. Harmonischen bereits unter 0,1 % liegen. Bei einem Drosselstrom von 70 A sind die Pegel nur noch gering ausgeprägt und verschwinden vollends für noch kleinere Ströme, die sich im linearen Bereich der Drossel bewegen.



**Abbildung 59:** Verlauf der wirksamen Impedanz  $\underline{Z}_L(f)$  einer nichtlinearen Hauptdrossel für verschiedene Strombelastungen und Vergleich zum Verlauf einer linearen Drossel mit der Induktivität  $L_0$



**Abbildung 60:** Mittels simulierter differentieller Impedanzspektroskopie ermittelte innere Spannungsquellen  $\underline{U}_{L,k}$  der nichtlinearen Hauptdrossel von Wechselrichter A (vgl. Abbildung 54) für verschiedene Strombelastungen

Betrachtet man die Phasenlagen der Oberschwingungsspannungen, die einen nennenswerten Pegel aufweisen (Abbildung 60 unten), ergibt sich ein systematisches Bild abwechselnder Winkel von über  $+90^\circ$  und über  $-90^\circ$ . Dies ist insofern gut nachvollziehbar, da die inneren Oberschwingungsquellen, die den dreieckförmig verzerrten Stromverlauf in Abbildung 56 hervorrufen, bei einer induktiven Innenimpedanz abwechselnd  $90^\circ$  vor- und nachteilend sein müssen.

#### 5.1.1.4 Schlussfolgerungen

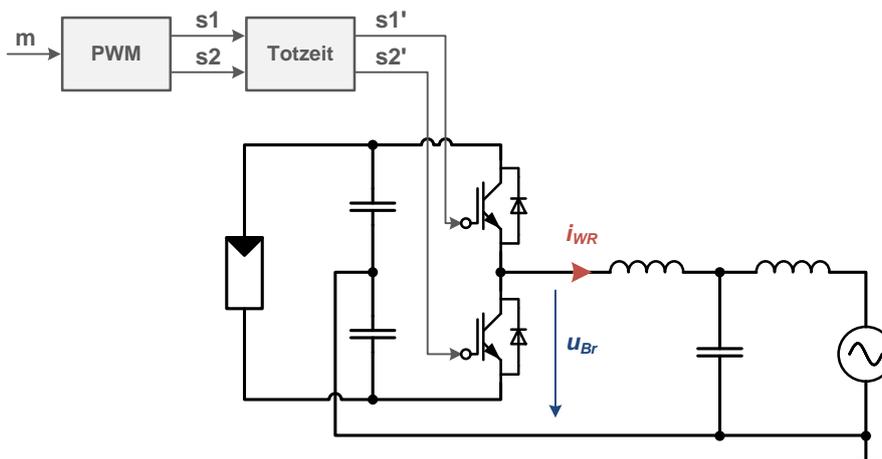
Eine nichtlineare Drossel lässt sich in einem gegebenen Arbeitspunkt als Thévenin-Äquivalent durch die inneren Oberschwingungsspannungsquellen und der wirksamen Impedanz beschreiben. Allerdings bilden sich nennenswerte Oberschwingungsquellen nur für sehr hohe Drosselströme aus, die klar in den Sättigungsbereich der Drossel hineinreichen. Selbst dann beschränken sich die repräsentativen Spannungsquellen auf niedrige Ordnungen. Bei einer Dimensionierung der Hauptdrossel nach dem Stand der Technik, wobei der Sättigungsbereich nicht oder nur annähernd erreicht werden sollte, ist daher der Beitrag der Nichtlinearität der Filterdrosseln zum Oberschwingungsgehalt eines Wechselrichters gering. Verglichen mit nichtlinearen

Effekten der Wechselrichterbrücke, die im nächsten Abschnitt beschrieben werden, sind sie daher i. d. R. vernachlässigbar.

Ferner sei draufhingewiesen, dass die ausgeführten Untersuchungen nur das passive Verhalten einer Drossel berücksichtigen. Etwaige Auswirkungen des Stromreglers, der das nichtlinearere Verhalten der Drossel zumindest teilweise kompensieren kann, wurden nicht berücksichtigt.

### 5.1.2 Der Totzeiteffekt der Wechselrichterbrücke

Einen wesentlichen Einfluss hinsichtlich des nichtlinearen Verhaltens einer Wechselrichterbrücke hat der sog. Totzeiteffekt (engl. „blanking time“). Dessen Auswirkung auf die Ausbildung von harmonischen Oberschwingungsquellen wird im Folgenden ausführlich diskutiert. Die Totzeit  $t_T$ , teilweise auch als Wechselsperrzeit oder Schutzzeit bezeichnet [55], ist nicht zu verwechseln mit einer Totzeit im regelungstechnischen Sinne. Die Totzeit wird im Umschaltmoment zwischen den IGBTs des oberen und unteren Brückenzeiges eingeführt und verzögert das Einschalten des jeweiligen Schalters um  $t_T$ . Dies ist aufgrund der endlichen Ausschaltzeit der IGBTs notwendig, um Brückenkurzschlüsse sicher zu verhindern. Abbildung 61 zeigt das prinzipielle Schaltbild einer PWM-modulierten Wechselrichterhalbbrücke<sup>4</sup>. Aus dem gewünschten Aussteuergrad  $m$  werden per PWM-Modulation die gewünschten Einschaltsignale  $s_1$  und  $s_2$  für die beiden IGBTs eines Brückenzeiges bestimmt. Der nachgeschaltete Totzeitblock fügt die o. g. Totzeitzeit  $t_T$  ein, sodass die IGBTs mit den tatsächlichen Schaltsignalen  $s_1'$  und  $s_2'$  angesteuert werden.



**Abbildung 61:** Halbbrücke eines Wechselrichters mit PWM-Ansteuerung inkl. Totzeitblock

<sup>4</sup> Hinweis: Der besseren Anschaulichkeit halber werden die grundsätzlichen Betrachtungen hier auf der Basis eines B6-Brückenzeiges dargestellt. Für andere Wechselrichtertopologien können der Totzeiteffekt und seine Auswirkung auf die Oberschwingungserzeugung variieren. Die hier gezogenen grundsätzlichen Schlussfolgerungen sind jedoch übertragbar.

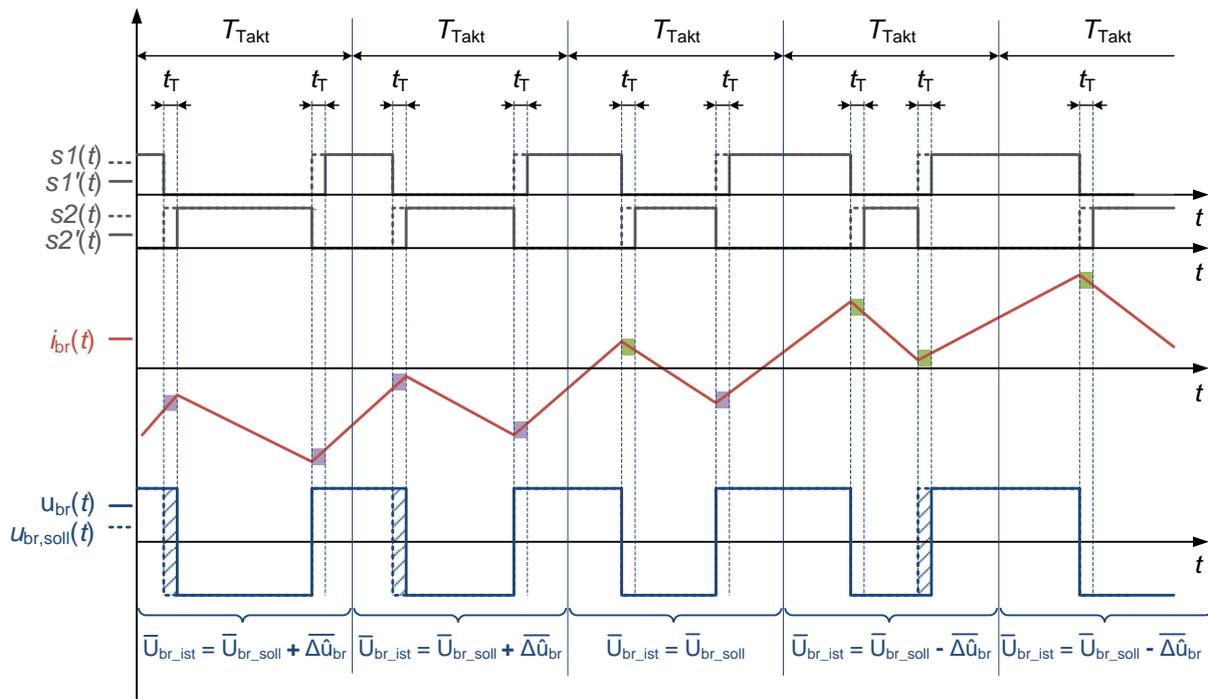


Abbildung 62: Auswirkung der Totzeit  $t_T$  auf die Brückenausgangsspannung

Abbildung 62 zeigt die Auswirkung der Totzeit auf die Brückenausgangsspannung  $u_{br}(t)$  für den Moment des Nulldurchgangs des Brückenstroms. Da während der Totzeit keiner der IGBTs angesteuert wird, ist die Brückenausgangsspannung in diesem Moment nicht aktiv definiert, sondern ist von dem Vorzeichen des momentanen Brückenausgangsstroms  $i_{br}(t)$  folgendermaßen abhängig. Ein positiver Brückenstrom führt zum Stromfluss durch die antiparallele Diode des unteren Brückenendes und damit während der Totzeit zu einer negativen Brückenausgangsspannung. Entsprechend ergibt sich eine positive Brückenausgangsspannung bei einer negativen Stromrichtung.

Je nach Stromvorzeichen wird die Dauer der Totzeit also als Ein- oder Ausschaltzeit der PWM-Modulation wirksam und beeinflusst damit den wirksamen Aussteuergrad der Wechselrichterbrücke in der jeweiligen Taktperiode. Da pro Taktperiode  $T_{\text{Takt}}$  eine Umschaltung von positiv zu negativ und eine Umschaltung von negativ zu positiv auftreten, lassen sich drei Fälle und deren Auswirkungen unterscheiden:

- 1) Brückenstrom ist in beiden Umschaltzeitpunkten positiv:
  - Die negative Einschaltdauer wird um die Totzeit verlängert, was zur Folge hat, dass die tatsächliche mittlere Brückenausgangsspannung  $\bar{U}_{br,ist}$  gegenüber der vorgegebenen mittleren Brückenausgangsspannung  $\bar{U}_{br,soll}$  um  $\Delta\bar{u}_{br}$  reduziert wird.
- 2) Brückenstrom ist in beiden Umschaltzeitpunkten negativ:
  - Die positive Einschaltdauer wird um die Totzeit verlängert, was zur Folge hat, dass die tatsächliche mittlere Brückenausgangsspannung  $\bar{U}_{br,ist}$  gegenüber

der vorgegebenen mittleren Brückenausgangsspannung  $\overline{U}_{\text{br,soll}}$  um  $\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}}$  erhöht wird.

- 3) Brückenstrom hat in beiden Umschaltzeitpunkten ein unterschiedliches Vorzeichen:

→ Aussteuergrad der Brücke bleibt unverändert und  $\overline{U}_{\text{br,ist}}$  entspricht  $\overline{U}_{\text{br,soll}}$ .

Mit anderen Worten: Befindet sich der Ausgangsstrom  $i_{\text{br}}(t)$  in der betrachteten Taktperiode unter Berücksichtigung der Stromwelligkeit vollständig im positiven oder negativen Bereich, wird die tatsächlich gestellte Brückenausgangsspannung betragsmäßig reduziert (vgl.  $u_{\text{br}}(t)$  und  $u_{\text{br,soll}}(t)$  in Abbildung 62). Der daraus resultierende mittlere Brückenspannungsfehler  $\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}}$  für die jeweilige Taktperiode ergibt sich aus dem Quotienten der Totzeit  $t_{\text{T}}$  und der Taktperiode  $T_{\text{Takt}}$  sowie der halben Zwischenkreisspannung  $u_{\text{DC}}$  :

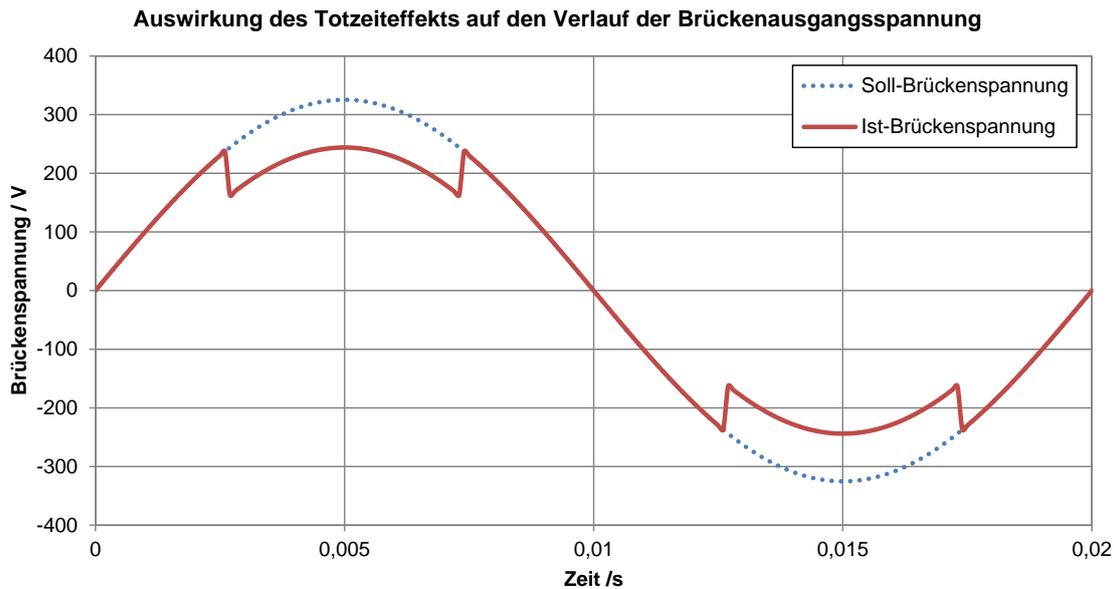
$$\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}} = \frac{t_{\text{T}}}{T_{\text{Takt}}} \cdot u_{\text{DC}} \quad (5.11)$$

Der zeitliche Verlauf des Brückenspannungsfehlers  $\Delta\hat{u}_{\text{br}}(t)$  lässt sich für die drei oben beschriebenen Fälle abschnittsweise wie folgt definieren:

$$\Delta u_{\text{br}}(t) = \begin{cases} -\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}} & \text{Fall 1 } (i_{\text{br}}(t) \text{ ist innerhalb von } T_{\text{Takt}} \text{ positiv}) \\ \overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}} & \text{Fall 2 } (i_{\text{br}}(t) \text{ ist innerhalb von } T_{\text{Takt}} \text{ negativ}) \\ 0 & \text{Fall 3 } (i_{\text{br}}(t) \text{ wechselt die Polarität}) \end{cases} \quad (5.12)$$

Die Dauer der Totzeit wird abhängig vom Schaltverhalten der eingesetzten Transistoren gewählt. Sie liegt typischerweise in der Größenordnung von wenigen Mikrosekunden. Bei einer Schaltfrequenz von 20 kHz ( $T_{\text{Takt}} = 50 \mu\text{s}$ ) liegt der Brückenspannungsfehler  $\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}}$  demnach bei einer Totzeit von  $t_{\text{T}} = 1 \mu\text{s}$  im Bereich von 2 % der DC-Spannung.

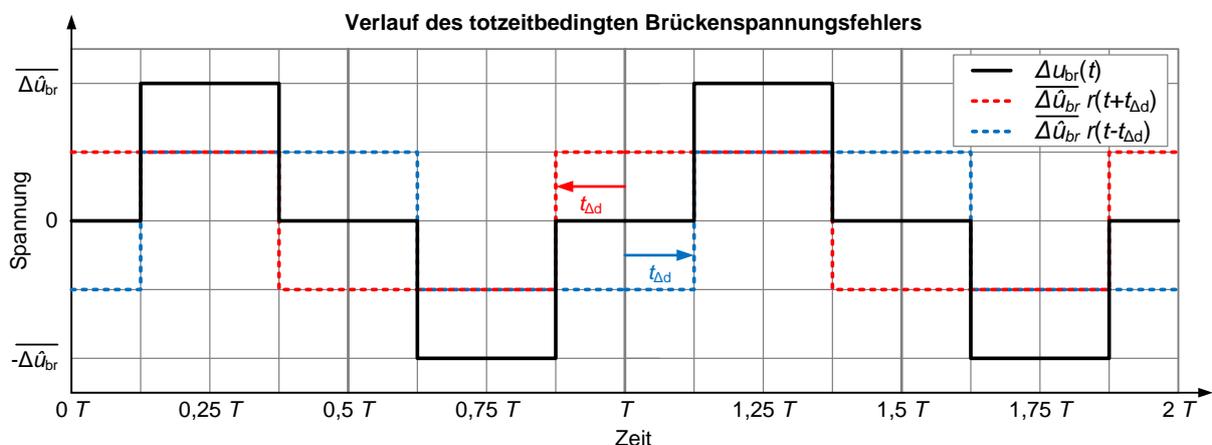
Abbildung 63 zeigt schematisch die Auswirkung des Totzeiteffekts auf die wirksame mittlere Brückenausgangsspannung für einen B6-Brückenzweig. Zur besseren Anschaulichkeit wurde ein unrealistisch großer Brückenspannungsfehler von  $\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}} = 25 \% \cdot u_{\text{DC}}$  angenommen. Die Brückenausgangsspannung wird für einen Verschiebungsfaktor von  $\cos \varphi = 1$  symmetrisch um den Scheitelpunkt betragsmäßig um Brückenspannungsfehler  $\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}}$  reduziert. Die Dauer der Spannungsreduktion entspricht der Dauer, für die der Strom vollständig (inklusive Stromwelligkeit) positiv bzw. negativ ist, und ist damit abhängig vom Arbeitspunkt des Wechselrichters. Für kleine Leistungsbereiche, in denen die Amplitude des Ausgangsstroms kleiner der Hälfte der maximalen Stromwelligkeit ist, verschwindet der Totzeiteffekt. Für eine hohe Aussteuerung des Wechselrichters hingegen umfasst er fast die komplette Periode. Da der Totzeiteffekt vom Strom bestimmt wird, hängt die Lage der Spannungsreduktion auch vom Verschiebungsfaktor ab. Beispielsweise erfolgt für einen Verschiebungsfaktor von  $\cos \varphi = 0$  die Addition bzw. Subtraktion von  $\overline{\Delta\hat{u}}_{\text{br}}$  symmetrisch zum Spannungsnulldurchgang



**Abbildung 63:** Schematische Darstellung der Auswirkung des Totzeiteffektes auf die wirksame Brückenausgangsspannung (rot) im Vergleich zur gewünschten Brückenausgangsspannung (blau)

### 5.1.2.1 Spektrum des totzeitbedingten Brückenspannungsfehlers

Aus dem Verlauf in Abbildung 63 ist leicht ersichtlich, dass die tatsächlich gestellte Brückenausgangsspannung überschwingungsbehaftet ist, obwohl durch die Ansteuerung ein überschwingungsfreier Verlauf des Aussteuergrades vorgegeben wurde. Für einen gegebenen Arbeitspunkt des Wechselrichters bewirkt der Totzeiteffekt die Ausbildung von harmonischen Oberschwingungsquellen. Da der Verlauf der Brückenausgangsspannung als halbwellensymmetrisch angenommen werden kann, entfallen auch hier die geraden Harmonischen im Spektrum. Für die Analyse des Spektrums der Brückenausgangsspannung genügt es, sich auf den in Gleichung (5.12) definierten Verlauf des Brückenspannungsfehlers  $\Delta u_{br}(t)$  zu konzentrieren. Der Brückenspannungsfehler weist einen rechteckförmigen Verlauf auf und ist in Abbildung 64 (vgl. durchgezogene Linie) dargestellt.



**Abbildung 64:** Beispielhafter zeitlicher Verlauf des Brückenspannungsfehlers  $\Delta u_{br}(t)$  sowie um  $+t_{\Delta d}$  und  $-t_{\Delta d}$  verschobene Verläufe eines Rechtsignals mit der Amplitude  $0,5 \cdot \overline{\Delta \hat{u}_{br}}(t_T)$

Die Zeitpunkte der Sprünge von  $\Delta u_{br}(t)$  hängen aufgrund des oben beschriebenen Zusammenhangs von der Amplitude und Phasenlage des Brückenausgangsstroms  $\dot{i}_{br}$  ab. Auf eine analytischen Ermittlung des Zusammenhangs zwischen  $\dot{i}_{br}$  und den Zeitpunkten der Sprünge wird an dieser Stelle verzichtet, da er sich aufwändig gestaltet und für die weiteren Betrachtungen nur die qualitativen Auswirkungen auf das Spektrum des Brückenspannungsfehlers von Interesse sind. Stattdessen wird die Einsetzzeit des Totzeiteffektes  $t_{\Delta d}$  zur Beschreibung des arbeitspunktabhängigen Verlaufs von  $\Delta u_{br}(t)$  eingeführt. Für kleine Brückenströme  $I_{br}$ , bei denen – wie oben beschrieben – kein Totzeiteffekt auftritt gilt  $t_{\Delta d} = 0,25 T$ . Damit verschwindet der rechteckförmige Verlauf des Brückenspannungsfehlers und es gilt  $\Delta u_{br}(t) = 0$ . Beim Vorhandensein des Totzeiteffektes und zunehmenden Strom  $I_{br}$  verbreitert sich der rechteckförmige Brückenspannungsfehler symmetrisch und  $t_{\Delta d}$  strebt ausgehend von  $t_{\Delta d} = 0,25 T$  gegen Null.

Zur besseren mathematischen Beschreibung des Verlaufs des Brückenspannungsfehlers kann eine Rechteckschwingung  $r(t)$  mit der Grundschwingungsperiode  $T$ , einer Amplitude von 0,5 und einem Tastgrad von 50 % herangezogen werden, die folgendermaßen definiert ist.

$$r(t) = \begin{cases} +0,5 & \text{für } t \in [n \cdot T ; (n + 0,5) \cdot T[ \\ -0,5 & \text{für } t \in [(n + 0,5) \cdot T ; (n + 1) \cdot T[ \end{cases} \quad , n = 0,1,2,3, \dots \quad (5.13)$$

Der Brückenspannungsfehler lässt sich somit als Summe zweier derartiger Rechtssignale, die um  $+t_{\Delta d}$  und  $-t_{\Delta d}$  gegeneinander verschoben sind (vgl. gestrichelte Verläufe in Abbildung 64), beschreiben, denn es ergibt sich aus den Gleichungen (5.12) und (5.13) der folgende Zusammenhang.

$$\Delta u_{br}(t) = \overline{\Delta \hat{u}}_{br} \cdot [r(t + t_{\Delta d}) + r(t - t_{\Delta d})] \quad (5.14)$$

Zur Ermittlung des Frequenzspektrums von  $\Delta u_{br}(t)$  kann zunächst auf die hinlänglich bekannte Fourier-Transformierte einer Rechteckschwingung mit der Amplitude 0,5 zurückgegriffen werden, deren Fourier-Koeffizienten  $\underline{r}_k$  wie folgt definiert sind.

$$\underline{r}_k = \frac{2}{\pi \cdot k} \quad (5.15)$$

Ferner ist bekannt, dass eine Zeitverschiebung  $t_0$  eines Signals  $x(t)$  im Frequenzbereich zu einer Phasenverschiebung der folgenden Form führt.

$$x(t - t_0) \rightarrow X(f) \cdot e^{-j \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_0} \quad (5.16)$$

Mit Kenntnis der Beziehungen (5.15) und (5.16) lässt sich die die Fourier-Reihenentwicklung von  $\Delta u_{br}(t)$  bestimmen und es ergibt sich für die zugehörigen komplexen Fourier-Koeffizienten  $\underline{c}_k$  mit der Ordnung  $k$  folgender Zusammenhang.

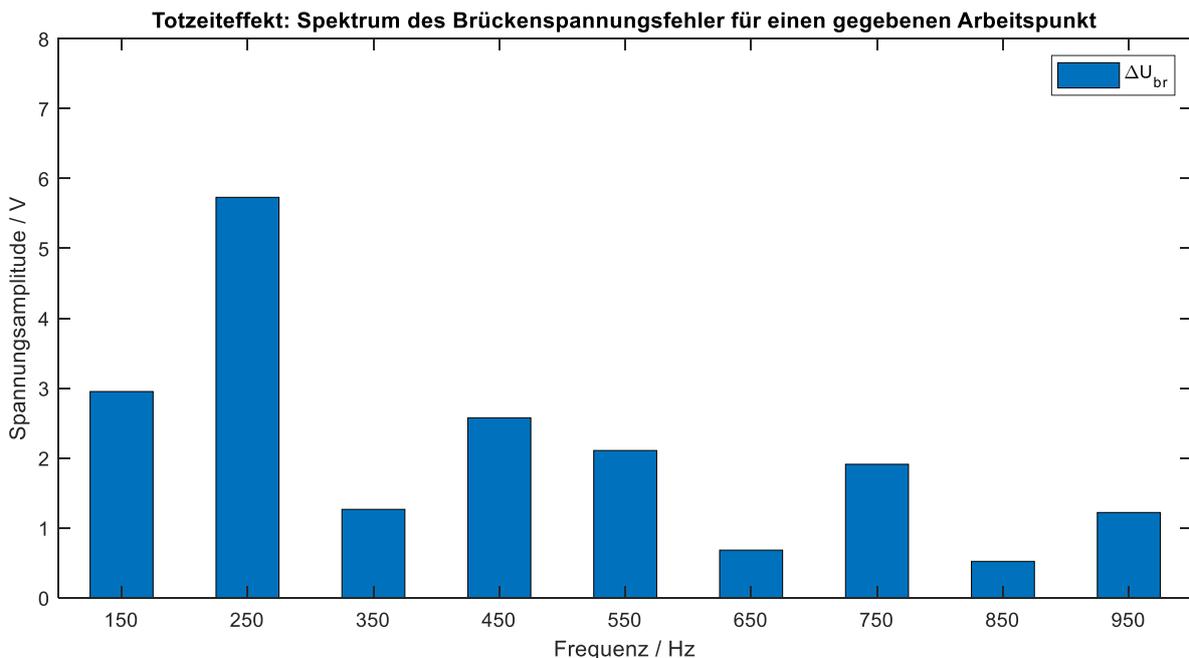
$$\begin{aligned} \underline{C}_k &= \overline{\Delta \hat{u}_{br}} \cdot \frac{2}{\pi \cdot k} \cdot \left( e^{j \cdot 2\pi \cdot k / T \cdot t_{\Delta d}} + e^{-j \cdot 2\pi \cdot k / T \cdot t_{\Delta d}} \right) \\ &= \overline{\Delta \hat{u}_{br}} \cdot \frac{4}{\pi \cdot k} \cdot \cos\left(2\pi \cdot k / T \cdot t_{\Delta d}\right) \quad , k = 1, 3, 5, \dots \end{aligned} \quad (5.17)$$

$\underline{C}_k$  ist dabei den totzeitbedingten Oberschwingungsspannungsquellen  $\Delta \hat{U}_{br,k}$  gleich zu setzen. Für diese Oberschwingungsspannungsquellen ergibt sich mit den Gleichungen (5.11) und (5.17) die folgende Abhängigkeit von der Totzeit  $t_T$  und vom Arbeitspunkt (repräsentiert durch die Dauer  $t_{\Delta d}$ ).

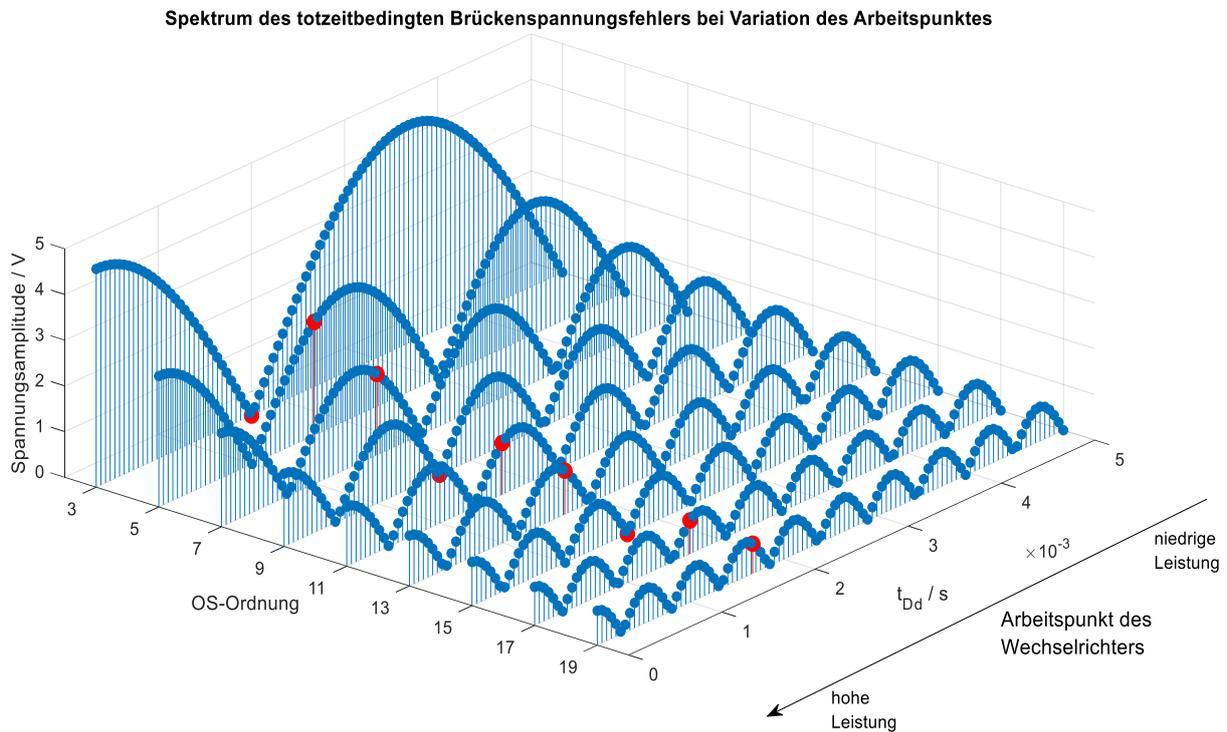
$$\Delta \hat{U}_{br,k}(t_T, t_{\Delta d}) = \frac{t_T}{T_{Takt}} \cdot u_{DC} \cdot \frac{4}{\pi \cdot k} \cdot \cos\left(2\pi \cdot k / T \cdot t_{\Delta d}\right) \quad , k = 1, 3, 5, \dots \quad (5.18)$$

Abbildung 65 zeigt beispielhaft das Spektrum von  $\Delta \hat{U}_{br,k}$  für den in Abbildung 63 dargestellten Verlauf des Brückenspannungsfehlers. Für den gegebenen Arbeitspunkt dominiert die 5. Harmonische das Spektrum und erreicht annähernd 6 V.

Abbildung 66 zeigt den Verlauf des Spektrums des Brückenspannungsfehlers in Abhängigkeit der Einsetzzeit des Totzeiteffektes  $t_{\Delta d}$ . Zur Erinnerung sei erwähnt, dass niedrige  $t_{\Delta d}$  hohen Brückenströmen  $I_{br}$  entsprechen und umgekehrt. Für einen gegebenen Arbeitspunkt des Wechselrichters ergibt sich also ein bestimmter Wert für  $t_{\Delta d}$ . Es ist zu beobachten, dass das Spektrum stark mit dem Arbeitspunkt variiert. Beispielsweise führt ein Arbeitspunkt, der  $t_{\Delta d} = 1,6 \text{ ms}$  entspricht, zu einer Auslöschung der 3. Harmonischen, während die 5. und 7. Harmonische in diesem Fall vergleichsweise hohe Werte annehmen.



**Abbildung 65:** Totzeiteffekt: Berechnetes Spektrum des Brückenspannungsfehlers  $\Delta \hat{U}_{br,k}(t_T, t_{\Delta d})$  für die Parameter  $t_T = 1,5 \mu s$ ,  $t_{\Delta d} = 2 \text{ ms}$ ,  $f_{Takt} = 20 \text{ kHz}$  und  $u_{DC} = 750 \text{ V}$



**Abbildung 66:** Totzeiteffekt: Spektrum des Brückenspannungsfehlers  $\Delta \hat{U}_{br,k}(t_T, t_{\Delta d})$  bei Variation von  $t_{\Delta d}$  für die Parameter  $t_T = 1,5 \mu\text{s}$ ,  $f_{\text{Takt}} = 20 \text{ kHz}$  und  $u_{\text{DC}} = 750 \text{ V}$

### 5.1.2.2 Messtechnische Untersuchungen des Totzeiteffekts

Im Folgenden wird der Versuch unternommen, die vorangegangenen theoretischen Überlegungen mit einem messtechnischen Nachweis zu untermauern. Dies gestaltet sich dahingehend als schwierig, da sich die Auswirkungen des Totzeiteffekts beim Betrieb eines Wechselrichters nicht isolieren lassen. Da jedoch anzunehmen ist, dass der Totzeiteffekt einen dominanten Einfluss auf die Ausbildung von internen Oberschwingungsspannungsquellen hat, sollten sich folgende Beobachtungen bei der Analyse von gemessenen Spannungsspektren zeigen:

- Die Werte für die inneren Oberschwingungsspannungsquellen sollten in der gleichen Größenordnung liegen, wie die rechnerisch bestimmten Spannungsquellen, die Werte im einstelligen Bereich aufweisen.
- Bei Variation von Wechselrichterstrom bzw. -leistung sind für die jeweiligen Oberschwingungsordnungen schwankende Spannungsamplituden zu erwarten.

An dieser Stelle soll nochmals auf Abbildung 41, Abbildung 43 und Abbildung 45 hingewiesen werden, die die mittels differentieller Impedanzspektroskopie messtechnisch ermittelten Spektren für die Wechselrichter A, B und C für verschiedene Leistungsstufen zeigen. Tatsächlich liegen die ermittelten Spannungsquellen im Bereich bis 6 V. Ebenso können innerhalb der jeweiligen Oberschwingungsordnungen

leistungsabhängig schwankenden Amplituden beobachtet werden. Es kann also festgestellt werden, dass zwischen den theoretischen Überlegungen zum Einfluss des Totzeiteffektes auf die Ausbildung von inneren Spannungsquellen und dem messtechnischen Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie eine gute Übereinstimmung besteht.

Zweifelsohne zeigt sich keine exakte Übereinstimmung mit den berechneten Spektren. Dies lässt sich auf mehrere Gründe zurückführen. Zum einen ist der Zusammenhang zwischen dem Einsetzzeitpunkt des Totzeiteffektes  $t_{\Delta d}$  und der Wechselrichterleistung nicht genau bekannt, sodass die  $t_{\Delta d}$ - bzw.  $P$ -Achsen in Abbildung 66 und Abbildung 41 ff. nicht deckungsgleich sind. Zum anderen kann das Verhalten des Totzeiteffektes der in Wechselrichter A eingesetzten 3-Punkt-Topologie im Teillastbereich von dem der untersuchten B6-Brücke abweichen. Schlussendlich beeinflussen die übrigen in diesem Kapitel diskutierten Effekte einschließlich der Regelung mit ihrer jeweiligen Ausprägung die Spannungsspektren.

### 5.1.2.3 Schlussfolgerungen

Festzuhalten bleibt, dass der Totzeiteffekt den signifikantesten Einfluss auf die Ausbildung harmonischer Oberschwingungsspannungsquellen besitzt. Die Spannungspegel liegen unter 10 V. In der Regel sind nur die ungeraden Harmonischen ausgeprägt und die Pegel fallen zu höheren Ordnungen hin schnell ab. Der Verlauf des Spektrums ist stark vom Brückenausgangsstrom und damit vom aktuellen Arbeitspunkt des Wechselrichters anhängig. Damit ist ein wesentlicher Effekt für die Ausbildung von Oberschwingungsspannungsquellen erklärt, jedoch ist eine genaue Vorhersage der Oberschwingungspegel für einzelne Oberschwingungsordnungen ohne detailliertes Zeitbereichsmodell des Wechselrichters kaum möglich.

### 5.1.3 Weitere nichtlineare Effekte der Wechselrichterbrücke

Neben dem oben beschriebenen Totzeiteffekt existieren weitere Eigenschaften einer Wechselrichterbrücke, die ein nichtlineares Verhalten hervorrufen. WIEDMANN präsentiert in [56] eine gute Zusammenstellung dieser Effekte. An dieser Stelle wird kurz auf den sog. „Zero-Current Clamping“-Effekt sowie den Einfluss der Durchlassspannung der Leistungshalbleiter eingegangen.

#### 5.1.3.1 Der Zero-Current Clamping“-Effekt

Der sog. „Zero-Current Clamping“-Effekt (ZCC) resultiert ebenfalls aus dem Stromverhalten während der Brückentotzeit. Er tritt v. a. bei 3-Punkt-Wechselrichter ohne Gegentaktung im Bereich des Stromnulldurchgangs auf und äußert sich durch ein zeitweiliges „Klemmen“ des Stroms an die Nulllinie. Der ZCC-Effekt wurde erstmalig von Murai et.al. in [57] erwähnt und ist von Summers und Betz in [58] gut beschrieben. Demzufolge führt ein Lücken des Stromes während der Totzeit dazu, dass sich der

tatsächliche Stromverlauf für mehrere auf einander folgende Taktperioden nicht ändert. Für den Zeitraum der Stromlücke nimmt die Brückenausgangsspannung den momentanen Wert der Netzspannung an, was ähnlich wie beim Totzeiteffekt zu einem Brückenspannungsfehler führt. Die Auswirkung des ZCC-Effekts auf die Ausbildung von Oberschwingungsspannungsquellen ist daher ähnlich wie die Auswirkung des Totzeiteffekts zu sehen.

### 5.1.3.2 Auswirkungen der Durchlassspannung der Leistungshalbleiter

Die typischerweise in heutigen Wechselrichtern eingesetzten IGBTs mit antiparalleler Freilaufdiode sind keine idealen Schalter, sondern zeigen im leitenden Zustand einen Spannungsabfall in Flussrichtung. Diese sog. Durchlassspannung führt zu einem stromvorzeichenabhängigen Offset der Brückenausgangsspannung, denn es „fehlt“ die Durchlassspannung des IGBT  $U_{CE}$  im stromaufbauenden Zustand der Taktperiode, während die Durchlassspannung der Freilaufdiode  $U_D$  im stromabbauenden Zustand sich zur Gegenspannung hinzuaddiert. Unter betriebstypischen Bedingungen liegen die Durchlassspannungen von IGBTs und Dioden etwa im Bereich 1,5...3 V bzw. 1...2 V [59]. Gemessen an der Zwischenkreisspannung ergibt sich damit ein annähernd rechteckförmiger Brückenausgangsfehler von <1 %. Dieser Effekt hat damit eine ähnliche, wenn auch in seiner Höhe geringere Auswirkung auf die Verzerrung der Brückenausgangsspannung als der bereits beschriebene Totzeiteffekt.

### 5.1.4 Nichtlinearitäten in der Messwerterfassung

Bei der Messwerterfassung wird zunächst ein proportionaler Zusammenhang zwischen der Messgröße (Strom bzw. Spannung) und dem Messsignal am Ausgang des Sensors vorausgesetzt. Weicht die Kennlinie der eingesetzten Strom- bzw. Spannungssensoren vom proportionalen Verlauf ab, kommt es zu einer verzerrten Abbildung der Messgröße auf das Messsignal. Dies führt beispielsweise dazu, dass das Messsignal einer rein sinusförmigen Messgröße Oberschwingungsanteile aufweisen kann. In der Konsequenz wird dem Regler ein Messwert zur Verfügung gestellt, der fälschlicherweise Oberschwingungsanteile enthält. Der Regler wird daraufhin versuchen, diese nur scheinbar vorhandenen Oberschwingungsanteile auszuregeln, was im Endeffekt zu einer realen Ausbildung von Oberschwingungsquellen führt.

Es hat sich jedoch gezeigt, dass der Einfluss der Messwerterfassung auf die Ausausbildung von Oberschwingungsquellen i. d. R. eine vernachlässigbare Rolle spielt, da die eingesetzten Stromsensoren typischerweise eine hohe Linearität aufweisen. Auch für die Spannungsmessung, die i. d. R. über ohmsche Spannungsteiler erfolgt, können Linearitätsfehler als vernachlässigbar angenommen werden. In diesem Zusammenhang sei jedoch darauf hingewiesen, dass eine ausreichende Dimensionierung des jeweiligen Messbereichs für die Einsatzbedingungen von entscheidender Bedeutung ist. So führt beispielsweise das Erreichen der Aussteuergrenze von Stromwandlern zu einem

Kappen auftretender Spitzenströme im Messwert, was aufgrund des o. g. Zusammenhangs hohe grundschiwungsbezogene Oberschwingungsanteile hervorrufen kann.

Bei einer adäquaten Auslegung der Messketten kann jedoch angenommen werden, dass der Einfluss der Messwerterfassung gegenüber den übrigen diskutierten Effekten eine vernachlässigbare Rolle spielt und daher für die Praxis unbedeutend ist. Aus diesem Grund wird das Thema an dieser Stelle auch nicht weiter vertieft.

## 5.2 Taktfrequenzbezogene Oberschwingungsquellen

Bei der Brückenausgangsspannung handelt es sich aufgrund der hartschaltend betriebenen Leistungshalbleiter um eine rechteckförmige Spannungsquelle, die prinzipbedingt einen charakteristischen Oberschwingungsanteil besitzt. Das Spektrum ist abhängig von dem eingesetzten Modulationsverfahren. Zu diesem Thema existieren bereits zahlreiche Veröffentlichungen [60] [61]. SCHULZ gibt in [62] eine gute Übersicht über die sich ausbildenden Spektren für verschiedene Modulationsarten bzw. Steuerungsverfahren. So weisen z. B. strombandgeregelter Wechselrichter, die mit einer variablen Schaltfrequenz arbeiten, ein kontinuierliches Schaltfrequenzspektrum in einem – meist technisch begrenzten – Frequenzbereich auf. Dahingegen zeigen PWM-modulierte Wechselrichter, die aufgrund der hohen Marktrelevanz hier schwerpunktmäßig behandelt werden, ein diskretes Frequenzspektrum, das im Allgemeinen aus den Harmonischen der Schaltfrequenzen und den angrenzenden Seitenbändern besteht. Im Allgemeinen lässt sich formulieren, dass die Brückenausgangsspannung bei folgenden Frequenzen Oberschwingungsanteile besitzt.

$$f_{m,n} = m \cdot (f_{\text{Takt}} \pm n \cdot f_N) \quad m = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (5.19)$$

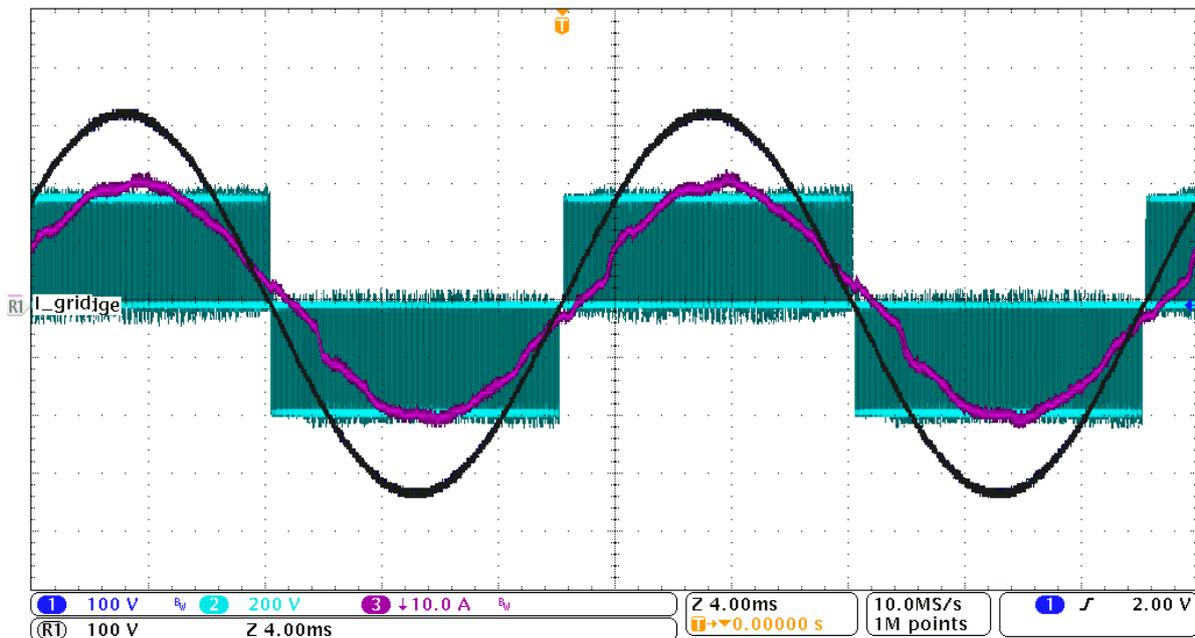
$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

Dabei ist  $f_{\text{Takt}}$  die Taktfrequenz des Wechselrichters und  $f_N$  die Grundfrequenz der Netzspannung. Die Amplituden der jeweiligen Oberschwingung fallen i. d. R. mit zunehmenden Ordnungen  $n, m$  ab. Je nach Modulationsverfahren kann es vorkommen, dass verschiedene Seitenbandlinien verschwinden. Auch die Taktfrequenz selbst kann ggf. verschwinden, sodass das Spektrum der Brückenausgangsspannung nur Seitenbänder der Taktfrequenz beinhaltet [61].

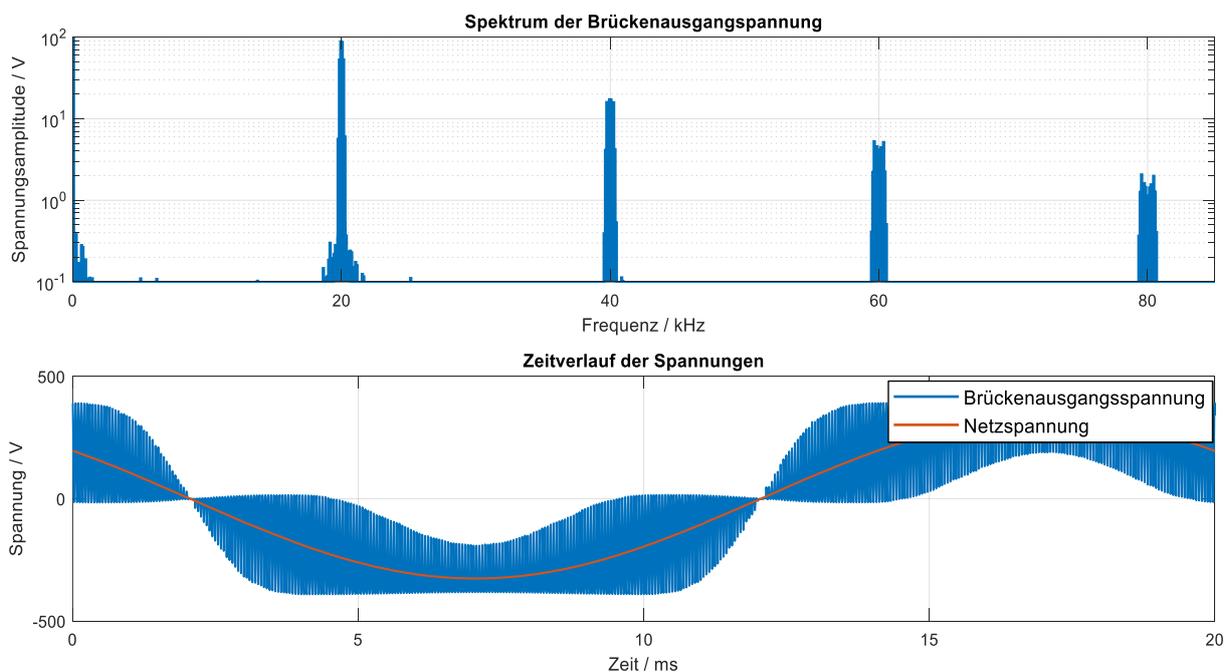
### 5.2.1 Analyse gemessener Spektren der Brückenausgangsspannung

Das Verschwinden der Taktfrequenz ist beispielsweise für 3-Punkt-Wechselrichter, wie dem im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Wechselrichter A (vgl. Kapitel 4.1), typisch. Abbildung 67 zeigt den gemessenen Verlauf der Brückenausgangsspannung (Cyan), deren taktfrequenter rechteckförmiger Verlauf aufgrund der hohen Schaltfrequenz von 20 kHz in der Abbildung nur zu erahnen ist. Die charakteristische

Eigenschaft eines 3-Punkt-Wechselrichters, nämlich das Schalten zwischen  $0\text{ V}$  und  $+u_{DC}$  in der positiven Halbwelle bzw. zwischen  $0\text{ V}$  und  $-u_{DC}$  in der negativen Halbwelle, ist jedoch gut zu erkennen. Abbildung 68 zeigt das zugehörige Spektrum der Brückenspannung für einen Frequenzbereich bis  $85\text{ kHz}$ . Im ermittelten Spektrum zeigen sich deutlich die Frequenzanteile im Bereich der Harmonischen der Schaltfrequenz ( $20\text{ kHz}$ ,  $40\text{ kHz}$ ,  $60\text{ kHz}$ ,  $80\text{ kHz}$ , ...) mit exponentiell abfallenden Amplituden.



**Abbildung 67:** Gemessener Zeitverlauf der Brückenausgangsspannung (Cyan), der Netzspannung (schwarz) und des Netzstroms (Magenta) für Wechselrichter A



**Abbildung 68:** Spektrum der Brückenausgangsspannung bis  $80\text{ kHz}$  für die Phase L1 (oben) und zugehöriger Zeitverlauf (unten) gemessen mit einer Abtastrate von  $500\text{ ks/s}$

Zur besseren Sichtbarkeit der Seitenbänder sind die Frequenzbereiche um die Taktfrequenz (20 kHz) in Abbildung 69 und der Bereich um die 2. Harmonische der Taktfrequenz (40 kHz) in Abbildung 70 vergrößert dargestellt. Es ist das charakteristische Spektrum dieses Wechselrichters zu erkennen, dass nur die ungeraden Seitenbänder der Harmonischen der Taktfrequenz enthält. Somit können dem Wechselrichter bei folgenden Frequenzen Spannungsquellen zugeschrieben werden.

$$f_{m,n} = m \cdot (f_{\text{Takt}} \pm (2n + 1) \cdot f_N) \quad m = 1, 2, 3, 4, \dots \quad (5.20)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots$$

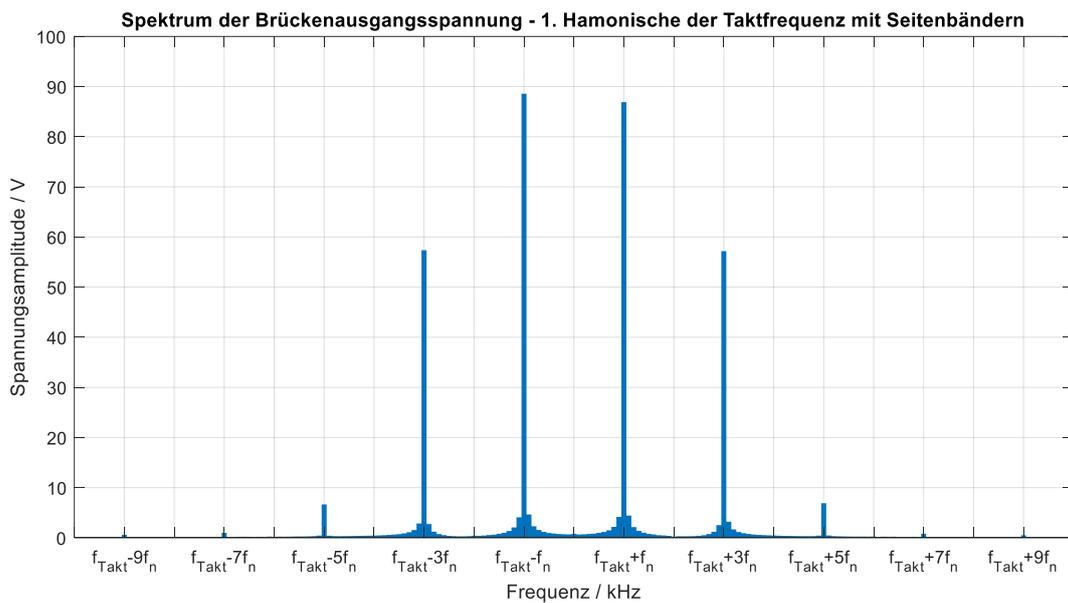


Abbildung 69: Spektrum der Brückenausgangsspannung für die Taktfrequenz inkl. Seitenbänder

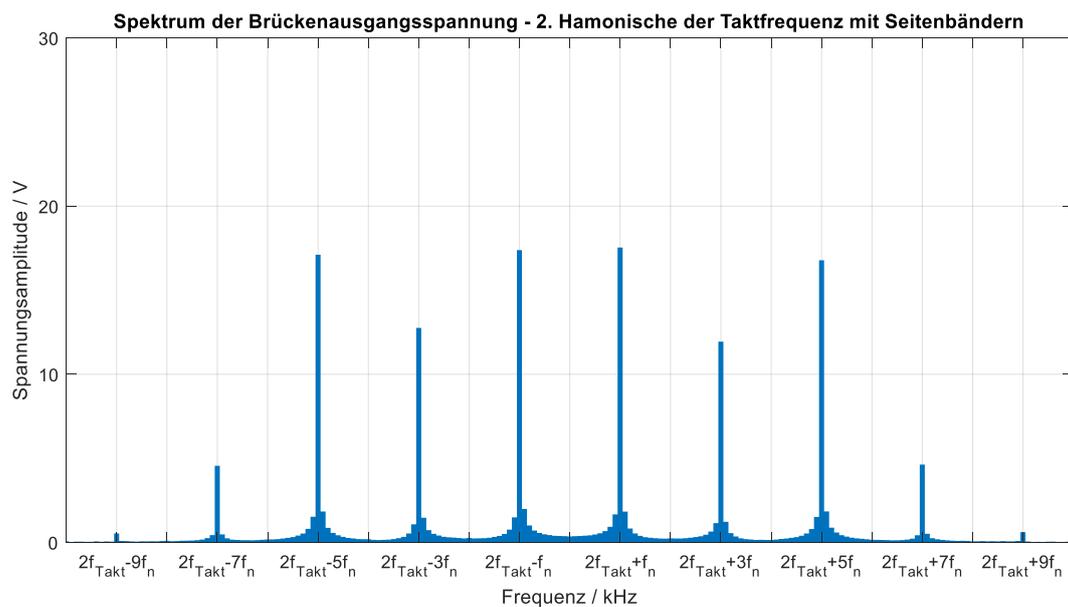


Abbildung 70: Spektrum der Brückenausgangsspannung für die doppelte Taktfrequenz inkl. Seitenbänder

Setzt man voraus, dass das Modulationsverfahren des Wechselrichters im Betrieb nicht verändert wird, was auf die meisten kommerziell verfügbaren Geräte zutreffen sollte, ist das taktfrequenzbezogene Oberschwingungsverhalten unabhängig von dessen Stromregelung. Dies lässt sich mit dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem begründen, da der mit der Taktfrequenz zeitdiskret arbeitende Regler maximal bis zur halben Taktfrequenz wirksam sein kann. Ferner zeigt sich, dass das charakteristische Spektrum der Brückenausgangsspannung in diesem Frequenzbereich relativ unabhängig vom Arbeitspunkt des Wechselrichters ist.

Betrachtet man die Amplituden der taktfrequenzbezogenen Oberschwingungen, findet man vergleichsweise hohe Werte, die im vorliegenden Fall fast 90 V erreichen (vgl. Abbildung 69). Um jedoch negative Netzurückwirkungen durch diese hohen Störpegel zu verhindern, werden LC- bzw. LCL-Filter am Ausgang des Wechselrichters eingesetzt (vgl. Kapitel 6.1.1.2.), die die Oberschwingungsemissionen eines Wechselrichters auf ein verträgliches Maß reduzieren.

### 5.2.2 Bestimmung des Thévenin-Äquivalents für den Bereich der Taktfrequenz

Im Sinne dieser Arbeit, in der die Modellierung eines Wechselrichters als frequenzabhängige Ersatzspannungsquelle mit Innenimpedanz untersucht wird, lässt sich ein Wechselrichter für die taktfrequenzbezogenen Oberschwingungen demnach als Thévenin-Äquivalent auffassen, das sich aus den oben gezeigten Spannungsspektren der Brückenausgangsspannung und den Impedanzen der Ausgangsfilterkomponenten ableiten lässt.

Für die gezeigten Untersuchungen konnte die Brückenausgangsspannung direkt gemessen werden, da es sich bei dem Wechselrichter um eine Versuchsplattform handelt. Dies ist jedoch bei der Typprüfung kommerzieller Geräte i. d. R. nicht möglich, da das entsprechende Potential nicht direkt zugänglich ist. Allerdings ergeben sich für die Ermittlung der taktfrequenzbezogenen Oberschwingungsquellen grundsätzlich folgende Einschränkungen.

Die Taktfrequenz eines selbstgeführten Wechselrichters ist i. d. R. asynchron zur Netzfrequenz. Auch wenn eine Taktfrequenz von 20 kHz als Vielfaches von 50 Hz erscheinen mag, ist dies in Realität nicht der Fall, da die Taktfrequenz von einem unabhängigen internen Oszillator (Schwingquarz) abgeleitet wird. Ferner ist die Netzfrequenz Schwankungen unterworfen. Bei der Fourier-Analyse der Messsignale erfolgt in geeigneter Weise eine Synchronisation der Analysefenster auf die Netzfrequenz (vgl. Kapitel 2.5.1). Die sich ergebene Spektralauflösung ist somit ein Teiler der Netzfrequenz. Bei der Fourier-Koeffizientenermittlung fallen die taktfrequenzbezogenen Oberschwingungen damit nicht zwingend ins Frequenzraster der DFT. Als Konsequenz verteilen sich die Energien der jeweiligen taktfrequenzbezogenen

Oberschwingungsanteile aufgrund des sog. Leck-Effekts in benachbarte Spektrallinien und man erhält kein diskretes Oberschwingungsspektrum mehr [63].

Noch gravierender ist jedoch der Einfluss auf die Phasenwinkel der ermittelten Oberschwingungsströme und -spannungen. Die Oberschwingungsphasenwinkel werden bei der Fourier-Koeffizientenermittlung auf den Nulldurchgang der Grundschwingungsspannung von Phase L1 bezogen (s. TR3-Anhang C [19]). Durch die fehlende Synchronität zwischen Netz- und Taktfrequenz sind die mittels DFT ermittelten Phasenwinkel für die taktfrequenzbezogenen Oberschwingungen abhängig vom Messzeitpunkt und damit nicht zeitlich stabil. Mit der Anwendung der differentiellen Impedanzspektroskopie, die für quasistationäre Betriebsbedingungen reproduzierbare komplexe Fourier-Koeffizienten voraussetzt, können für diesen Fall keine plausiblen Ergebnisse erzielt werden.

Um dieses Problem zu lösen, müsste für die Ermittlung der taktfrequenzbezogenen Oberschwingungsquellen eine separate DFT-Analyse durchgeführt werden, bei der eine Synchronisierung und Fensterung auf die Taktfrequenz erfolgt. Dies gestaltet sich jedoch u. a. dann als schwierig, wenn – wie im o. g. Beispiel – die Taktfrequenz selbst nicht im Spektrum enthalten ist.

Aus diesen Gründen wird in dieser Arbeit die Ermittlung von internen Oberschwingungsspannungsquellen mittels differentieller Impedanzspektroskopie für taktfrequenzbezogene Oberschwingungen nicht weiterverfolgt. Eine Ermittlung des Ausgangsimpedanzverlaufs mittels direkter oder differentieller Impedanzspektroskopie ist hingegen sinnvoll und wird in Kapitel 6 eingehend diskutiert.

### 5.2.3 Schlussfolgerungen

Für taktfrequenzbezogene Oberschwingungsquellen kann festgehalten werden, dass deren qualitatives Spektrum maßgeblich durch die Art der Brückenmodulation bestimmt wird. So zeigen sich beispielsweise im Spektrum PWM-modulierter Wechselrichter die Harmonischen der Taktfrequenz nebst zugehörigen Seitenbändern. Die Abhängigkeit vom Arbeitspunkt des Wechselrichters ist dabei unwesentlich. Für die taktfrequenzbezogenen Störemissionen ist ferner die Dämpfungswirkung des Ausgangsfilters von entscheidender Relevanz.

Eine sinnvolle Anwendung der differentiellen Impedanzspektroskopie für taktfrequenzbezogene Oberschwingungen scheitert an der fehlenden Synchronität zwischen Netz- und Taktfrequenz. Die Bewertung taktfrequenzbezogener Oberschwingungen und mögliche Verbesserungsmaßnahmen gegenüber dem Stand der Technik werden in Kapitel 7.3.7 diskutiert.

## 5.3 Regelungstechnisch induzierte Oberschwingungsquellen

Bereits in den vorangegangenen Ausführungen wurde erwähnt, dass der Stromregler selbst zunächst keine Oberschwingungsquellen einbringt. Allenfalls werden in der Netzspannung vorhandene Oberschwingungen verstärkt, was in diesem Kontext jedoch nicht als Oberschwingungsquelle, sondern als Ausgangsimpedanz zu interpretieren ist (vgl. Kapitel 6).

Nichtsdestotrotz existieren regelungstechnische Effekte, die beabsichtigt oder indirekt Oberschwingungsquellen hervorrufen können. Im Folgenden wird ein Überblick über derartige Effekte geben.

### 5.3.1 Gezielte Regelung von Oberschwingungsströmen

Die Stromregelung eines Wechselrichters ist zunächst darauf ausgelegt, einen gewünschten Grundschwingungsstrom einzuspeisen. Parallel dazu ist es leicht möglich, weitere Stromregler für andere Frequenzen zu implementieren. Dies kann eingesetzt werden, um die eingespeisten Oberschwingungsströme eines Wechselrichters für selektive Frequenzen zu kompensieren. Da mit zusätzlichen Reglern der Berechnungsaufwand steigt, ist der begrenzende Faktor für eine derartige Implementierung die Rechenleistung des eingesetzten Prozessors.

Wechselrichter D beispielsweise besitzt einen zuschaltbaren Regler zur Reduktion des Oberschwingungsstroms für die 5. und 7. Harmonische. Damit sollen aktiv wechselrichterinterne Oberschwingungsquellen kompensiert werden. Abbildung 71 zeigt für Wechselrichter D das mittels differentieller Impedanzspektroskopie gemessene Spektrum für den Standardbetrieb ohne Oberschwingungskompensation. Für die 5. und 7. Harmonische sind klar ausgeprägte Spannungsquellen zu erkennen. Das Spektrum für den Betrieb mit eingeschaltetem Regler für die 5. und 7. Harmonische ist in Abbildung 72 dargestellt. Die 5. und 7. Harmonische ist im Vergleich stark reduziert, während die übrigen Oberschwingungsquellen nicht beeinflusst werden. Die selektive Wirkung des Kompensationsreglers ist somit im Spektrum der internen Oberschwingungsquellen klar erkennbar.

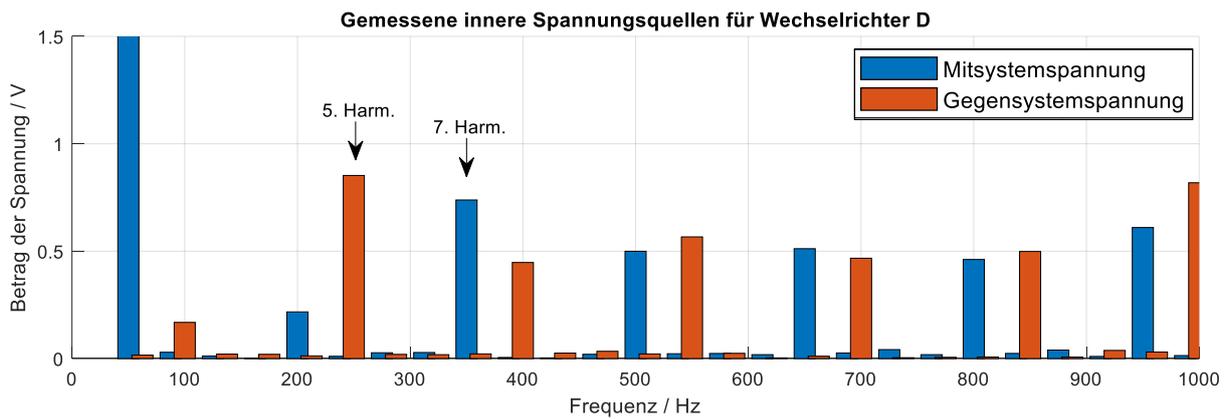


Abbildung 71: Oberschwingungsspannungsquellen für Wechselrichter D ohne Oberschwingungskompensation

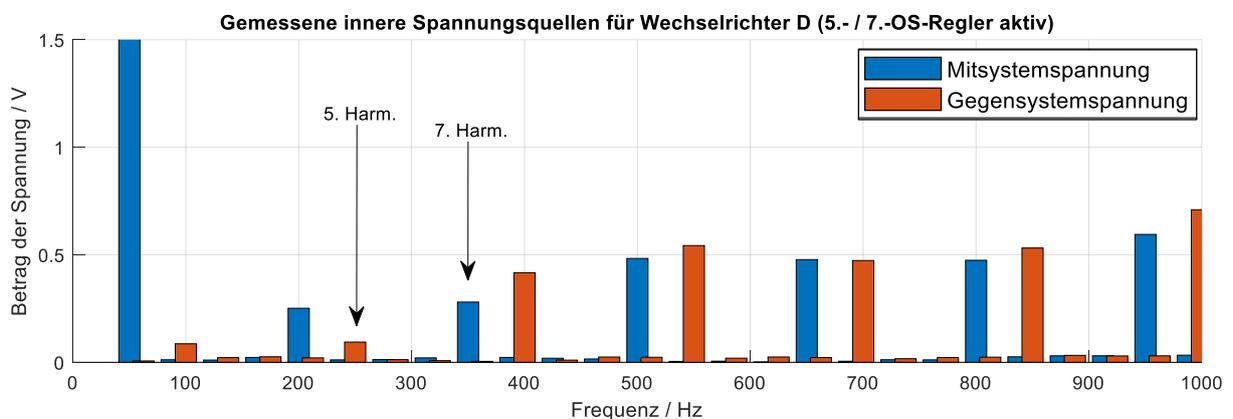
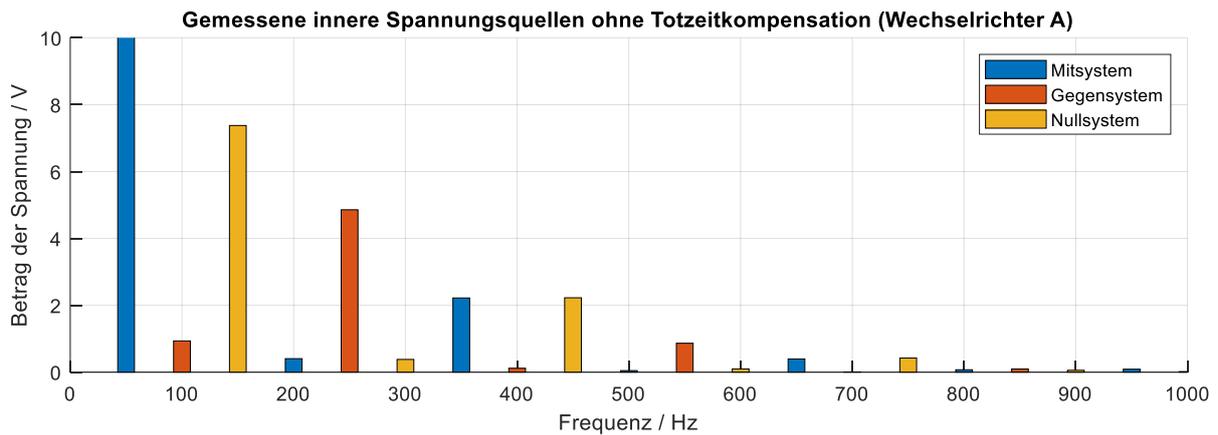


Abbildung 72: Oberschwingungsspannungsquellen für Wechselrichter D mit aktivierter Oberschwingungskompensation für die 5. und 7. Harmonische

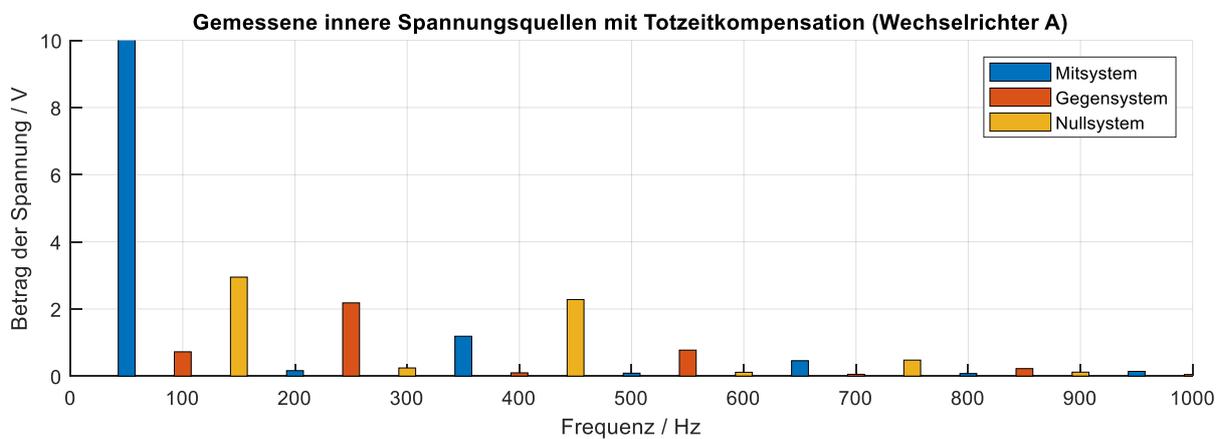
### 5.3.2 Totzeitkompensation

Es ist möglich den in Kapitel 5.1.2 beschriebenen Totzeiteffekt der Wechselrichterbrücke teilweise zu kompensieren. Eine typische Möglichkeit besteht darin, das Vorzeichen des Brückenstroms zu den jeweiligen Umschaltzeitpunkten auf Basis der bekannten Betriebsparameter zu berechnen. Auf dieser Basis kann der momentane Brückenspannungsfehler  $\overline{\Delta \hat{u}_{br}}$  abgeleitet und bei der Sollwertvorgabe für den Aussteuergrad der Brücke kompensiert werden [64].

Der Einsatz eines Totzeitkompensationsalgorithmus kann die Oberschwingungsquellen, die auf den Totzeiteffekt zurückzuführen sind, stark reduzieren und gehört daher zum Stand der Technik. In Abbildung 73 und in Abbildung 74 sind die Spektren der inneren Spannungsquellen für Wechselrichter A ohne Totzeitkompensation bzw. mit aktivierter Totzeitkompensation für denselben Arbeitspunkt dargestellt. Der reduzierende Einfluss der Totzeitkompensation auf die inneren Oberschwingungsspannungsquellen ist klar zu erkennen.



**Abbildung 73:** Spektrum der inneren Spannungsquellen ohne Totzeitkompensation für Wechselrichter A



**Abbildung 74:** Spektrum der inneren Spannungsquellen mit Totzeitkompensation für Wechselrichter A

Es sei abschließend darauf hingewiesen, dass aufgrund von Bauteiltoleranzen und Temperatureinflüssen Abweichungen zwischen den realen Bauteilparametern eines Wechselrichters und den Parametern bestehen, die im Totzeitkompensationsalgorithmus zur Bestimmung des Brückenspannungsfehler hinterlegt sind. Daher ist die Totzeitkompensation nicht perfekt und die Qualität der Kompensation kann im Betrieb schwanken. Im schlimmsten Fall mag eine Über- oder Fehlkompensation zusätzliche Harmonische einbringen.

### 5.3.3 Übermodulation

Bei einer PWM mit Dreiecksignalvergleich bezeichnet der Modulationsindex das Verhältnis von Sollwertamplitude zur Amplitude des Referenzdreiecksignals. Die Brückenmodulation verhält sich nur linear, sofern der Modulationsindex  $\leq 1$  ist. Übersteigt der Modulationsindex den Wert 1 kann zwar die Grundschwingungsamplitude der Brückenausgangsspannung bis zu einem Faktor von maximal  $4/\pi \approx 1,27$  weiter erhöht werden, jedoch kann die Spannung im Scheitelpunkt nicht mehr gesteuert

werden, was zu einem nichtsinusförmigen Spannungsverlauf führt [61]. Die Verzerrung kann als Oberschwingungsspannungsquellen interpretiert werden. Es sei an dieser Stelle jedoch angemerkt, dass eine Übermodulation bei netzgekoppelten PV-Wechselrichtern typischerweise nicht eingesetzt wird.

### 5.3.4 Maximum Power Point Tracking

Unter dem sog. Maximum Power Point Tracking (MPP-Tracking) versteht man die Leistungsanpassung, die ein Wechselrichter an einem PV-Generatoreingang vornimmt, um dem PV-Generator die maximale momentan zur Verfügung stehende Leistung zu entnehmen. Die meisten PV-Wechselrichter arbeiten nach dem sog. „Perturb and Observe“-Verfahren, bei dem periodisch der Arbeitspunkt des PV-Generators in kleinen Schritten in eine bestimmte Richtung verändert wird. Führt der Arbeitspunktsprung zu einer positiven Leistungsänderung, kann darauf geschlossen werden, dass der MPP des PV-Generators in der gewählten Suchrichtung liegt und die Suche wird in die gleiche Richtung fortgesetzt. Andernfalls erfolgt der nächste Arbeitspunktsprung in entgegengesetzter Richtung. Die Suche wird fortlaufend durchgeführt, was zur Folge hat, dass der MPP-Tracker den tatsächlichen MPP nicht dauerhaft trifft, sondern im Raster seiner Schrittweite um den tatsächlichen MPP oszilliert. Um den MPP-Tracker ferner gegen einstrahlungsbedingte Leistungsänderungen robuster zu machen, führt BURGER in [65] einen Algorithmus mit regelmäßigen Kontrollschritten ein. Die MPP-Spannung ist von der Einstrahlung und der Temperatur der PV-Module, also von zwei veränderlichen Größen abhängig. Für den MPP-Tracker wird daher eine Tracking-Periode von ca. 1 s empfohlen [66].

Die periodischen Leistungssprünge des MPP-Trackers sind prinzipbedingt in der Einspeiseleistung bzw. im Einspeisestrom messbar. Auch wenn diese Leistungstransienten gering sind, können sie die Fourieranalyse zur Oberschwingungsbestimmung empfindlich beeinflussen. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die Fourieranalyse ein quasi-stationären Signalverlauf voraussetzt, der durch die transienten MPP-Sprünge gestört wird. Spektren, die auf einem DFT-Fenster basieren, in dem ein MPP-Sprung auftritt, sind daher nur bedingt aussagekräftig.

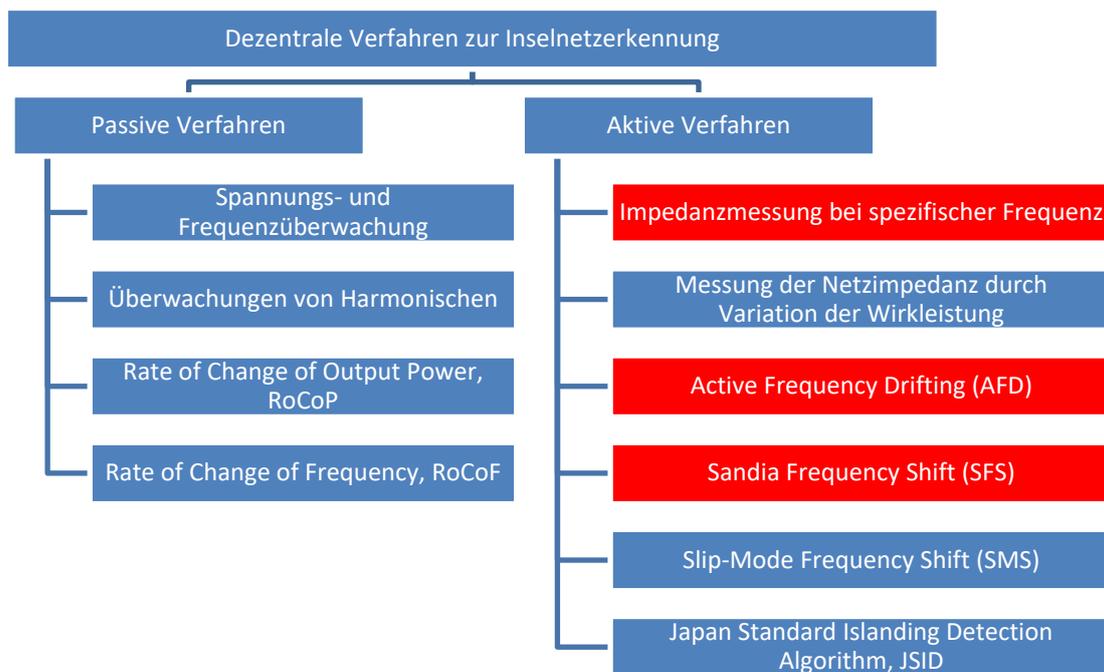
Der Einfluss des MPP-Trackers lässt daher aufgrund seines transienten Charakters nicht als Thévenin-Modell beschreiben. Nach Möglichkeit sollte der MPP-Tracker deshalb bei der Impedanzspektroskopie deaktiviert werden.

### 5.3.5 Verfahren zu Inselnetzerkennung

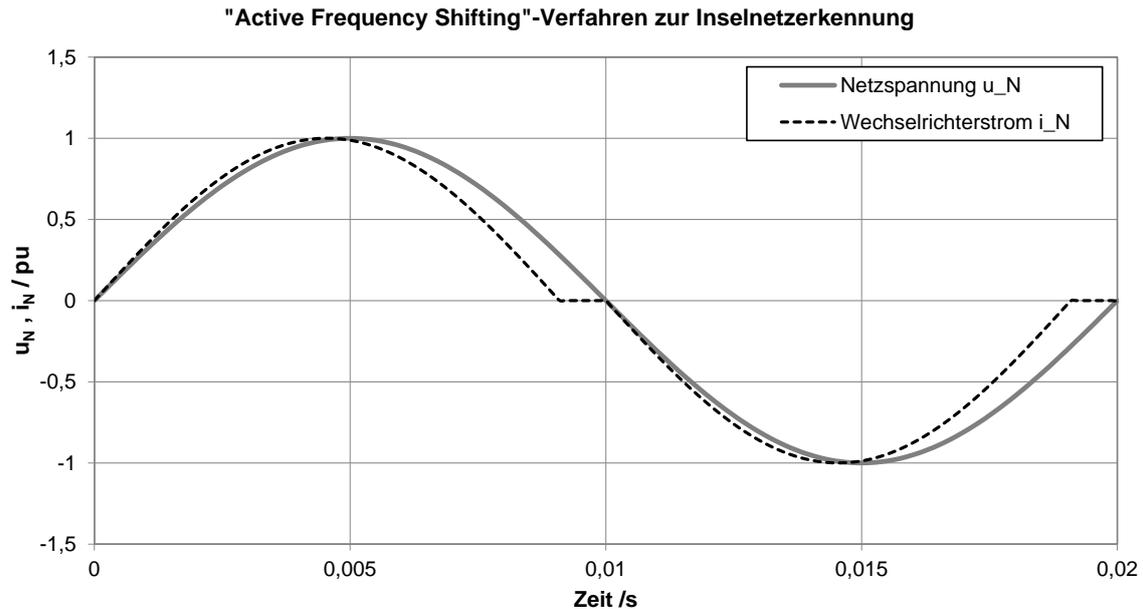
Verschiedene internationale Einspeiserichtlinie fordern, wie z. B. die Niederspannungsrichtlinie VDE-AR-N 4105 [67], dass Wechselrichter in der Lage sind, lokale Inselnetzbildungen zu erkennen. Um Risiken zu vermeiden, die durch einen ungewollten Inselnetzbetrieb entstehen, besteht die Anforderung, dass sich Wechselrichter nach

dem Erkennen einer Inselnetzsituation in kurzer Zeit vom Netz trennen müssen. Es existieren diverse Verfahren zur Inselnetzerkennung, die sich in aktive und passive Verfahren einteilen lassen [61] [68]. Abbildung 75 zeigt eine Übersicht über verschiedene Verfahren. Vor allem aktive Verfahren können als Quelle für Oberschwingungen angesehen werden. Im besonderen Maße trifft dies auf die rot markierten Verfahren zu.

Beispielhaft soll hier die häufig eingesetzte „Active Frequency Drifting“-Methode kurz erläutert werden. Dabei wird die Frequenz des eingespeisten Stroms abwechselnd nach oben und unten verschoben. Um jedoch eine konstante Einspeisung mit dem gewünschten Leistungsfaktor zu ermöglichen, wird bei jedem Nulldurchgang der Phasenwinkel korrigiert. In der Konsequenz entsteht eine Verzerrung des Netzstroms. In Abbildung 76 ist der prinzipielle Stromverlauf für die „Active Frequency Drifting“-Methode dargestellt. Eine Inselnetzdetektion kann aus dem Umstand abgeleitet werden, dass im Inselnetzfall die Netzspannung dieser Frequenzverschiebung folgt, während dies im Verbundnetzfall nicht gelingt.



**Abbildung 75:** Überblick über verschiedene Verfahren zur Inselnetzerkennung. Rot markierte Verfahren erzeugen Oberschwingungsquellen



**Abbildung 76:** Prinzipieller Stromverlauf des Wechselrichters  $i_N$  im Vergleich zur Netzspannung  $u_N$  beim sog. „Active Frequency Shifting“-Verfahren. Quelle: [68]

Aufgrund der Tatsache, dass die Frequenzverschiebung abwechselnd in beide Richtungen erfolgt, ändert sich auch die Stromverzerrung periodisch. Dies führt zu einem dynamischen Verhalten des Oberschwingungsspektrums und führt zu fluktuierenden Ergebnissen bei der Fourieranalyse. Ähnlich wie der Einfluss des MPP-Trackers stört dies die Berechnung von inneren Spannungsquellen mittels differentieller Impedanzspektroskopie.

### 5.3.6 Schlussfolgerungen

Unter den regelungstechnisch induzierten Oberschwingungsquellen sind v. a. die Auswirkungen der aktiven Inselnetzerkennung und des MPP-Trackers für die Impedanzspektroskopie problematisch, da sie ein transientes Verhalten aufweisen und daher nicht sinnvoll im Frequenzbereich darstellbar sind. Beide Effekte haben eher flickerartigen Charakter und wirken störend auf die Ergebnisse der Impedanzspektroskopie. Für die Vermessung sollten sie daher idealerweise deaktiviert werden. Es ist zu erwarten, dass dies nicht in jedem Fall ohne weiteres möglich ist. Daher muss ggf. der durch derartige Effekte hervorgerufene Fehler akzeptiert werden. Alternativ ist es denkbar, durch eine ausreichende Anzahl an Wiederholungen der Messung und einer anschließenden Mittelung der Ergebnisse den Einfluss der transienten Effekte herauszumitteln. Dieser Ansatz erhöht jedoch die Analysezeit wesentlich.

## 5.4 Zusammenfassung und Schlussfolgerungen

In diesem Kapitel wurde festgestellt, dass sich Oberschwingungsquellen selbstgeführter Wechselrichter in die folgenden drei Kategorien einteilen lassen.

- Harmonische Oberschwingungen im Frequenzbereich bis max. 2 kHz
- Taktfrequenzbezogene Oberschwingungen im Bereich der Taktfrequenz und ihren Harmonischen
- Regelungstechnisch induzierte Oberschwingungen, die häufig eher transienten oder flickerartigen Charakter haben

Darüber hinaus besitzen selbstgeführte Netzwechselrichter typischerweise keine weiteren Oberschwingungsstörquellen.

Den Oberschwingungsquellen liegen verschiedene physikalische Effekte zu Grund, die untersucht wurden. Den größten Einfluss auf die harmonischen Oberschwingungsquellen hat dabei der sog. Totzeiteffekt. Oberschwingungsquellen sind in ihrer Leistungsabgabe physikalisch begrenzt und deren Störwirkung auf das Netz wird in modernen Wechselrichtern durch geeignete Filtermaßnahmen typischerweise gut unterdrückt. Probleme durch Störaussendungen durch heutige Wechselrichter sind daher selten.

Im Gegensatz dazu können Resonanzbildungen zu einer starken Oberschwingungsbildung führen. Dies wird im folgenden Kapitel diskutiert.



# 6 Einflussfaktoren auf die Ausgangsimpedanz

Dieses Kapitel widmet sich den Eigenschaften von Wechselrichtern, die den Verlauf der Ausgangsimpedanz beeinflussen. Dabei ist zu beachten, dass das dynamische Verhalten von Wechselrichtern nicht allein durch deren passive Bauteile, sondern wesentlich auch durch dessen Regelung bestimmt wird. Daher werden im Folgenden sowohl die Einflüsse passiver Bauteile wie auch die der regelungstechnischen Umsetzung auf die wirksame Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters diskutiert.

## 6.1 Einflüsse passiver Bauelemente und des Neutralleiteranschlusses

Maßgeblich für den Verlauf der Ausgangsimpedanz sind zunächst die passiven Bauteile der Filter. Ferner muss der Anschluss des Neutralleiters betrachtet werden, der von entscheidender Bedeutung für die wirksame Impedanz sein kann. Abbildung 77 zeigt das 3-phasige Ersatzschaltbild eines typischen Wechselrichters mit seinen Filterkomponenten. Die wesentlichen Baugruppen sind die ein- und ausgangsseitigen EMV-Filter, das Sinusfilter sowie der Zwischenkreis.

Selbstverständlich sind am Markt eine Vielzahl an Ausführungsvarianten zu finden, die von dem in Abbildung 77 gezeigten Schema abweichen und die hier nicht alle diskutiert werden sollen. Dies stellt die grundsätzlichen Erkenntnisse, die im Folgenden diskutiert werden, jedoch nicht in Frage.

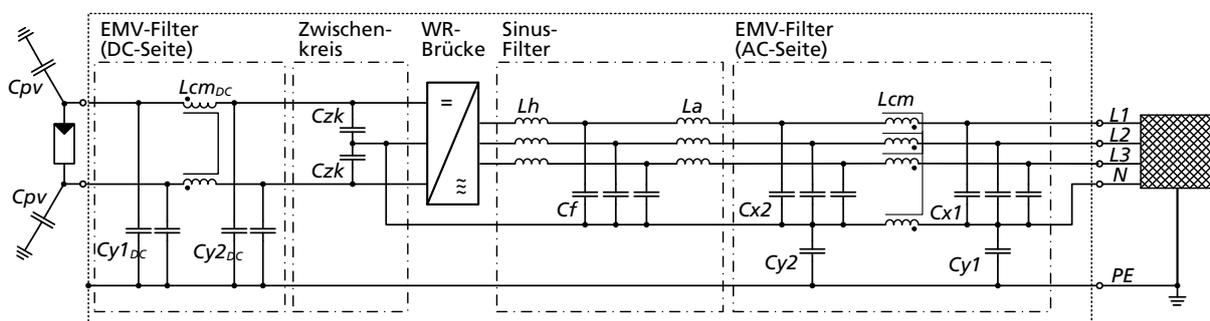


Abbildung 77: 3-phasiges Ersatzschaltbild der Filterbauteile eines typischen Wechselrichters

### 6.1.1 Beschreibung verschiedener Filterbaugruppen

Für die Betrachtung der Ausgangsimpedanz des Wechselrichters sind v. a. die EMV-Filter und das Sinusfilter von Belang. Daher werden deren relevante Merkmale im Folgenden kurz beschrieben.

#### 6.1.1.1 EMV-Filter

Um die elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) von Geräten am Netz zu gewährleisten, müssen normative Vorgaben zur Begrenzung der Emission von leitungsgebundener Störaussendung für den Frequenzbereich 150 kHz bis 30 MHz (vgl. [69] und [70]) eingehalten werden. Um diese Vorgaben einhalten zu können, werden i. d. R. EMV-Filter am Ein- und Ausgang eines Wechselrichters eingesetzt [71]. In Abbildung 77 ist der typische Aufbau eines einstufigen EMV-Filters bestehend aus X- und Y-Kondensatoren und einer stromkompensierten Drossel gezeigt. Dabei bilden die X-Kondensatoren einen niederinduktiven Pfad für ggf. auftretende Gegentaktstörungen. Gleichtaktstörungen des Wechselrichters werden einerseits durch den niederinduktiven Pfad über die Y-Kondensatoren abgeleitet und zudem durch die stromkompensierte Drossel gedämpft, die durch die magnetische Kopplung und den gleichen Wickelsinn für Gleichtaktsignale eine hohe Längsimpedanz aufweist.

#### 6.1.1.2 Sinusfilter

Die Hauptdrossel des Sinusfilters sorgt durch ihr integrierendes Verhalten dafür, den PWM-modulierten rechteckförmigen Verlauf der Brückenausgangsspannung zu einem sinusförmigen Strom zu filtern. Aufgrund der begrenzten Induktivität der Hauptdrossel ist der Drosselstrom mit einer taktfrequenten Restwelligkeit (engl. „ripple“) behaftet, die meist unzulässig hohe Werte für eine direkte Einspeisung ins öffentliche Netz annehmen würde. Durch das Einfügen einer zweiten Filterstufe, bestehend aus einem Filterkondensator und einer zusätzlichen Ausgangsdrossel, entsteht ein Filter 3. Ordnung, dessen Dämpfung mit 60 dB/Dekade die taktfrequenten Anteile des Ausgangsstroms i. d. R. zufriedenstellend bedämpft. Bei der Auslegung des Filters ist darauf zu achten, dass die eingebrachte Resonanzstelle keine Anregung erfährt. In geeigneter Weise wird daher versucht, sie abseits der typischen Netzharmonischen – meist oberhalb von 1 kHz – zu platzieren.

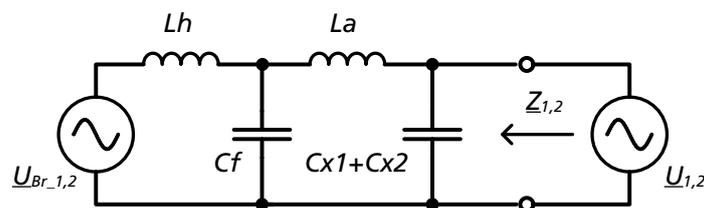
Am Markt sind zunehmend Geräte zu finden, die aus Kostengründen auf die ausgangsseitige Filterdrossel  $L_a$  verzichten und die Filterwirkung der vorgelagerten Netz- oder Transformatorimpedanz einbeziehen. Es sollte jedoch erwähnt werden, dass diese Vorgehensweise nicht ohne Risiko bleibt. Denn durch den unverdrosselten Anschluss des Filterkondensators an den Ausgang können sich v. a. beim Betrieb von mehreren parallelen Wechselrichtern leicht schwach gedämpfte Resonanzen zwischen den verschiedenen Geräten ausbilden.

### 6.1.2 Mit- und Gegensystemimpedanz

Durch den i. d. R. phasensymmetrischen Aufbau eines Wechselrichters unterscheiden sich die passiven Mit- und Gegensystemimpedanzen typischerweise nicht. Aufgrund der Symmetrie spielt auch die Art des Neutralleiteranschlusses für die Mit- bzw. Gegensystembetrachtung keine Rolle. Ausgehend vom 3-phasigen Ersatzschaltbild in Abbildung 77 lassen sich mit folgenden Annahmen die im Mit- bzw. Gegensystem wirksamen Komponenten als 1-phasiges Ersatzschaltbild darstellen.

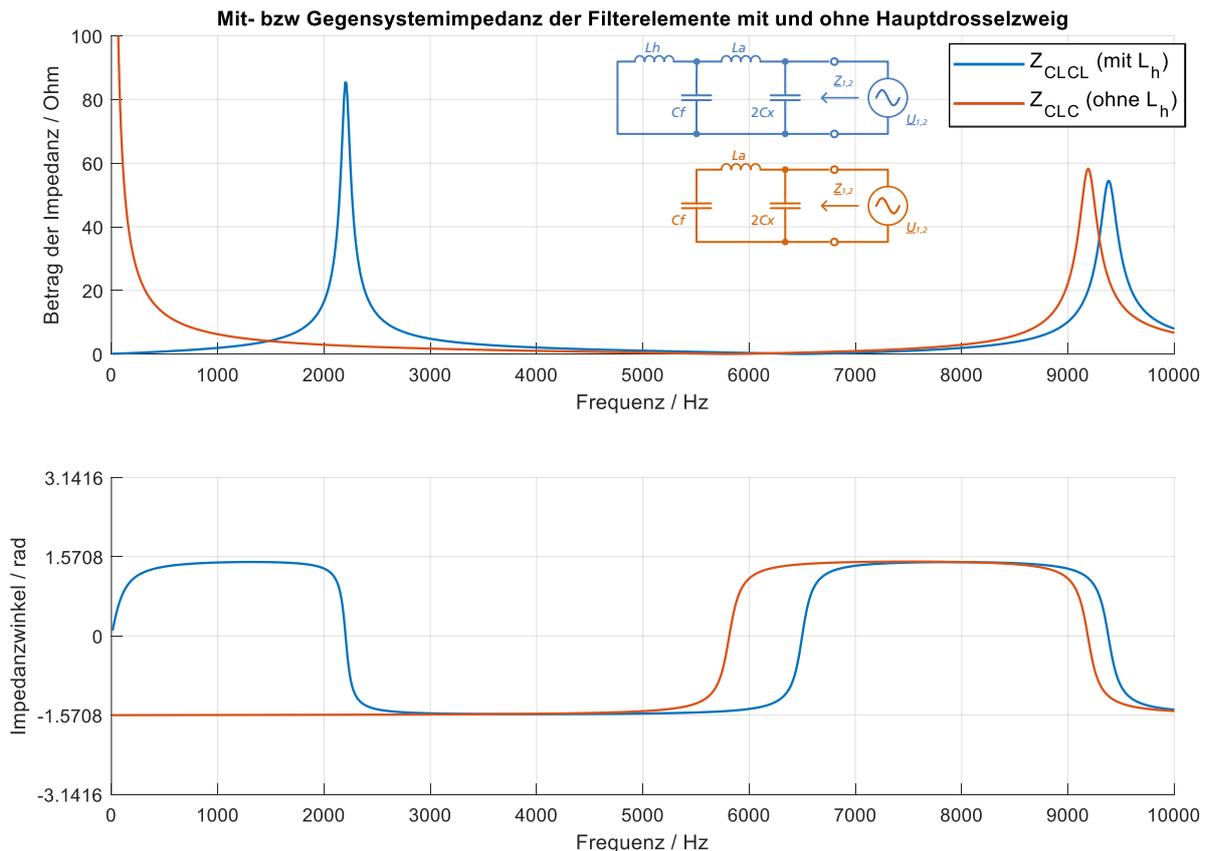
Die Wechselrichterbrücke wird durch eine Spannungsquelle im Mit- und Gegensystem  $U_{Br,1,2}$  ersetzt. Dadurch wird angenommen, dass die DC-seitigen Bauteile von der AC-Seite entkoppelt sind und somit keinen Einfluss auf die AC-seitige Mit- und Gegensystemimpedanz haben. Da bei einer Mit- und Gegensystemanregung keine Spannungsdifferenz zwischen dem N- und dem PE-Leiter auftritt, sind die Y-Kondensatoren für diesen Fall nicht wirksam. Ferner wirken bei einer Anregung im Mit- und Gegensystem (Gegentaktanregung) naturgemäß nur die sehr geringe Streuinduktivität der stromkompensierten Drossel, die daher hierbei vernachlässigt werden kann. Aus dieser Betrachtung heraus kann eine vereinfachte, einphasige Darstellung der wirksamen Impedanzen für eine Anregung im Mitsystem  $U_1$  bzw. im Gegensystem  $U_2$  abgeleitet werden, die in Abbildung 78 dargestellt ist.

Da der Strom im Hauptdrosselpfad gezielt durch die geregelte Brückenspannung  $u_{Br}(t)$  beeinflusst wird, besitzt sie einen Einfluss auf die Ausgangsimpedanz  $Z_{1,2}$  des Wechselrichters. Für hohe Frequenzen oberhalb der Regelbandbreite kann die Brückenspannung jedoch als kurzgeschlossen angenommen werden und es ergibt sich aus Netzsicht eine CLCL-Anordnung mit den Elementen  $(C_{x1} + C_{x2})$ ,  $L_a$ ,  $C_f$  und  $L_h$ . In Abbildung 79 ist der zugehörige Impedanzverlauf für eine beispielhafte Dimensionierung der Filterbauteile in blau dargestellt. Klar zu erkennen sind die beiden resultierenden Parallelresonanzstellen bei 2,2 kHz und 9,4 kHz sowie eine Serienresonanzstelle bei 6,5 kHz.



**Abbildung 78:** Wirksame passive Filterbauelemente eines Wechselrichters für die Mit- bzw. Gegensystemimpedanz

Für niedrige Frequenzen hingegen muss der Einfluss der geregelten Brückenspannung auf die Impedanz berücksichtigt werden. Sofern nur der Hautdrosselstrom des Wechselrichters geregelt wird, können die übrigen Filterbauteile bei der Gesamtimpedanzbestimmung weiterhin als passiv angenommen werden. Für die extreme Annahme, der Stromregler regle den Grundschwingungsstrom ideal und unterbinde damit jeglichen Strom bei anderen Frequenzen, kann der Hauptdrosselpfad als aufgetrennt betrachtet werden.  $L_h$  ist für diesen Fall unwirksam und es ergibt sich eine CLC-Anordnung. Der wirksame Impedanzverlauf aus Netzsicht entspricht der orangenen Kurve in Abbildung 79 zeigt für dieses Beispiel eine Parallelresonanzstelle bei 9,2 kHz und eine Serienresonanzstelle bei 5,8 kHz. Die die CLC-Anordnung unterscheidet sich im unteren Frequenzbereich in ihrem kapazitiven Verhalten wesentlich gegenüber der CLCL-Anordnung, die sich dort induktiv verhält. Diese Überlegungen werden durch die in Abbildung 100 in Kapitel 6.2.4.2 gezeigten Ergebnisse bestätigt. Dabei wird der Einfluss des Stromreglers durch Variation der Regeltaktfrequenz auf den sich ausbildenden Impedanzverlauf gezeigt und mit den passiven Impedanzverläufen verglichen. Man erkennt eine klare Verschiebung der Impedanzkurve bei steigender Regeldynamik.



**Abbildung 79:** Exemplarischer Verlauf der Filterimpedanz im Mit- bzw. Gegensystem mit und ohne Berücksichtigung des Hauptdrosselpfads für die Werte:  $L_h = 200 \mu\text{H}$ ,  $R_h = 100 \text{ m}\Omega$ ,  $C_f = 15 \mu\text{F}$ ,  $R_f = 1 \text{ m}\Omega$ ,  $L_a = 50 \mu\text{H}$ ,  $R_a = 50 \text{ m}\Omega$ ,  $C_x = 5 \mu\text{F}$ ,  $R_x = 0,5 \text{ m}\Omega$

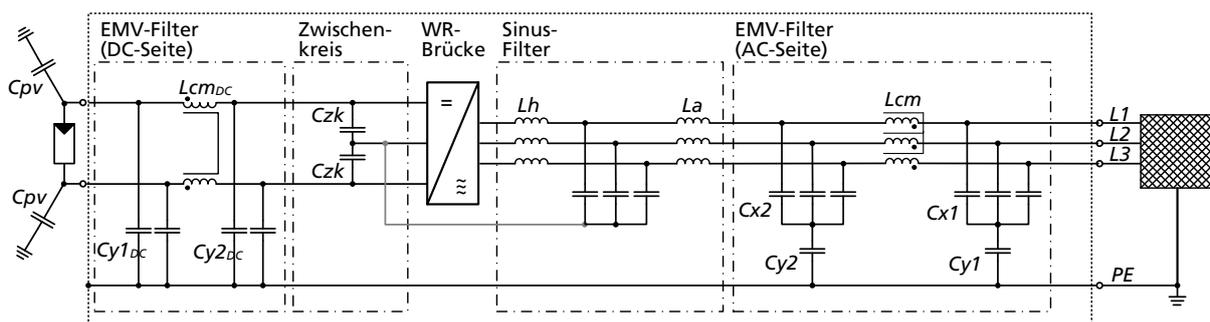
Es bleibt festzuhalten, dass der Einfluss der passiven Filterbauelemente auf die Mit- bzw. Gegensystemimpedanz des Wechselrichters im Frequenzbereich oberhalb der Regelbandbreite weitgehend dem Verlauf des passiven Impedanznetzwerkes entspricht. Im unteren Frequenzbereich kann durch die Betrachtung der CLCL- und der CLC-Anordnung der Rahmen abgeschätzt werden, in dem sich die Ausgangsimpedanz des Wechselrichters bewegt. Der sich ergebende tatsächliche Verlauf hängt aber von den Eigenschaften des Reglers ab und wird im folgenden Unterkapitel 6.2 diskutiert.

### 6.1.3 Nullsystemimpedanz

Für die Bestimmung der Nullsystemimpedanz ist zunächst entscheidend, ob der Neutralleiter mit dem Zwischenkreis des Wechselrichters verbunden ist. Vor allem bei Wechselrichtern, die für den Einsatz in großen PV-Kraftwerken konzipiert sind, wird oft auf einen 4-Leiteranschluss verzichtet, da keine Einspeisung von unsymmetrischen Strömen gefordert ist. Dieser Verzicht spart nicht nur Kosten und regelungstechnischen Aufwand, sondern reduziert auch den Filteraufwand. Ferner ist es durch das Aufmodulieren einer internen Nullkomponente, z. B. mittels der sog. Flat-Top-Modulation, möglich, bei gleichbleibendem DC-Spannungsfenster die AC-Spannung und damit auch die Nennleistung des Gerätes ohne nennenswerte Hardware-Änderungen um bis zu 14 % zu erhöhen [72].

#### 6.1.3.1 Nullsystemimpedanz ohne Neutralleiteranschluss

Abbildung 80 zeigt das 3-phasige Ersatzschaltbild eines Wechselrichters ohne Neutralleiteranschluss. Eine Nullsystemspannung entspricht in diesem Fall einer Gleichtaktanregung gegenüber PE.

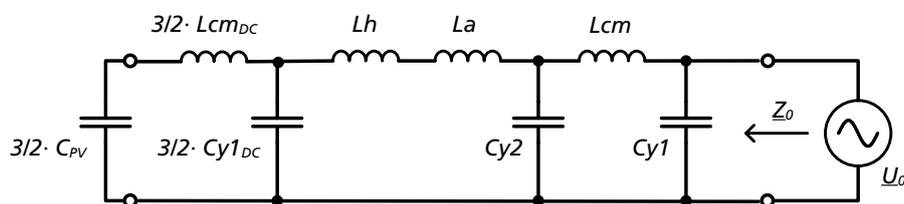


**Abbildung 80:** 3-phasiges Ersatzschaltbild eines Wechselrichters ohne Neutralleiteranschluss und optionaler Anbindung des Zwischenkreises an den Filtersternpunkt

Für die Nullsystemimpedanz sind vor allem die Y-Kondensatoren wirksam. Die X-Kondensatoren können hingegen vernachlässigt werden, da sie sich in Reihenschaltung zu den Y-Kondensatoren befinden und ihre Kapazität gegenüber den Y-Kondensatoren typischerweise zwei bis drei Größenordnungen größer gewählt wird. Ferner sind die Längsdrosseln einschließlich der stromkompensierten Drossel mit ihrer hohen Gleichtaktinduktivität zu berücksichtigen. Daraus lässt sich das 1-phasige Ersatzschaltbild der im Nullsystem wirksamen Elemente ableiten (s. Abbildung 81). Die DC-seitigen Bauteilwerte aus Abbildung 80 wurden dabei mit dem Faktor  $\frac{3}{2}$  auf die einphasige Darstellung umgerechnet.

An dieser Stelle sei noch auf die in Abbildung 80 grau dargestellte Verbindung der Zwischenkreiskondensatoren mit dem Filtersternpunkt hingewiesen. Diese Verbindung ist notwendig, um taktfrequente Gleichtaktspannungen auf der DC-Seite zu verhindern, die zu unzulässig hohen Ableitströmen über PE führen würden. Allenfalls bei Wechselrichtern, die durch einen eigenen Transformator galvanisch vom Netz getrennt sind, kann auf die Zwischenkreis-Filter-Verbindung verzichtet werden. Die taktfrequente Gleichtaktspannung kann sich dann auf die Ausgangsseite des Wechselrichters verlagern, die i. d. R. eine geringe kapazitive Kopplung gegenüber Erde aufweist. Diese Variante wird häufig bei Zentralwechselrichtern mit eigenem Mittelspannungstransformator gewählt. Der sich ergebende Vorteil besteht in einer effektiven Verdreifachung der Schaltfrequenz über den Filterdrosseln, wodurch diese kleiner dimensioniert werden können [72].

Für die Nullsystemimpedanzbetrachtung unterscheiden sich die beiden Varianten dadurch, dass im Falle einer existierenden Zwischenkreis-Filter-Verbindung die Hauptdrossel sowie die Wechselrichterbrücke durch die beiden vergleichsweise großen Kondensatoren  $C_f$  und  $C_{ZK}$  überbrückt werden und somit vernachlässigt werden können. Da i. d. R. die Induktivität der Hauptdrossel deutlich kleiner als die Gleichtaktinduktivität der stromkompensierten EMV-Drosseln ist, fällt der Unterschied in Hinblick auf die sich ergebende Nullsystemimpedanz eher gering aus. Im Folgenden wird daher nur der Fall ohne Zwischenkreis-Filter-Verbindung betrachtet.

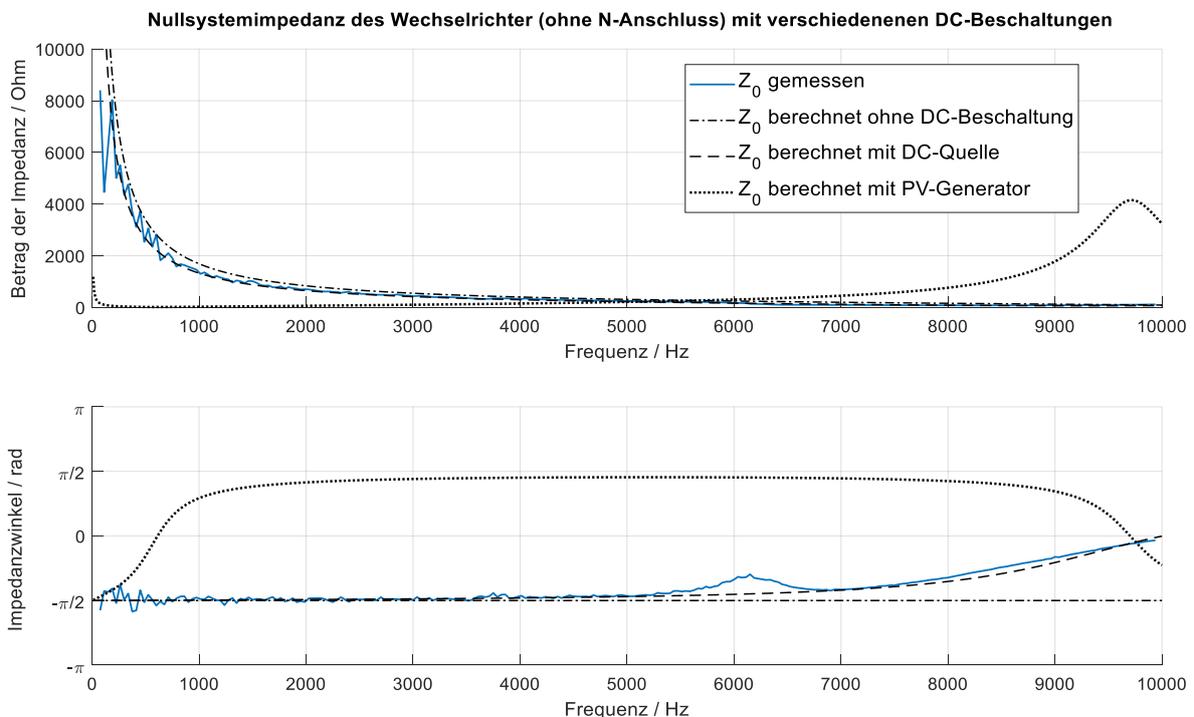


**Abbildung 81:** 1-phasiges Ersatzschaltbild der im Nullsystem wirksamen Komponenten für einen Wechselrichter ohne Neutralleiteranschluss und ohne Zwischenkreis-Filter-Verbindung

Abbildung 82 zeigt die gemessene Nullsystemimpedanz des vermessenen Wechselrichters B. Der Wechselrichter besitzt keinen Neutralleiteranschluss. Es zeigt sich zunächst ein klar kapazitives Verhalten, dass durch die Summe der Y-Kondensatoren bestimmt ist. Da die Y-Kondensatoren zur Ableitung von Störungen im Frequenzbereich  $>150$  kHz ausgelegt sind, besitzen sie vergleichsweise geringe Kapazitäten im Nanofaradbereich. Für die Nullsystemimpedanz ergeben sich daher relativ hohe Impedanzwerte.

Punktiert-gestrichelt ist ferner der berechnete Nullsystemimpedanzverlauf des gemessenen Wechselrichters dargestellt, wobei zunächst keine DC-seitige Beschaltung berücksichtigt wurde. Der Berechnung liegt das in Abbildung 81 dargestellte Ersatzschaltbild zu Grunde und die angenommenen Bauteilwerte sind in Tabelle 10 angegeben.

Auffällig ist, dass die berechnete Nullsystemimpedanz einen konstant kapazitiven Verlauf besitzt, während die gemessene Nullsystemimpedanz ab ca. 6 kHz einen zunehmend ohmschen Anteil aufweist. Dies ist darauf zurückzuführen, dass die AC-seitig messbare Nullsystemimpedanz nicht nur von wechselrichterinternen Elementen abhängt, sondern auch von der DC-seitigen Beschaltung. Berücksichtigt man bei der Berechnung für die verwendete DC-Quelle die in Tabelle 10 angegebenen Impedanzwerte erhält man eine gute Übereinstimmung mit der gemessenen Kurve (vgl. gestrichelter Verlauf in Abbildung 82).



**Abbildung 82:** Gemessener Verlauf der Nullsystemimpedanz eines Wechselrichters und berechnete Nullsystemimpedanzen für die Fälle „ohne DC-Beschaltung“, „mit DC-Quelle“ sowie „mit PV-Generator“

**Tabelle 10:** Angenommene Bauteilwerte zum Ersatzschaltbild in Abbildung 80 inkl. parasitärer ohmscher Anteile für die Berechnung der Nullsystemimpedanzverläufe in Abbildung 82

Berechnete Anordnung	$C_{PV}$ $R_{PV}$ $L_{PV}$	$C_{Y2dc}$ $R_{Y2dc}$	$L_{cm_{dc}}$ $R_{cm_{dc}}$	$C_{Y1dc}$ $R_{Y1dc}$	$L_h$ $R_h$	$L_a$ $R_a$	$C_{Y2}$ $R_{Y2}$	$L_{CM}$ $R_{CM}$	$C_{Y1}$ $R_{Y1}$
Ohne DC-Beschaltung	-/-								
Mit DC-Quelle	38 nF 220 $\Omega$ 2 mH	47 nF 5 m $\Omega$	1 mH 10 m $\Omega$	47 nF 5 m $\Omega$	218 $\mu$ H 100 m $\Omega$	0 $\mu$ H 0 m $\Omega$	15 nF 2 m $\Omega$	3,3 mH 10 m $\Omega$	47 nF 5 m $\Omega$
Mit PV-Generator (40 kW)	20 $\mu$ F 10 $\Omega$ 50 mH								

Nun stellt sich die Frage nach der Bedeutung dieser Erkenntnis für die Praxis. Hierbei ist zu beachten, dass der Wechselrichter im Betrieb typischerweise an einen Solargenerator angeschlossen ist. Es ist bekannt, dass PV-Module eine durchaus signifikante kapazitive Kopplung gegenüber Erde aufweisen. Gerade bei großen Wechselrichtern mit entsprechenden großflächigen PV-Generatoren kann die Kapazität der PV-Module gegen Erde – insbesondere bei feuchter Witterung – große Werte annehmen. Bereits für eine installierte Modulleistung von 1 kW liegt die parasitäre Kapazität der PV-Module im Bereich 330 nF bis 500 nF [73] und fällt damit deutlich größer als die Kapazität der Y-Kondensatoren aus.

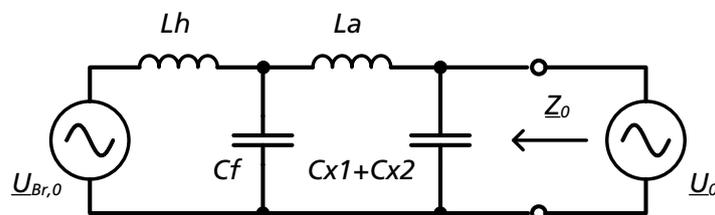
Abbildung 82 zeigt gepunktet den Verlauf der Nullsystemimpedanz bei DC-seitiger Beschaltung mit einem 40-kW-PV-Generator, für den die in Tabelle 10 angenommenen Impedanzen gegen Erde zu Grunde gelegt wurden. Es zeigt sich, dass die DC-seitige Beschaltung einen signifikanten Einfluss hat. So erhöht sich nicht nur die Impedanz durch die Ausbildung einer Parallelresonanzstelle im Frequenzbereich zwischen 9 kHz und 10 kHz, sondern auch der Impedanzwinkel wird fast über den gesamten betrachteten Frequenzbereich ins Induktive gedreht.

Auch wenn es sich hierbei nur um ein willkürliches Beispiel handelt, bleibt festzuhalten, dass die wirksame Ausgangs-Nullsystemimpedanz immer auch von der DC-seitigen Beschaltung abhängt und extern angeschlossene Koppelimpedanzen gegen Erde entsprechend zu berücksichtigen sind.

### 6.1.3.2 Nullsystemimpedanz mit Neutralleiteranschluss

Da in Niederspannungssystemen der Sternpunkt in aller Regel geerdet ausgeführt ist und somit der Neutral- und PE-Leiter auf dem gleichen Potential liegen, tragen bei Wechselrichtern mit Neutralleiteranschluss alle Querkomponenten zwischen den Phasenleitern und den N-Leiter sowie dem PE-Leiter zur Nullsystemimpedanz bei. Betrachtet man Abbildung 77, sind in diesem Zusammenhang die X-Kondensatoren und die Filterkondensatoren zu berücksichtigen. Die Y-Kondensatoren können wie bei der Mit- und Gegensystembetrachtung vernachlässigt werden. In Geräten mit Neutralleiteranschluss ist die stromkompensierte Drossel des EMV-Filters als Vierleiterdrossel ausgeführt. Für Nullsystemströme, die über den Neutralleiter fließen, ist die stromkompensierte Drossel somit nicht wirksam und kann vernachlässigt werden. Im Übrigen können die DC-seitigen Komponenten aufgrund der entkoppelnden Wirkung der Wechselrichterbrücke vernachlässigt werden. Für die im Nullsystem wirkenden Komponenten erhält man damit das in Abbildung 83 dargestellte vereinfachte 1-phasige Ersatzschaltbild.

Aufgrund der hohen Kapazität der zu berücksichtigenden Kondensatoren fällt die wirksame Nullsystemimpedanz bei Wechselrichtern mit angeschlossenem Neutralleiter deutlich niedriger aus als bei Geräten ohne Neutralleiteranschluss (vgl. Verlauf der Nullsystemimpedanz für Wechselrichter A in Abbildung 36). Zudem treten abhängig von der Dimensionierung der Filterbauteile Parallel- und Serienresonanzstellen im Frequenzbereich unter 10 kHz auf, sodass über diesen Frequenzbereich nicht mehr nur von einem kapazitiven Verhalten ausgegangen werden kann.



**Abbildung 83:** 1-phasiges Ersatzschaltbild der im Nullsystem wirksamen Komponenten für einen Wechselrichter mit Neutralleiteranschluss

Ein weiterer entscheidender Unterschied ist, dass bei der Bestimmung der wirksamen Nullsystemimpedanz von Wechselrichtern mit Neutralleiteranschluss der Einfluss der Wechselrichterregelung nicht außer Acht gelassen werden darf. Durch den Anschluss des Neutralleiters und der damit verbundenen Unabhängigkeit der Phasenströme ist der Wechselrichter in der Lage, aktiv ein Nullsystem einzuspeisen. Das repräsentative 1-phasige Ersatzschaltbild eines Wechselrichters mit Neutralleiteranschluss enthält daher die Nullsystemkomponenten der Brückenspannung  $U_{br,0}$  im Hauptdrosselpfad. Vergleicht man die Darstellungen in Abbildung 78 und Abbildung 83, stellt man fest, dass sich die repräsentativen Ersatzschaltbilder für das Mit- bzw. Gegensystem und das Nullsystem nicht unterscheiden. Im Fall einer unabhängigen Regelung der drei Phasenströme ist daher die Mit-, Gegen- und Nullsystemimpedanz des Wechselrichters annähernd identisch. Dies wird zum Beispiel aus dem Vergleich der Verläufe für die Mit-, Gegen- und Nullsystemimpedanz von Wechselrichter A in Abbildung 34, Abbildung 35 und Abbildung 36 ersichtlich. Für den Einfluss der Regelung auf den Impedanzverlauf sei auf das nachfolgende Kapitel verwiesen. Die dort diskutierte Betrachtung des Einflusses des Mitsystemreglers lässt sich analog auf das Nullsystem übertragen.

Abschließend sei noch angemerkt, dass aufgrund der o. g. Zusammenhänge zu erwarten ist, dass im Gegensatz zu Geräten ohne Neutralleiteranschluss die DC-seitige Beschaltung des Gerätes einen verschwindend geringeren Einfluss auf die wirksame Nullsystemimpedanz hat.

## 6.2 Einfluss der Wechselrichterregelung

Treten Resonanzen in bestehenden Systemen auf, stellt sich schnell die Frage, welche Gegenmaßnahmen getroffen werden können, ohne kostspielige Änderungen an der Hardware des Wechselrichters vornehmen zu müssen. In diesem Kapitel wird daher diskutiert, in welchem Rahmen der Verlauf der Ausgangsimpedanz allein durch Anpassungen der Software beeinflusst werden kann. An dieser Stelle sei die Anmerkung aus der Praxis erlaubt, dass bei Änderungen an der Wechselrichterregelung der Fortbestand bestehender Zertifizierungen für das betreffende Produkt zu prüfen ist. Ungeachtet dessen werden im Folgenden diese Eigenschaften einer Wechselrichterregelung untersucht:

- Parametrierung des Stromreglers
- Wahl der Taktfrequenz
- Einfluss von Abtast- und Verzögerungszeiten

Zunächst soll anhand des Beispiels von Wechselrichter B (vgl. Kapitel 4.1) der Einfluss der Wechselrichterregelung auf die gemessene Ausgangsimpedanz und auf das Resonanzverhalten des Wechselrichters aufgezeigt werden.

### 6.2.1 Beispiel einer Resonanzbildung mit Reglereinfluss

Der betrachtete Fall zeigt eine Resonanzbildung zwischen dem Wechselrichter und dem Netz im Bereich von 4,8 kHz, die durch eine rein software-seitige Änderung beseitigt werden konnte. Der betreffende Wechselrichter wurde in der Ausgangskonfiguration mit einer Taktfrequenz von 24 kHz betrieben und zeigte unter bestimmten Netzanschlussituationen (z. B. für ein induktives Netz mit einem Netzkurzschlussverhältnis im Bereich von 40) eine Resonanzbildung im bei 4,8 kHz.

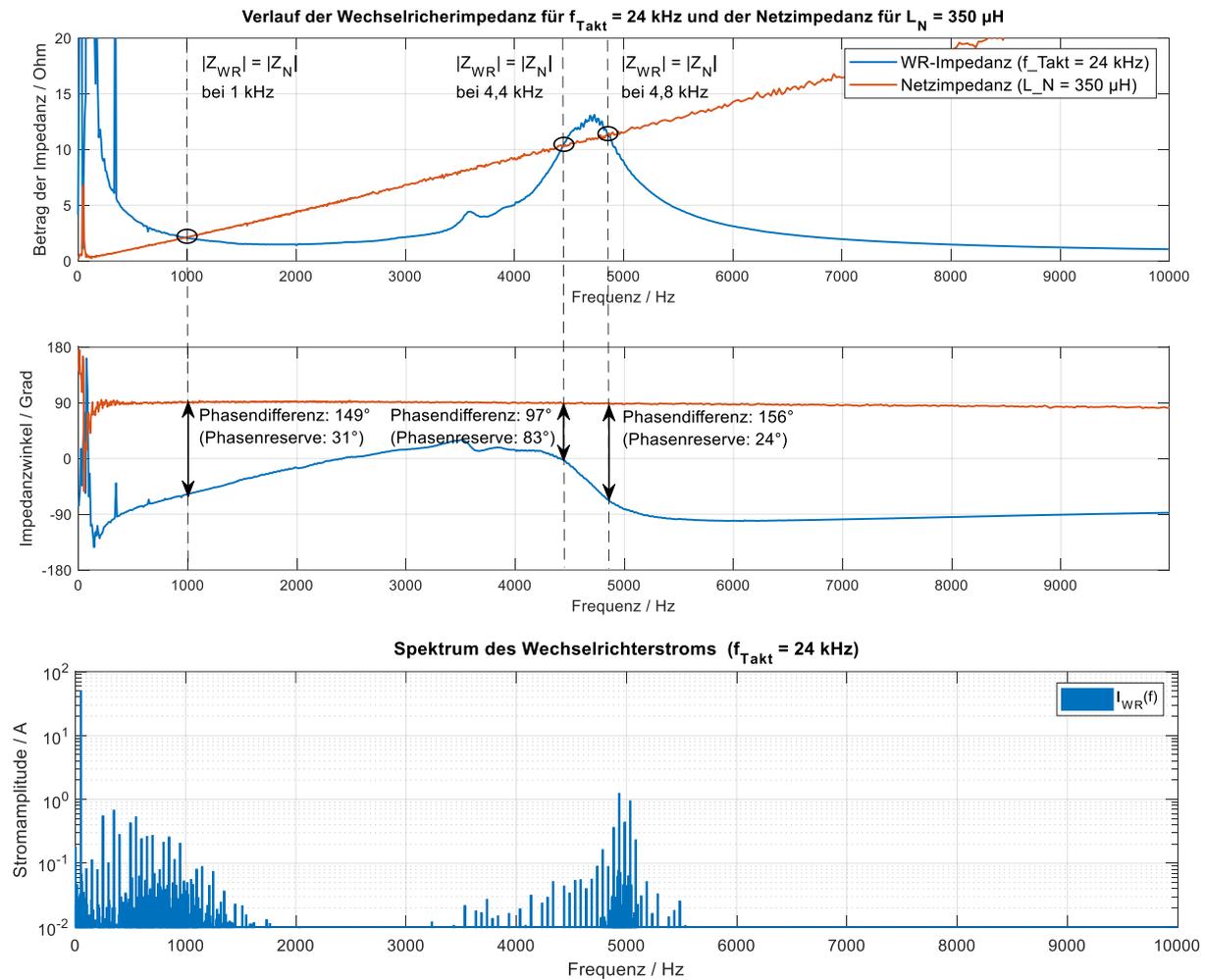
Abbildung 84 zeigt die Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums für die Ausgangssituation. Zu sehen sind der gemessene Verlauf der Netzimpedanz ( $L_N = 350 \mu\text{H}$ ) und der mittels Impedanzspektroskopie ermittelte Verlauf der Ausgangsimpedanz des Wechselrichters. Bei drei Frequenzen (1 kHz, 4,4 kHz und 4,8 kHz) kommt es zu einem Schnittpunkt der Betragskurven. Besonders die Schnittpunkte bei 1 kHz und 4,8 kHz sind als kritisch zu bewerten, da hier die Phasenreserve mit  $31^\circ$  bzw.  $24^\circ$  besonders klein ist. Tatsächlich zeigen sich an beiden Frequenzen im Spektrum erhöhte Oberschwingungsstrompegel. Auch im Zeitverlauf des Wechselrichterstroms ist v. a. die 4,8-kHz-Oszillation klar zu erkennen (vgl. Abbildung 85). Der Betragsschnittpunkte bei 4,4 kHz weist hingegen mit  $83^\circ$  eine ausreichenden Phasenreserve auf, so dass hier keine Oszillationen auszumachen sind.

Wird der Wechselrichter mit einer anderen Software-Version parametrierung, die u. a. die Taktfrequenz auf 16 kHz reduziert, ändert sich auch der Verlauf der Ausgangsimpedanz dahingehend, dass bei 4,4 kHz und 4,8 kHz keine Schnittpunkte mehr zwischen den Betragskurven der Netz- und der Wechselrichterimpedanzen auftreten (vgl. Abbildung 86). Die Bedingungen für die Ausbildung einer Resonanz gemäß dem impedanzbasierten Stabilitätskriterium sind hier also nicht mehr erfüllt und demzufolge sind im Wechselrichterstrom keine entsprechenden Oberschwingungsströme im 4,8-kHz-Bereich vorhanden (vgl. Abbildung 87). Ferner verlagert sich die Resonanzstelle bei 1 kHz hinzu 1,2 kHz und weist nun eine größere Phasenreserve von  $42^\circ$  auf.

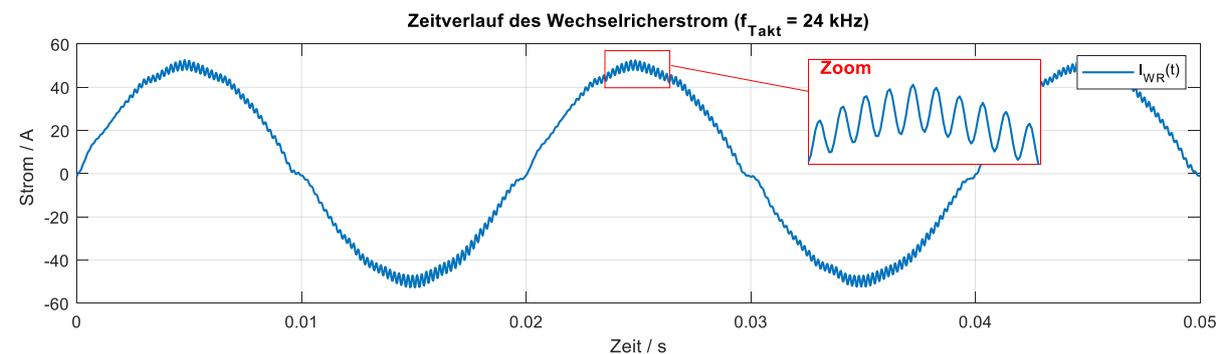
An dieser Stelle sei vorweggenommen, dass der Grund für die Verbesserung des Stabilitätsverhaltens nicht direkt in der Reduktion der Taktfrequenz lag. Diesbezüglich wäre eher – wie im Folgenden gezeigt – eine Verschlechterung zu erwarten. Vielmehr ist hier eine Reduktion der Abtast-Verzögerung für die Verbesserung ursächlich, wie im Folgenden erläutert wird.

Durch den skizzierten Fall kann einerseits gezeigt werden, dass durch die Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums die Ausbildung von Resonanzen beschrieben werden kann. Andererseits wird der Einfluss der Software-Parametrierung auf den Impedanzverlauf eines Wechselrichters ersichtlich.

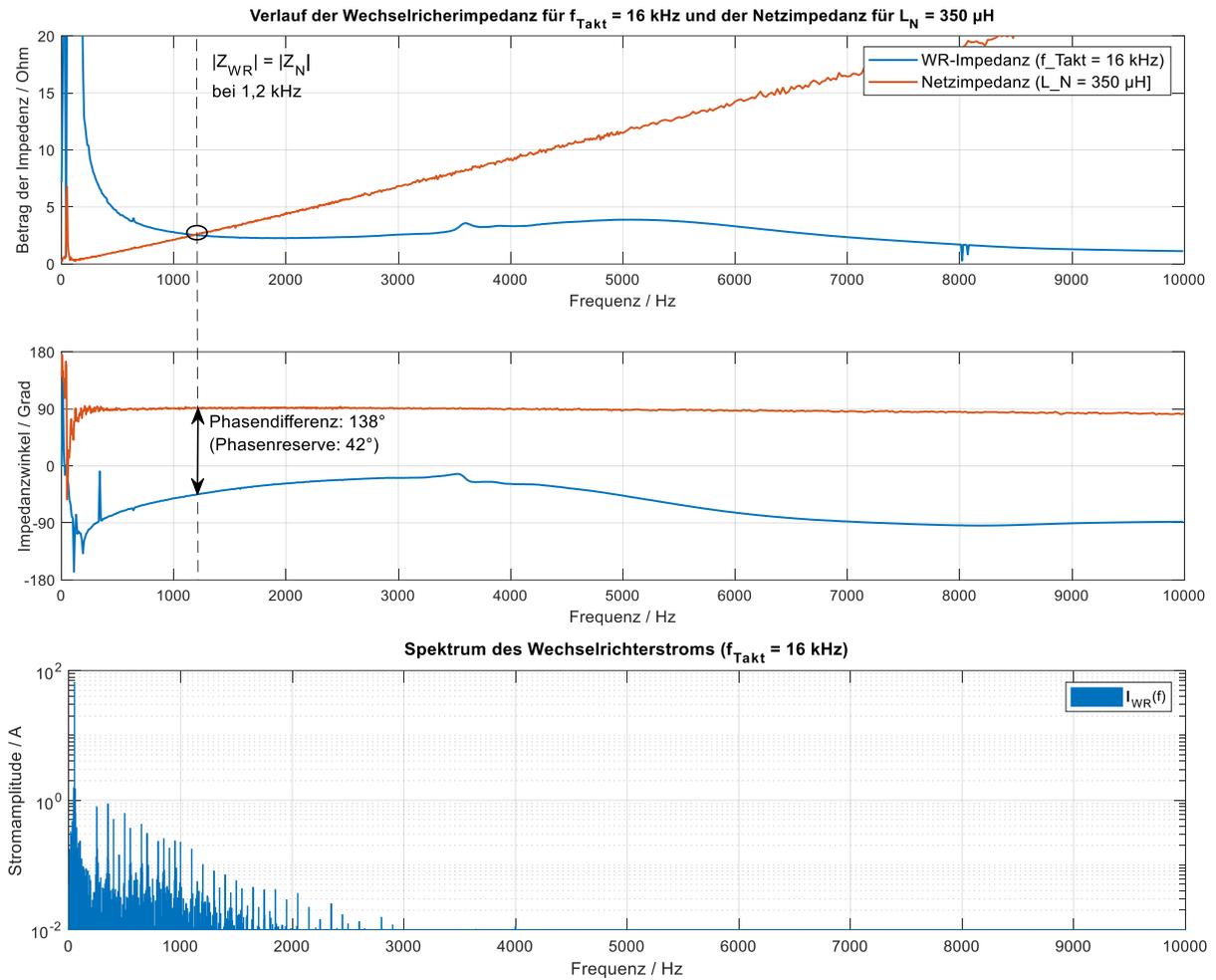
Diese software-seitigen Einflüsse sollen nun systematisch analysiert werden. Zu diesem Zweck werden die folgenden Untersuchungen exemplarisch an dem vorliegenden Wechselrichter, für den eine detaillierte Kenntnis der schaltungstechnischen wie auch regelungstechnischen Umsetzung vorlag, durchgeführt.



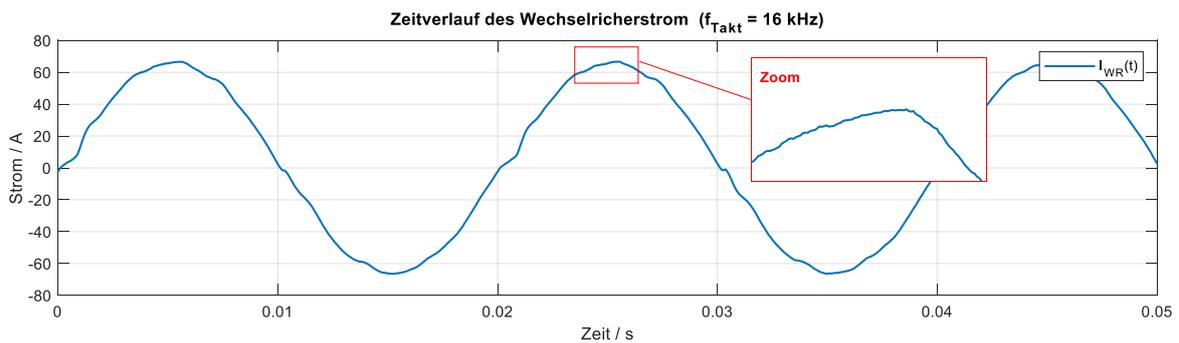
**Abbildung 84:** Gemessene Verläufe der Netz- und Wechselrichterimpedanz für eine eingestellte Taktfrequenz von 24 kHz (oben/Mitte). Bei 1 kHz, 4,4 kHz und 4,8 kHz schneiden sich die Betragskurven. Bei 1 kHz und bei 4,8 kHz ist die Phasenreserve mit  $31^\circ$  bzw.  $24^\circ$  recht gering. Eine Resonanzbildung an diesen Frequenzen ist im Spektrum des zugehörigen Wechselrichterstroms (unten) erkennbar.



**Abbildung 85:** Zeitverlauf des Wechselrichterstroms bei einer eingestellten Taktfrequenz von 24 kHz. Im Bereich von 4,8 kHz sind klar erkennbare Oszillationen vorhanden. Auch im Bereich von 1 kHz sind erhöhte Strompegel messbar.



**Abbildung 86:** Gemessene Verläufe der Netz- und Wechselrichterimpedanz für eine eingestellte Taktfrequenz von 16 kHz (oben/Mitte) und Spektrum des zugehörigen Wechselrichterstroms (unten). Im Bereich von 4,8 kHz ist die Resonanzbedingung nicht mehr erfüllt.



**Abbildung 87:** Zeitverlauf des Wechselrichterstroms bei einer eingestellten Taktfrequenz von 16 kHz. Im Bereich 4,8 kHz sind keine Oszillation vorhanden.

## 6.2.2 Beschreibung der vorliegenden Regelung

Bei dem untersuchten Wechselrichter handelt es sich um einen dreiphasigen 3-Punkt-Wechselrichter, dessen Hauptdrosselstrom mittels eines Zustandsreglers im rotierenden Koordinatensystem geregelt wird. Zur Beschreibung des Reglers wird im Folgenden zunächst das Streckenmodell hergeleitet und anschließend der Reglerentwurf vorgestellt.

### 6.2.2.1 Modell der Regelstrecke

Bei der Brückentopologie handelt es sich um eine MNPC-3-Punkt-Schaltung (vgl. Kapitel 4.1) mit einem ausgangsseitigen LC-Filter. Die Zwischenkreismitte ist mit dem Sternpunkt des Ausgangsfilters verbunden. Netzseitig kommt ein EMV-Filter bestehend aus einer stromkompensierten Drossel und X- bzw. Y-Kondensatoren zum Einsatz. Das Gerät wird ohne Neutralleiteranschluss ans Netz angeschlossen. Somit kann kein Nullsystem aktiv eingespeist werden. Abbildung 88 zeigt das dreiphasige Ersatzschaltbild von Wechselrichter B inklusive des ausgangsseitigen EMV-Filters (ohne Darstellung der parasitären ohmschen Verluste in den Bauteilen).

Für die folgenden Untersuchungen im Mit- bzw. Gegensystem lässt sich die Regelstrecke auf ein einphasiges Ersatzschaltbild reduzieren. Die Wechselrichterbrücke kann als gesteuerte Spannungsquelle aufgefasst werden, deren Wert jeweils der über eine Taktperiode  $T$  gemittelten Spannung entspricht. Die stromkompensierte Drossel wird aufgrund ihrer vergleichsweise geringen Gegentaktinduktivität vernachlässigt. Gleiches gilt für die Y-Kondensatoren, die gegenüber den Filterkondensatoren eine vernachlässigbare Kapazität besitzen. Die Kapazität der X-Kondensatoren wird der Kapazität der Filterkondensatoren zugeschlagen. Mit diesen Vereinfachungen erhält man das in Abbildung 89 dargestellte einphasige Ersatzschaltbild der Regelstrecke.

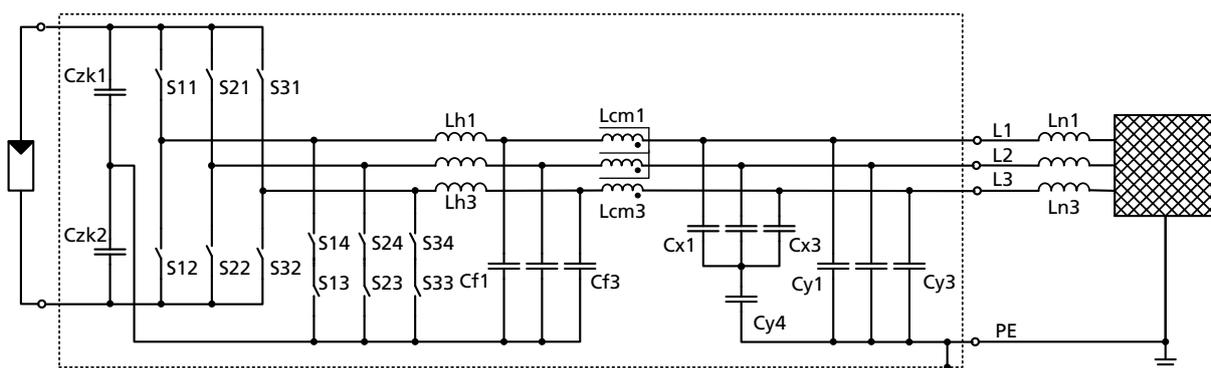


Abbildung 88: Topologie des untersuchten Wechselrichters B inkl. ausgangsseitigem EMV-Filter

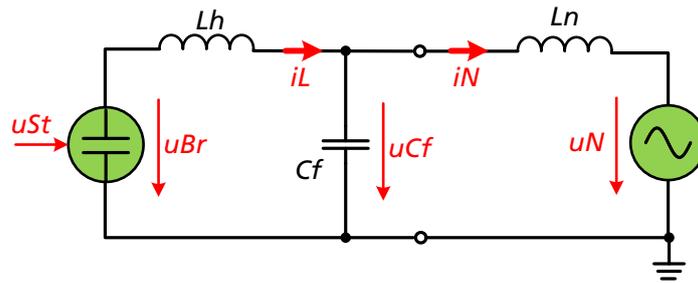


Abbildung 89: Vereinfachtes einphasiges Ersatzschaltbild der Regelstrecke

Die Netzspannung  $u_N$  und die Steuerspannung  $u_{St}$  bilden hier die Eingangsgrößen des Systems. Durch das Totzeitverhalten der PWM-Modulation wirkt  $u_{St}$  mit einer Verzögerung um eine Taktperiode  $T$  auf die Brückenspannung  $u_{Br}$ . Das dynamische Verhalten wird ferner von den Drosseln und den Kondensatoren beeinflusst. Dabei integriert die Hauptdrossel  $L_h$  die Spannungsdifferenz  $u_{Br} - u_{Cf}$  zum Hauptdrosselstrom  $i_L$ . Der Filterkondensator mit der Kapazität  $C_f$  integriert die Stromdifferenz  $i_L - i_N$  zur Filterkondensatorspannung  $u_{Cf}$  und die Netzdrossel  $L_n$  wiederum integriert die Spannungsdifferenz  $u_{Cf} - u_N$  zum Netzstrom  $i_N$ .

Die Regelung des Wechselrichters erfolgt digital in äquidistanten Zeitschritten mit der Taktperiode  $T$ . Auch die Messgrößen und die Stellgröße werden einmal pro Taktperiode eingelesen bzw. ausgegeben. Aus diesem Grund ist es vorteilhaft, das System zeitdiskret zu betrachten. Abbildung 90 zeigt das sich ergebene zeitdiskrete Strukturbild der Regelstrecke. Es gilt zu beachten, dass die Diskretisierung eine Näherung darstellt, die nur für Frequenzen gilt, die um mindestens den Faktor 7 kleiner als die Abtastfrequenz sind.

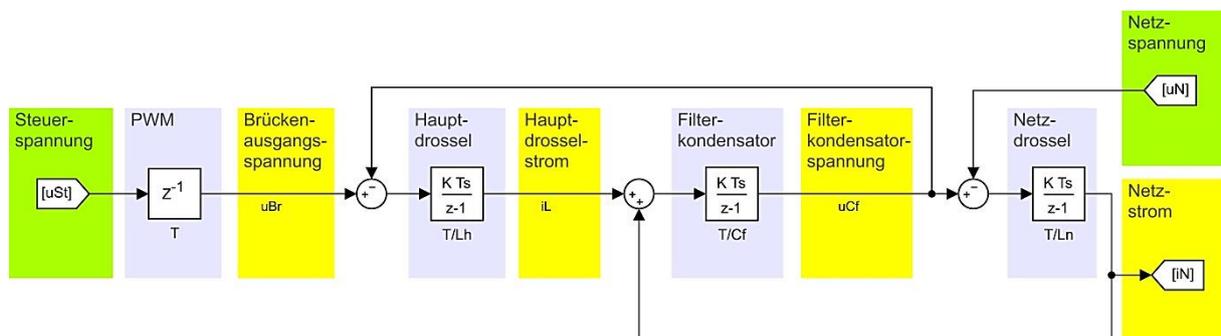


Abbildung 90: Zeitdiskretes Strukturbild der Regelstrecke mit den Zustandsgrößen (gelb) und den Eingangsgrößen (grün) in einphasiger Darstellung

Brückenausgangsspannung, Hauptdrosselstrom, Filterkondensatorspannung und Netzstrom sind die Zustandsgrößen des Systems. Der Zustandsgrößenvektor  $\underline{x}$  ergibt sich damit zu

$$\underline{x} = [u_{Br} \quad i_L \quad u_{Cf} \quad i_N]^T \quad (6.1)$$

Für die systembeschreibenden Zustandsdifferenzgleichungen erhält man

$$u_{Br(k+1)} = u_{St(k)} \quad (6.2)$$

$$i_{L(k+1)} = T/L_h \cdot (u_{Br(k)} - u_{Cf(k)}) + i_{L(k)} \quad (6.3)$$

$$u_{Cf(k+1)} = T/C_f \cdot (i_{L(k)} - i_{N(k)}) + u_{Cf(k)} \quad (6.4)$$

$$i_{N(k+1)} = T/L_n \cdot (u_{Cf(k)} - u_{N(k)}) + i_{N(k)} \quad (6.5)$$

In vektorieller Schreibweise lassen sich die Zustandsdifferenzgleichungen in folgender Form darstellen.

$$\underline{x}_{(k+1)} = \underline{\Phi} \cdot \underline{x}_{(k)} + \underline{h} \cdot u_{St(k)} + \underline{h}_z \cdot u_{N(k)} \quad (6.6)$$

Dabei sind  $\underline{\Phi}$  die Transitionsmatrix,  $\underline{h}$  der Steuerungseingangsvektor und  $\underline{h}_z$  der Störgrößeneingangsvektor:

$$\underline{\Phi} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ T/L_h & 1 & -T/L_h & 0 \\ 0 & T/C_f & 1 & -T/C_f \\ 0 & 0 & T/L_n & 1 \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

$$\underline{h}_z = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -T/L_n \end{bmatrix} \quad (6.9)$$

### 6.2.2.2 Regelung im rotierenden Koordinatensystem

Regelgröße des untersuchten Wechselrichters ist der Hauptdrosselstrom. Es handelt sich dabei um eine dreiphasige Wechselgröße. Aufgrund des nicht angeschlossenen N-Leiters kann kein Nullsystem eingespeist werden und es sind daher nur zwei der drei Phasenströme frei regelbar. Daher ist es hier vorteilhaft, die Regelung im rotierenden Koordinatensystem vorzunehmen. Dabei werden die drei Phasengrößen (abc-Größen) mittels Park-Transformation [74] auf die orthogonal zueinander stehenden d- und q-

Achse abgebildet, die mit der Grundfrequenz rotieren. Die Park-Transformation kann auch als Spektralverschiebung um  $-f_N$  aufgefasst werden. Dreiphasige symmetrische Grundschnungssignale transformieren sich dadurch zu Gleichgrößen. Somit ist es möglich in der Regelung gewöhnliche PI-Regler einzusetzen. Die berechneten Stellgrößen werden anschließend zur Ausgabe wieder in abc-Komponenten zurücktransformiert. Hin- und Rücktransformation sind wie folgt definiert:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\omega t) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \\ \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Dabei repräsentiert  $\omega t$  den aktuellen Netzspannungswinkel, wodurch für den Strom die d-Komponenten dem Wirkanteil und die q-Komponente dem Blindanteil entsprechen.

An dieser Stelle sei es erlaubt darauf hinzuweisen, dass die Einfachheit der Regelung im rotierenden Koordinatensystem nur für den Fall gegeben ist, dass allein das Mitsystem geregelt wird. Dies ist hier gegeben. Soll auch das Gegensystem geregelt werden, wie es durch die Anforderungen neuer Netzanschlussregeln erforderlich wird, verdoppelt sich der Regelaufwand und macht dadurch den Vorteil gegenüber der direkten Regelung im Zeitbereich zunichte.

### 6.2.2.3 Zustandsregler mit Polvorgabe

Zur Regelung des Drosselstroms kommt ein Zustandsregler zum Einsatz. Mit dem sog. Polvorgabeverfahren können über die Wahl von Rückführkoeffizienten die einzelnen Pole des geregelten Systems frei vorgegeben und somit die Eigenschaft des geregelten Systems eingestellt werden. Zustandsregler ermöglichen gegenüber klassischen Regelungsansätzen ein schnellstmögliches lineares Einschwingverhalten der Führungsgröße [75].

Um dies zu erreichen, werden die Zustände eines Systems über Rückführkoeffizienten auf die Ausgangsgröße zurückgeführt. Abbildung 91 zeigt die allgemeine Darstellung eines Regelungssystems mit Zustandsrückführung [76]. Der Sollwert wird für die Beschreibung der Funktionsweise als null angenommen. Dabei sind  $\underline{x}$  der Zustandsvektor,  $\underline{A}$  die Systemmatrix,  $\underline{B}$  die Eingangsmatrix,  $\underline{u}$  der Steuergrößenvektor sowie  $\underline{K}$  die Rückführmatrix des Systems.

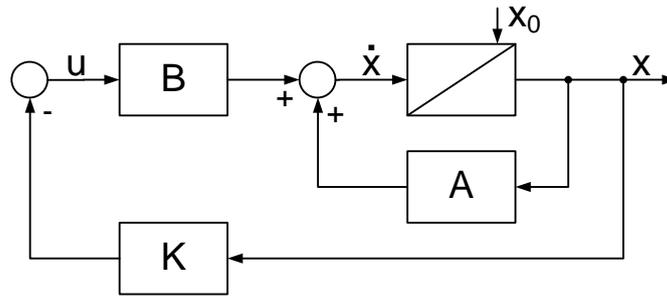


Abbildung 91: Regelsystem mit Zustandsrückführung mit Sollwert Null

Geht man zunächst von der Zustandsgleichung eines Systems ohne Zustandsrückführung mit der allgemeinen Form

$$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u \quad (6.12)$$

aus, und berücksichtigt man den Einfluss der Rückführmatrix  $K$  auf den Steuergrößenvektor

$$u = -K \cdot x \quad (6.13)$$

erhält man die folgende Zustandsgleichung für das geregelte System.

$$\dot{x} = (A - BK) \cdot x \quad (6.14)$$

Da die Pole des geregelten Systems, von Ausnahmen abgesehen, den Eigenwerten der Matrix  $(A - BK)$  entsprechen, ist es ersichtlich, dass sich die Pole des geregelten Systems durch eine geeignete Wahl der Rückführkoeffizienten frei einstellen lassen.

Das Polvorgabeverfahren besteht nun also darin, durch die Definition (Vorgabe) der Pole das gewünschte Systemverhalten zu bestimmen und die entsprechenden Rückführkoeffizienten zu berechnen. Für Eingrößensysteme, wie dem hier betrachteten, bietet die Formel nach Ackermann ein geeignetes Lösungsverfahren und ist in der Fachliteratur gut beschrieben ([76], [33]). Die Berechnung der Rückführkoeffizienten in MATLAB gestaltet sich einfach. Der MATLAB-Befehl

`K = acker(A, B, zR)`

verlangt als Eingangsparameter die Systemmatrix  $A$ , die Steuereingangsmatrix  $B$  und den Vektor der gewünschten Pole  $zR$  und liefert den Vektor der Rückführkoeffizienten  $K$ .

### 6.2.2.4 Implementierte Stromregelung

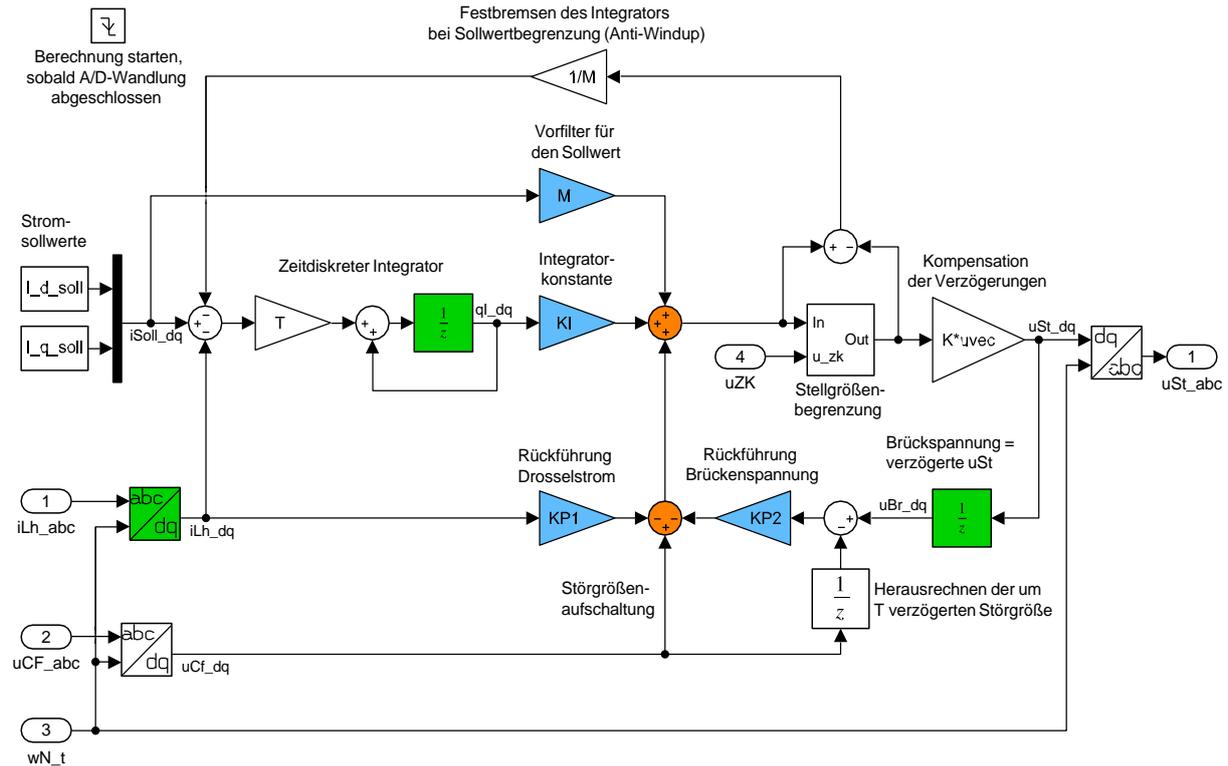
Für den vorliegenden Wechselrichter sei zunächst angemerkt, dass der Netzstrom weder durch Messung noch durch einen Beobachter erfasst wird. Er steht für die Regelung daher nicht zur Verfügung und entfällt bei der folgenden Betrachtung. Auch die Netzspannung ist unbekannt. Somit wird die Ausgangsfilterspannung, die aufgrund der LC-Filtertopologie gleichzeitig die Klemmenspannung des Wechselrichters darstellt, zur Eingangs- bzw. Störgröße (vgl. Abbildung 89).

Abbildung 92 zeigt das zeitdiskrete Strukturbild des eingesetzten Reglers. Zur besseren Orientierung sind darin die Zustandsgrößen grün, die Reglerparameter blau und der Summationspunkt der nichtlimitierten und nichtkompensierten Steuergröße orange eingefärbt.

Die phasenbezogenen Messgrößen  $iLh_{abc}$  und  $uCf_{abc}$  werden zunächst mittels d/q-Transformation ins rotierende Koordinatensystem überführt ( $iLh_{dq}$  und  $uCf_{dq}$ ). Die berechnete Stellgröße  $uSt_{dq}$  wiederum wird am Ende in die Phasengrößen  $uSt_{abc}$  zurücktransformiert.

Um bei Sollwertänderungen ein schnelles Einschwingen zu ermöglichen, wird  $i_{soll_{dq}}$  über das Vorfilter  $M$  auf den Summationspunkt des Reglers geführt. Zur Sicherstellung der stationären Genauigkeit wird ein einfacher Integrator eingesetzt, der die Regelabweichung mit dem Faktor  $KI$  aufschaltet. Der Integratorausgang  $qI_{dq}$  stellt eine weitere Zustandsgröße im geregelten System dar. Die übrigen Zustandsgrößen  $iLh_{dq}$  und  $uBr_{dq}$  werden über die Rückführkoeffizienten  $KP1$  bzw.  $KP2$  zurückgeführt.  $uBr_{dq}$  wird dabei nicht direkt gemessen, sondern durch Verzögerung der Steuergröße  $uSt_{dq}$  errechnet. Um die Regelung robuster gegen Änderungen der Netzspannung zu machen, wird die Ausgangsfilterspannung  $uCf_{dq}$  zunächst im Sinne einer Störgrößenaufschaltung auf den Summationspunkt addiert. Um im weiteren Verlauf vollständig wirksam zu sein, wird  $uCf_{dq}$  um eine Taktperiode verzögert wieder über  $KP2$  herausgerechnet.

Da die Stellgröße aus physikalischen Gründen auf die halbe Zwischenkreisspannung begrenzt ist, muss sie durch eine Stellgrößenbegrenzung limitiert werden. Um ein unbegrenztes Anwachsen des Integratorausgangs im Falle einer Begrenzung zu verhindern, wird die Differenz der Stellgrößenbegrenzung über  $1/M$  auf den Eingang zurückgeführt (Anti-Windup). Zuletzt erfolgt eine Kompensation der Kopplung zwischen den d- und q-Komponenten, die durch die Abtastverzögerung der Regelung entsteht.



**Abbildung 92:** Regelungstechnisches Strukturbild des zeitdiskreten Zustandsreglers für den Drosselstrom im rotierenden Koordinatensystem mit den Zustandsgrößen als Ausgänge der grünen Blöcke, sowie den Regelkoeffizienten in blau

Auf Basis dieser Überlegungen kann der Zustandsgrößenvektor des betrachteten Wechselrichters wie folgt definiert werden.

$$\underline{x}_{dq} = [iLh\_dq \quad uBr\_dq \quad qI\_dq]^T \quad (6.15)$$

Für die Zustandsdifferenzgleichungen erhält man aus den Gleichungen (6.2) und (6.3) sowie aus der Abbildung 92

$$iLh\_dq_{(k+1)} = T/L_h \cdot (uBr\_dq_{(k)} - uCf\_dq_{(k)}) + iLh\_dq_{(k)} \quad (6.16)$$

$$uBr\_dq_{(k+1)} = uSt\_dq_{(k)} \quad (6.17)$$

$$qI\_dq_{(k+1)} = -T \cdot iLh\_dq_{(k)} + qI\_dq_{(k)} + T \cdot iSoll\_dq_{(k)} \quad (6.18)$$

Hierbei wird angenommen, dass das Stellglied nicht in Begrenzung ist und deshalb der Anti-Windup-Pfad ohne Wirkung ist. Aus (6.15) bis (6.18) lassen sich die Transitionsmatrix  $\underline{\Phi}$ , der Steuerungseingangsvektor  $\underline{h}$ , der Störgrößeneingangsvektor  $\underline{h}_z$  und der Eingangsvektor  $\underline{u}$  direkt ableiten und ergeben sich wie folgt.

$$\underline{\Phi} = \begin{bmatrix} 1 & T/L_h & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -T & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

$$\underline{h} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.20)$$

$$\underline{h}_z = \begin{bmatrix} -T/L_h \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

$$\underline{u} = \begin{bmatrix} uCf\_dq \\ iSoll\_dq \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

### 6.2.2.5 Bestimmung der Regelparameter

Die Berechnung der Werte für die Reglerparameter  $KP1$ ,  $KP2$ ,  $KI$  und  $M$  erfolgt mittels des zuvor beschriebenen Polvorgabeverfahrens. Da es sich um ein System 3. Ordnung handelt, sind entsprechend drei Pole zu definieren. Ziel der Polvorgabe ist es, alle Pole innerhalb des Einheitskreises der komplexen  $z$ -Ebene zu platzieren. Der durch die Abtastung eingebrachte Pol liegt bereits bei  $z = 0$  und wird daher nicht verschoben werden. Die übrigen beiden Pole, die auf die integrierenden Komponenten (Hauptdrossel und Integrator des Reglers) zurückzuführen sind, sollen nun durch Verschieben Richtung Ursprung geeignet bedämpft werden. Theoretisch können mit dem Verfahren der Polvorgabe auch diese Pole in den Ursprung gelegt werden, was ein schnellstmögliches Einschwingen zur Folge hätte. Eine derartige Auslegung als sog. Deadbeat-Regler ist jedoch nicht ratsam, da der Regler damit wenig robust und sehr anfällig gegenüber Abweichungen der Streckenparameter wird. Zudem wird die Dynamik des Einregelverhaltens durch die Stellgrößenbegrenzung limitiert [76]. Es ist daher sinnvoll, die Pole nur so weit wie nötig von ihrer Ausgangslage zu verschieben. Da die konkrete Lage der Pole kaum eine Vorstellung von der resultierenden Dynamik des Systems erlaubt, ist es zweckmäßiger, stattdessen die zugehörigen Einschwingzeiten  $T_{W1}$  und  $T_{W2}$  vorzugeben. Die Pole  $zR1$  und  $zR2$  hängen dabei mit folgender Beziehung von den korrespondierenden Einschwingzeiten ab.

$$zR1 = e^{-T/T_{W1}} \quad \text{bzw.} \quad zR2 = e^{-T/T_{W2}} \quad (6.23)$$

Das Führungsverhalten des Reglers wird über die Wahl des Vorfilters  $M$  bestimmt, das auch als Sollwertvorsteuerung aufgefasst werden kann. Die Wahl des Wertes für  $M$  ergibt sich aus der Betrachtung des eingeschwungenen Zustands, bei dem der Hauptdrosselstrom von der Differenz der Ausgangsfilterspannung und der Brückenspannung abhängt. Das Vorfilter sollte daher die Rückführung des Hauptdrosselstroms kompensieren und ergibt sich zu

$$M = KP1 \quad (6.24)$$

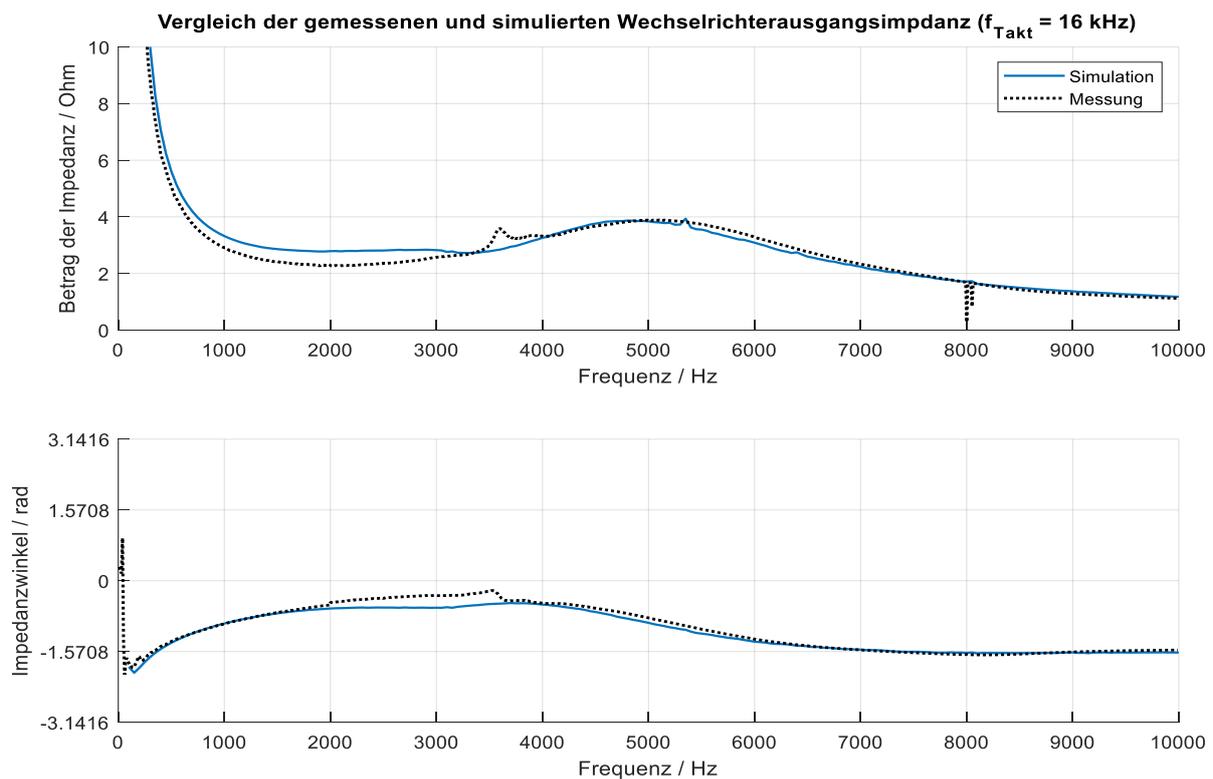
In Anhang D ist ein MATLAB-Skript zur Berechnung der Rückführkoeffizienten aufgeführt.

## 6.2.3 Simulationsmodell des Wechselrichters

Zur Untersuchung des Einflusses der Reglerparameter auf die Ausgangsimpedanz des Wechselrichters für den Frequenzbereich bis 10 kHz wurde ein detailliertes Simulationsmodell in der Simulationsumgebung Simulink/PLECS aufgestellt, das alle relevanten Eigenschaften des untersuchten Wechselrichters abbildet.

### 6.2.3.1 Validierung des Modells

Um die Aussagekraft der simulierten Ausgangsimpedanzen zu gewährleisten, wurde das Simulationsmodell anhand von gemessenen Impedanzverläufen validiert. Der Verlauf der Modellimpedanz wurde analog zur messtechnischen Impedanzspektroskopie durch Auswertung der Stromantwort auf die Anregung mit einer variablen Oberschwingungsspannung ermittelt. Abbildung 93 zeigt die gemessene sowie die simulierte Ausgangsimpedanz des Wechselrichters. Der Verlauf der Impedanz wird über den betrachteten Frequenzbereich durch das Modell sehr gut nachgebildet und das Modell kann somit als validiert betrachtet werden.



**Abbildung 93:** Vergleich der gemessenen und simulierten Ausgangsimpedanz

### 6.2.3.2 Struktur des Modells

Das Modell ist in die folgenden vier Subsysteme unterteilt:

- Strecke (Wechselrichter-Hardware)
- Messwerterfassung und A/D-Wandlung
- PLL (Netzsynchrisation)
- Zustandsregler in d/q-Koordinaten

Abbildung 94 gibt einen Überblick über die Subsysteme und deren Schnittstellen untereinander. Im Folgenden sollen die relevanten Eigenschaften der darunterliegenden Modelle erläutert werden.

#### Strecke (Wechselrichter-Hardware)

Das Streckenmodell des Wechselrichters wurde bereits in Kapitel 6.2.2.1 behandelt und das 3-phasige Ersatzschaltbild der Wechselrichter-Hardware ist in Abbildung 88 abgebildet. Auf dieser Basis wurde zunächst ein möglichst detailliertes Simulationsmodell der Wechselrichter-Hardware erstellt. Das entsprechende detaillierte Ersatzschaltbild ist in Anhang E dargestellt. Es konnte jedoch gezeigt werden, dass mit folgenden Modellvereinfachungen eine Verkürzung der Berechnungsdauer um einen Faktor von bis zu 80 bei weiterhin zufriedenstellenden Ergebnissen erreicht werden kann.

- Ersatz der PWM und der diskreten Wechselrichterbrücke durch drei gesteuerte Spannungsquellen
- Vernachlässigung der Y-Kondensatoren
- Ersatz der magnetisch gekoppelten dreiphasigen stromkompensierten Drossel durch drei einphasige nicht gekoppelte Drosseln

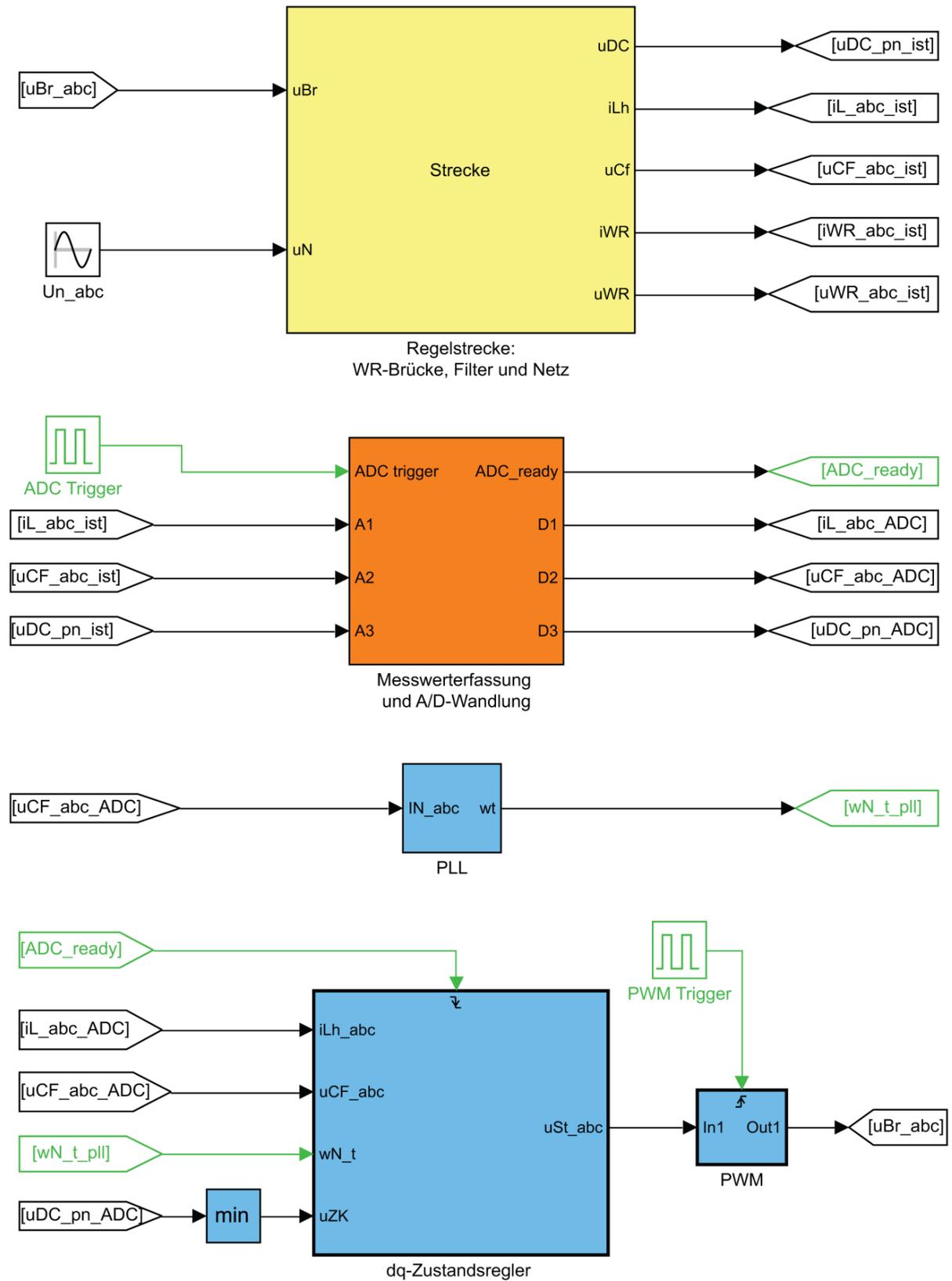
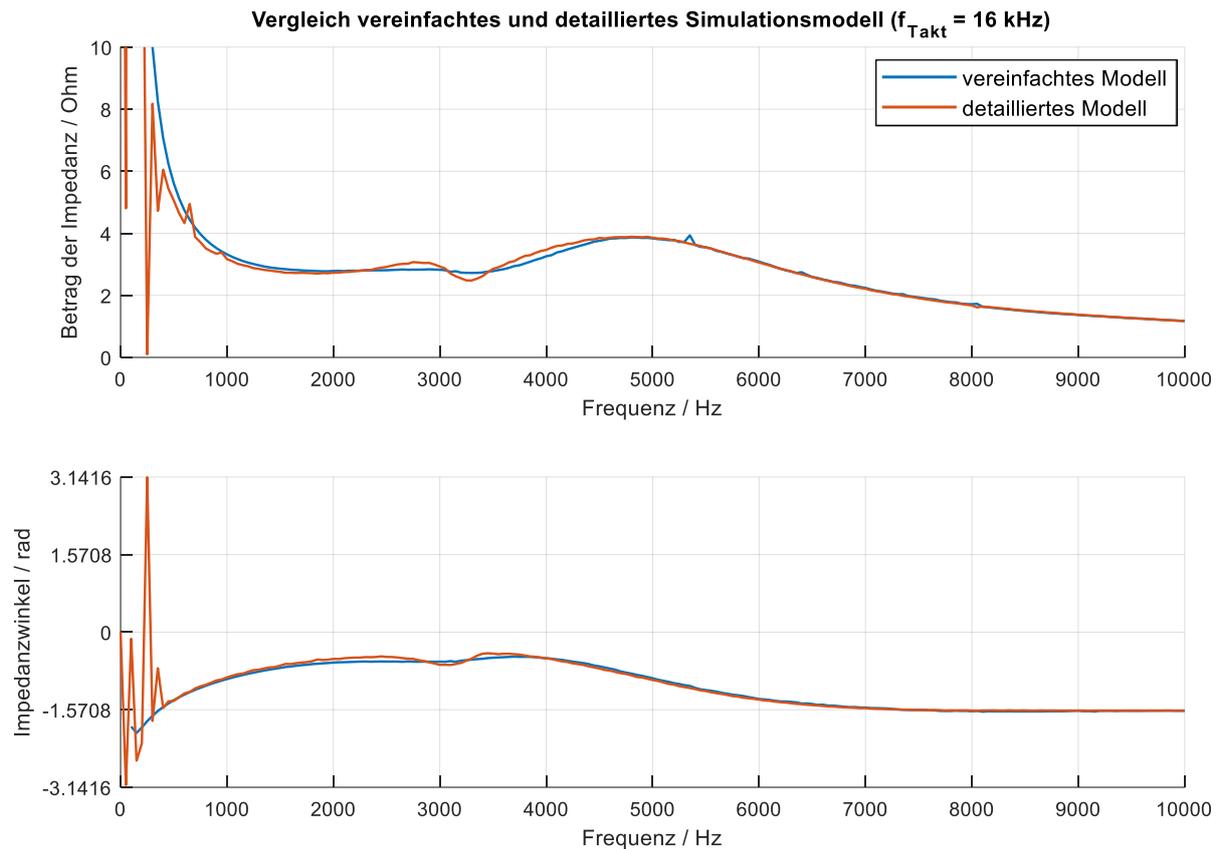


Abbildung 94: Übersicht des Wechselrichtersystems bestehend aus Strecke, Messwertaufnahme, Netzsynchronisation und Stromregler

Abbildung 95 zeigt den Vergleich der Ergebnisse des detaillierten getakteten Simulationsmodells und des vereinfachten kontinuierlichen Simulationsmodells mit dem gemessenen Impedanzverlauf. Aufgrund der guten Übereinstimmung oberhalb von 500 Hz wurden die folgenden Untersuchungen auf Basis des vereinfachten Simulationsmodells durchgeführt.

Abbildung 96 zeigt das reduzierte Simulationsmodell der Wechselrichter-Hardware.



**Abbildung 95:** Vergleich der Ergebnisse des detaillierten Simulationsmodells und des vereinfachten Simulationsmodells mit dem gemessenen Impedanzverlauf

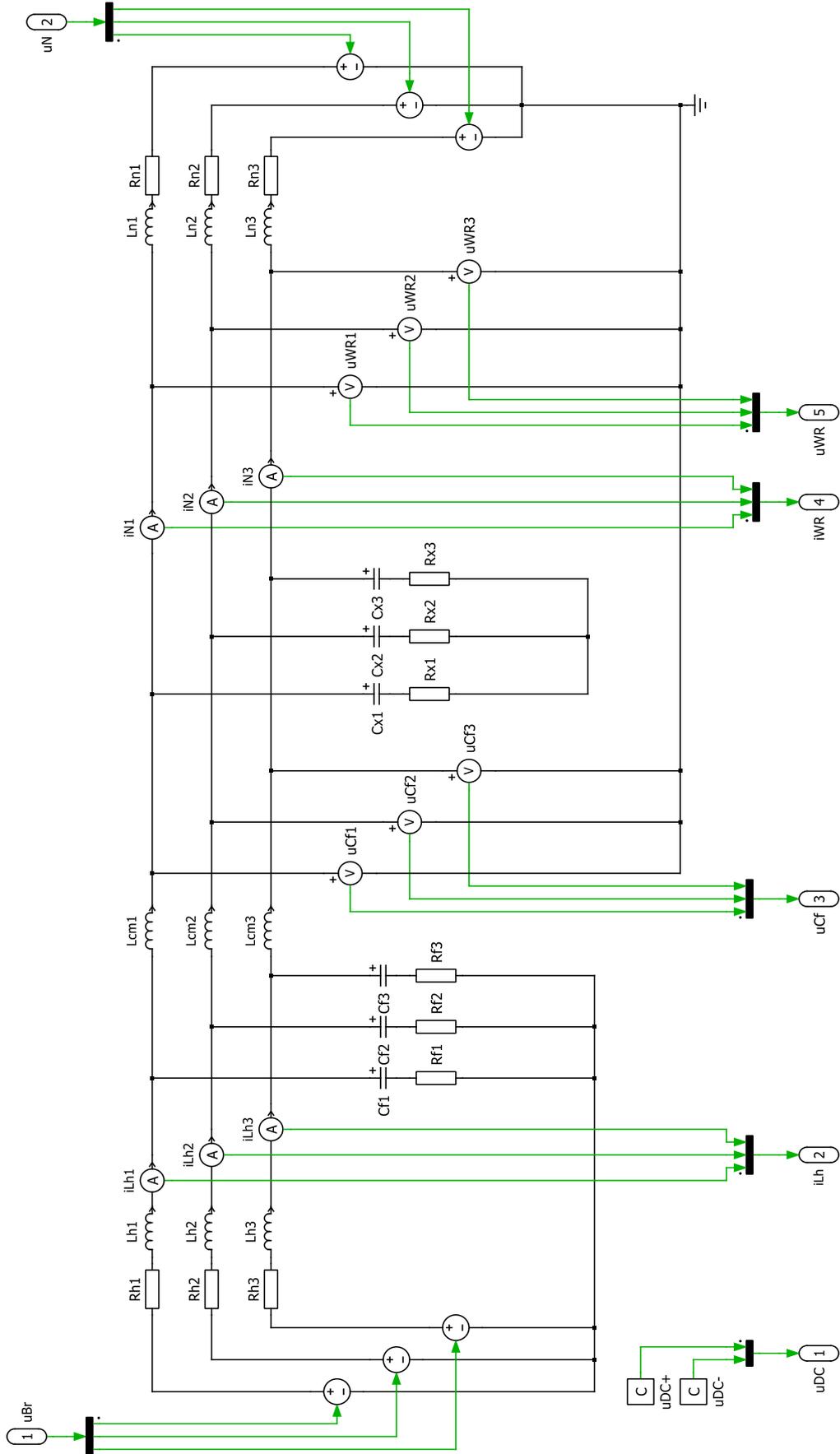
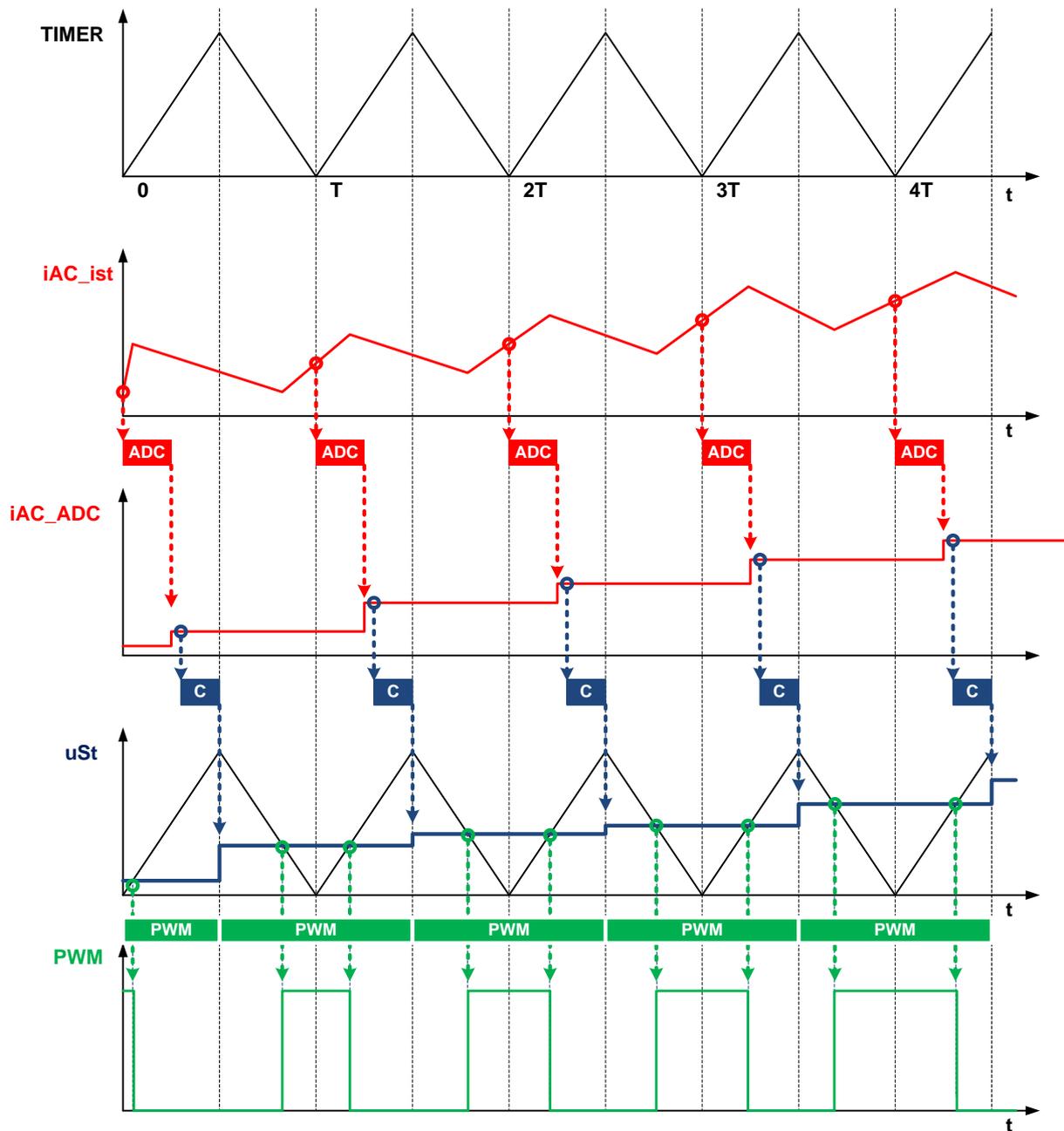


Abbildung 96: Reduziertes PLECS-Modell der Wechselrichter-Hardware

### Messwerterfassung und Abtast-Timing

Die für die Stromregelung relevanten Messgrößen sind die positive und negative Zwischenkreisspannung  $uDC_{np}$ , die Filter- bzw. Ausgangsspannung  $uCF_{abc}$  sowie der Hauptdrosselstrom  $iAC_{abc}$ , der in diesem Fall die Regelgröße darstellt. Die Messwerte werden zunächst mit analogen RC-Filtern gefiltert, um hochfrequente Störungen zu unterdrücken. Die Zeitkonstante des RC-Filters liegt im Bereich von Mikrosekunden und beeinflusst den hier untersuchten Frequenzbereich von bis zu 10 kHz nicht signifikant. Der Messwert wird über eine Analog/Digital-Wandler-Einheit abgetastet. Die Wandlungsdauer für einen A/D-Kanal beträgt  $1,275 \mu\text{s}$ . Die Abtastung der Hauptdrosselströme erfolgt jeweils zu Beginn einer jeden Taktperiode ( $Timer = 0$ ) und damit exakt zur Pulsmitte der PWM. Damit erhält man den restwelligkeitsbehafteten Drosselstrom unter Vernachlässigung des Totzeiteffekts den Mittelwert des Stroms über den Zeitraum der zurückliegenden halben und der kommenden halben Taktperiode. Dieser Sachverhalt und das zugehörige Timing werden in Abbildung 97 illustriert. Die Dauer für die A/D-Wandlung aller genutzten A/D-Kanäle beträgt im vorliegenden Fall  $28 \mu\text{s}$ . Die Messwerte werden nach der Wandlung der Regelung zur Verfügung gestellt. Bei einer Taktperiode von  $62,5 \mu\text{s}$  ( $f_{\text{takt}} = 16 \text{ kHz}$ ) bleibt für die anschließende Berechnung des Reglers eine Dauer von  $3,25 \mu\text{s}$ , um die neue Stellgröße  $uSt$  bis zur nächsten Taktmitte ( $Timer = 1$ ) bereitstellen zu können. Gelingt dies, kann die neue Stellgröße im selben Takt vom PWM-Modul berücksichtigt werden, da der Compare-Wert jeweils zur Taktmitte aktualisiert wird. Die effektive Verzögerung zwischen Messwerterfassung und der Wirksamkeit der neuen Stellgröße beträgt damit eine Taktperiode. Kann die neue Stellgröße nicht rechtzeitig bis zur nächsten Pulsmitte bereitgestellt werden, wird sie erst zur Taktmitte des nächsten Takts übernommen. Die effektive Verzögerung beträgt dann insgesamt zwei Taktperioden. Dieser Sachverhalt ist für die spätere Diskussion der Ergebnisse von Bedeutung.



**Abbildung 97:** Timing der Analog/Digital-Wandlung (ADC), der taktweisen Reglerberechnung (C) und des PWM-Moduls

### Phasenregelschleife (PLL)

Die Phasenregelschleife bzw. englisch phase-locked loop (PLL) ist ein Regler, der einen auf die Klemmenspannung synchronisierten Phasenwinkel liefert. Sie sorgt damit für die Netzsynchronisation der Wechselrichteregelung. Aufgrund der vergleichsweise langsamen Reglerkonstanten der PLL von mehreren Netzperioden ist die detaillierte Umsetzung der PLL bei den folgenden Untersuchungen im Frequenzbereich bis 10 kHz nicht von Belang. Für die Simulation wurde hier eine dreiphasige Standard-PLL aus der Simulink-Bibliothek verwendet.

## 6.2.4 Ergebnisse der Parametervariation

Mit Hilfe des zuvor beschriebenen, validierten Simulationsmodells wurde der Einfluss der Reglereigenschaften auf den Verlauf der Ausgangsimpedanz untersucht. Bei den im Folgenden vorgestellten und diskutierten Ergebnissen wird der Anschaulichkeit halber jeweils nur der Verlauf der Mitsystemimpedanz betrachtet. Am Ende des Kapitels wird jedoch kurz auf die Besonderheiten der Gegen- und Nullsystembetrachtung eingegangen.

### 6.2.4.1 Variation der Reglerzeitkonstanten

Gemäß der in Kapitel 6.2.2.5 beschriebenen Methode wurden zunächst zweckmäßige Reglereinschwingzeiten bestimmt und über das Polvorgabeverfahren die entsprechenden Reglerparameter berechnet. Die schnellstmöglichen Einschwingzeiten ( $TW1 = 0,07 \text{ ms} / TW2 = 0,25 \text{ ms}$ ) wurden dabei durch Beobachtung der Stabilität im Zeitverlauf des simulierten Hauptdrosselstroms ermittelt. Die maximale Einschwingzeitkonstante wurde auf 10 ms festgelegt, da die dynamischen Anforderungen v. a. aufgrund heutiger Einspeiserichtlinien keine beliebig langen Einschwingzeiten erlauben. In Tabelle 11 sind die untersuchten Einschwingzeiten sowie die davon abgeleiteten Pole und die zugehörigen Reglerparameter bei einer Taktfrequenz von 16 kHz aufgelistet.

**Tabelle 11:** Liste der gewählten Reglerparameter zur Untersuchung deren Einflusses auf die Ausgangsimpedanz.

Reglerzeitkonstanten		Polvorgaben			Reglerparameter			
TW1 / ms	TW2 / ms	zR1	zR2	zR3	KP1 / $\Omega$	KP2	KI / $\Omega/s$	M / $\Omega$
0,07	0,25	0,4095	0,7788	0	3,0155	0,8117	6687,8	3,0155
0,10	0,25	0,5353	0,7788	0	2,5240	0,6859	5263,4	2,5240
0,10	1,00	0,5353	0,9394	0	1,7711	0,5253	1441,6	1,7711
0,15	1,00	0,6592	0,9394	0	1,3504	0,4013	1057,1	1,3504
0,25	1,00	0,7788	0,9394	0	0,9446	0,2818	686,2	0,9446
0,50	1,00	0,8825	0,9394	0	0,5927	0,1781	364,5	0,5927
1,00	1,00	0,9394	0,9394	0	0,3995	0,1212	187,9	0,3995
1,00	10,00	0,9394	0,9938	0	0,2150	0,0668	19,3	0,2150
10,00	10,00	0,9938	0,9938	0	0,0400	0,0125	2,0	0,0400

Abbildung 98 zeigt die Simulationsergebnisse für die Variation der Reglerparameter. Dargestellt sind der Betrag und die Phase der Ausgangsimpedanz für die ausgewählten Parameter bis 10 kHz. Zusätzlich sind zur Orientierung gestrichelt die passiven Impedanzverläufe des Filterkondensators ( $C_f$ ) und des LC-Filters ( $C_f || L_h$ ) aus Netz-sicht dargestellt.

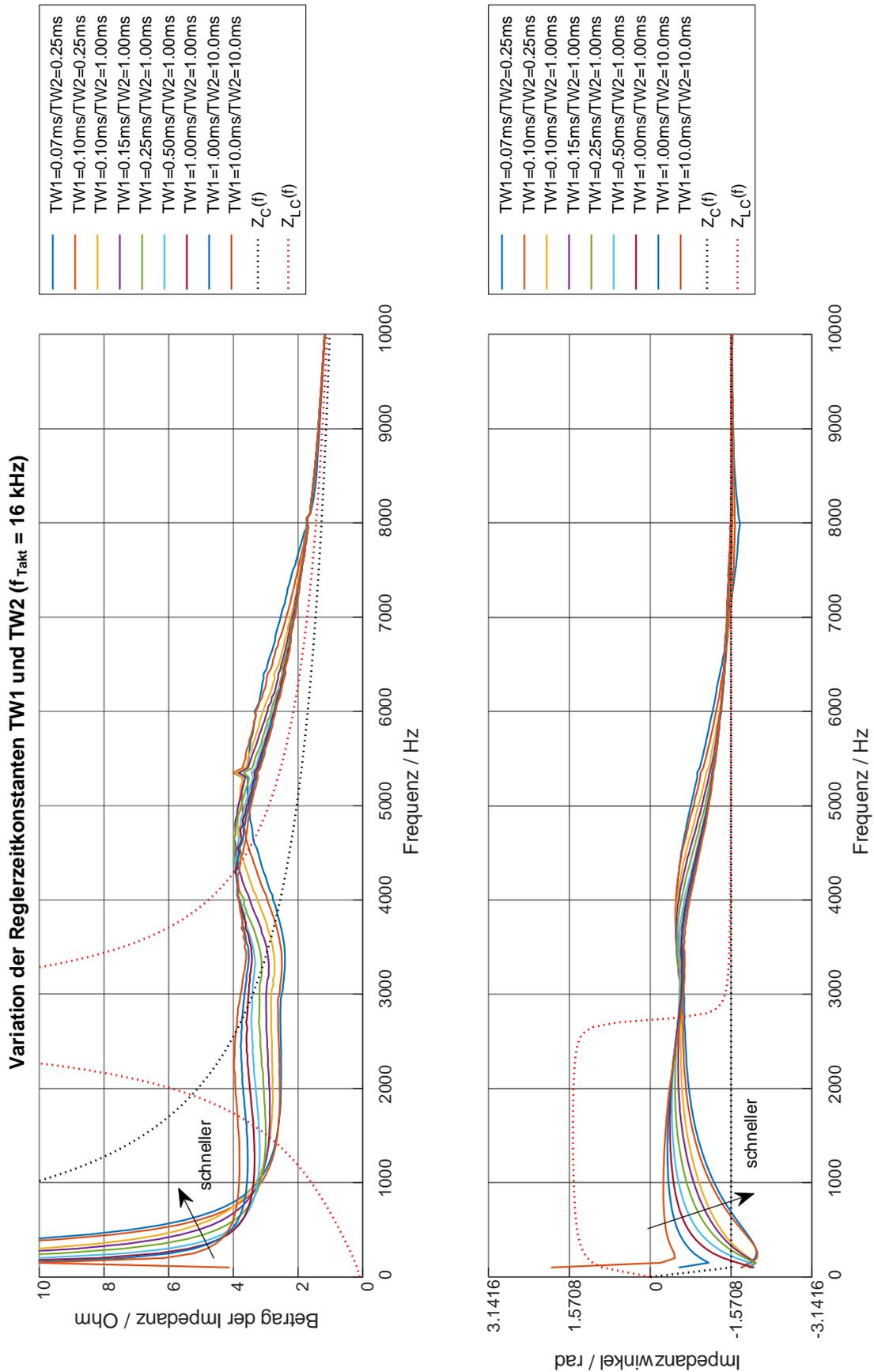


Abbildung 98: Verlauf der Ausgangsimpedanz bei Variation der Reglerzeitkonstanten  $TW1$  und  $TW2$ . Gestrichelt: Passive Impedanzverläufe des Filterkondensators ( $C_f$ ) und des LC-Filters ( $C_f \parallel L_h$ )

Zunächst ist festzustellen, dass alle Impedanzkurven ab einer Frequenz von 8 kHz sowohl in Betrag wie in Phase einen identischen Verlauf aufweisen. Dies ist insofern zu erwarten, da gemäß dem Nyquist-Shannon-Abtasttheorem der Regler oberhalb der halben Taktfrequenz die Eigenschaften des Systems nicht mehr aktiv beeinflussen kann. Die Wechselrichterbrücke kann für diesen Fall als Spannungsquelle ( $U_{br} = 0 \text{ V}$ ) bzw. als kurzgeschlossen betrachtet werden. Daher ist es folgerichtig, dass der Verlauf der Ausgangsimpedanz des Wechselrichters im hohen Frequenzbereich dem Verlauf des passiven LC-Filters bestehend aus dem Ausgangskondensator und der parallelen Hauptdrossel (rot gestrichelte Kurve) entspricht.

Im niedrigen Frequenzbereich unterhalb von 1 kHz zeigt sich ein anderes Bild. Hier nähert sich der Impedanzverlauf dem Verlauf des Ausgangskondensators an. Dies ist so zu interpretieren, dass der Stromregler bestimmungsgemäß den gewünschten Grundschwingungsstrom (50 Hz) sehr gut einregelt, während andere Frequenzanteile weitgehend unterdrückt werden. Die Wechselrichterbrücke kann somit für Frequenzen ungleich der Grundfrequenz als Stromquelle mit dem Sollstrom 0 A bzw. als aufgetrennt betrachtet werden. Die Hauptdrossel ist daher für die Ausgangsimpedanz weitgehend wirkungslos, sodass aus Netzsicht nur der Ausgangskondensator wirksam ist. Dieser Sachverhalt wurde bereits in Kapitel 6.1.2 eingehend erläutert.

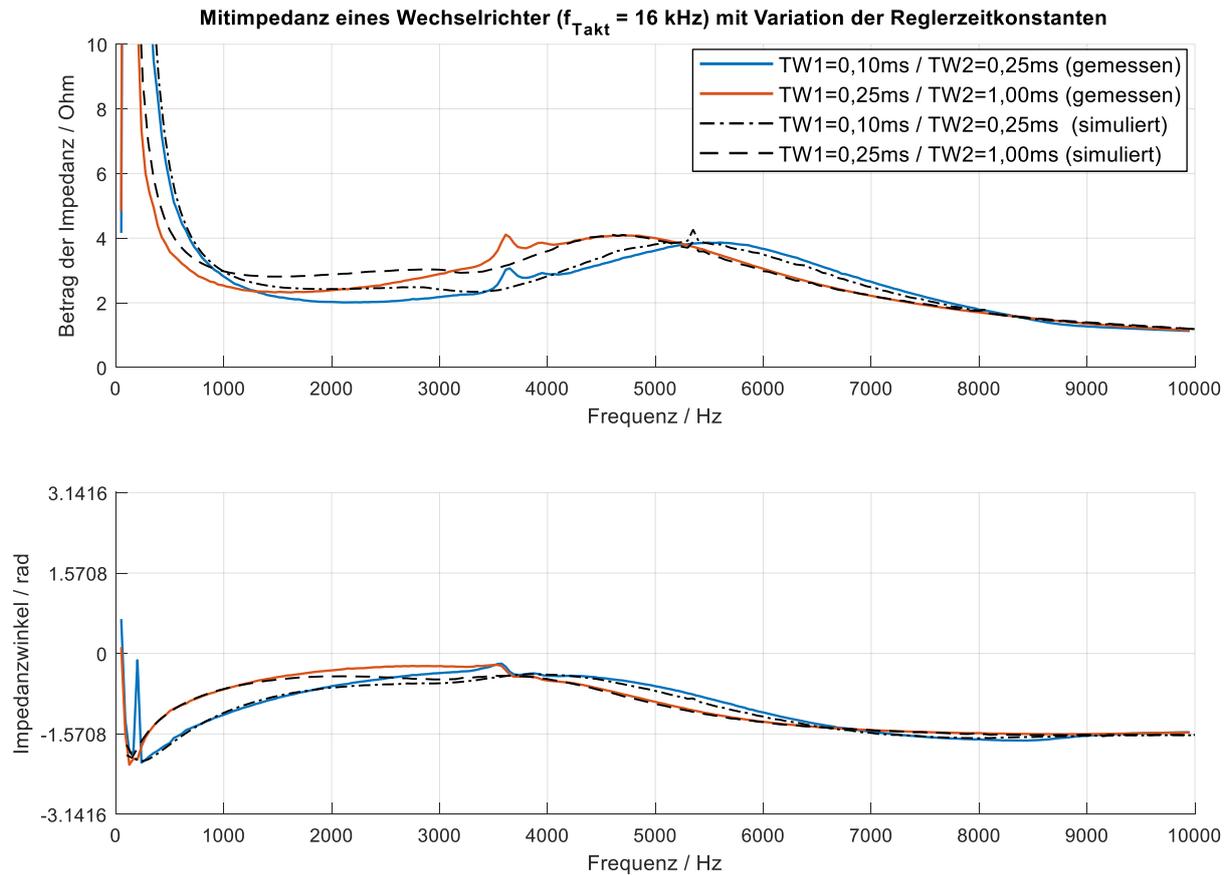
Betrachtet man nun den Einfluss der Reglerparameter im unteren Frequenzbereich, stellt man fest, dass bei einer schnellen Parametrierung (kleine Zeitkonstanten) höhere Impedanzbeträge auftreten und die Phasenlage tendenziell kapazitiv wird. Das Verhalten entspricht also zunehmend dem eines reinen Kondensators. Dies ist wenig überraschend, da ein schnellerer Regler bei steigender Frequenz die entsprechenden Stromanteile besser ausregeln kann.

Im mittleren Frequenzbereich zwischen 1 kHz und 8 kHz zeigt sich zunächst, dass die Parallelresonanz des passiven LC-Filters, die bei etwa 2,7 kHz liegt (vgl. rot gestrichelte Kurve), in allen Fällen stark bedämpft und zu höheren Frequenzen verschoben wird. Dabei lässt sich beobachten, dass Bedämpfung und Verschiebung mit steigender Regeldynamik zunehmen. Das Verhalten des Wechselrichters ist ohmsch-kapazitiv und nähert sich mit steigenden Frequenzen einem rein kapazitiven Verhalten an. Die Impedanzbeträge sind vergleichsweise konstant und variieren abhängig von den Reglerparametern zwischen 2,5 und 4, wobei sich die geringsten Impedanzen bei schnellen Reglerparametrierungen ergeben.

Zum Nachweis der soeben beschriebenen Zusammenhänge, die auf Basis von Simulationsreihen gewonnen wurden, wurden für den betrachteten Wechselrichter zwei Parametersätze für eine Vermessung ausgewählt. Ausgehend von der Standardparametrierung wurden eine Parametrierung mit schnelleren Reglerzeitkonstanten ( $TW1 = 0,1 \text{ ms} / TW2 = 0,25 \text{ ms}$ ) und eine mit langsameren Zeitkonstanten ( $TW1 = 0,25 \text{ ms} / TW2 = 1,0 \text{ ms}$ ) vorgegeben und jeweils eine entsprechend angepasste Firmware-Version für den Wechselrichter erstellt. Abbildung 99 zeigt die beiden mit den jeweils angepassten Reglerparametern vermessenen Mitsystemimpedanzen des Wechselrich-

ters. Tatsächlich zeigen sich sehr gute Übereinstimmungen mit den zuvor simulierten Verläufen, die im Diagramm gestrichelt eingezeichnet sind.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Ausgangsimpedanz des Wechselrichters v. a. im niedrigen Frequenzbereich durch die Variation der Reglerparametrierung signifikant beeinflusst werden kann.



**Abbildung 99:** Vergleich gemessener und simulierter Verläufe der Mitsystemimpedanz für verschiedene Reglerzeitkonstanten

#### 6.2.4.2 Variation der Taktfrequenz

Neben den Reglerparametern kann die Taktfrequenz eines Wechselrichters per Software-Anpassung variiert werden. Es sei darauf hingewiesen, dass in der Realität dieser Möglichkeit aus folgenden Gründen hardware-technische Grenzen gesetzt sind. Eine Erhöhung der Taktfrequenz führt einerseits zu einer Erhöhung der Schaltverluste in den Halbleitern der Wechselrichterbrücke und andererseits zu erhöhten Ummagnetisierungsverlusten in den Filterdrosseln. Beides kann zu thermischen Problemen führen. Eine Reduktion der Taktfrequenz wiederum vergrößert die Stromwelligkeit in der Hauptdrossel, was eine Erhöhung der auftretenden Maximalströme in den Halbleitern mit sich bringt. Bei einer knappen Auslegung der Filterdrosseln wird zunehmend deren Sättigungsbereich erreicht, was wiederum das Problem des Auftretens unzulässig hoher Spitzenströme verschärft und damit die Gefahr einer Zerstörung der Halbleiter erhöht. Eine Änderung der Taktfrequenz in existierenden Geräten ist daher i. d. R. nur in gewissen Grenzen möglich und ist vorab technisch gut zu prüfen.

Die im Folgenden untersuchte Variation der Taktfrequenz von 10 kHz bis 30 kHz ist aus diesen Gründen zwar i. d. R. nicht realisierbar, dient aber dazu, den prinzipiellen Einfluss der Taktfrequenz zu beschreiben. Bei der Berechnung der Reglerparameter für die Simulationen mit der jeweiligen Taktfrequenz wurden die Reglerzeitkonstanten unverändert ( $TW1=0,1$  ms /  $TW2=1,0$  ms) gelassen.

Abbildung 100 zeigt die Simulationsergebnisse für die Variation der Taktfrequenz. Dargestellt sind wie zuvor der Betrag und die Phase der Ausgangsimpedanz bis 10 kHz. Zusätzlich ist wiederum gestrichelt der Impedanzverlauf des passiven LC-Filters ( $C_f \parallel L_h$ ) und des reinen Filterkondensators ( $C_f$ ) aus Netzsicht dargestellt.

Es ist augenscheinlich, dass die Taktfrequenz einen entscheidenden Einfluss auf die Ausgangsimpedanz des Wechselrichters hat. Sowohl im Verlauf des Betrags wie auch der Phasenlage ist zu erkennen, dass sich mit steigender Taktfrequenz der Impedanzverlauf des Wechselrichters ausgehend vom Verlauf des passiven LC-Filters hin zum Verlauf des passiven Filterkondensators verschiebt. Dies kann so interpretiert werden, dass der Einfluss der Hauptdrossel auf die Wechselrichterimpedanz mit zunehmender Taktfrequenz durch den Regler besser bzw. in einem größeren Frequenzbereich unterdrückt wird und so stärker der kapazitive Einfluss des Filterkondensators maßgeblich wird. Dies macht sich zum einen im niedrigen Frequenzbereich bis etwa 3 kHz bemerkbar, wo eine Verringerung der Taktfrequenz zu einem sinkenden Betrag der Impedanz bei zunehmend ohmschem Anteil führt. Zum anderen wird die Lage und Dämpfung der resultierenden Resonanzstelle entscheidend beeinflusst und verschwindet für den untersuchten Wechselrichter ab einer Taktfrequenz von etwa 20 kHz fast vollständig.

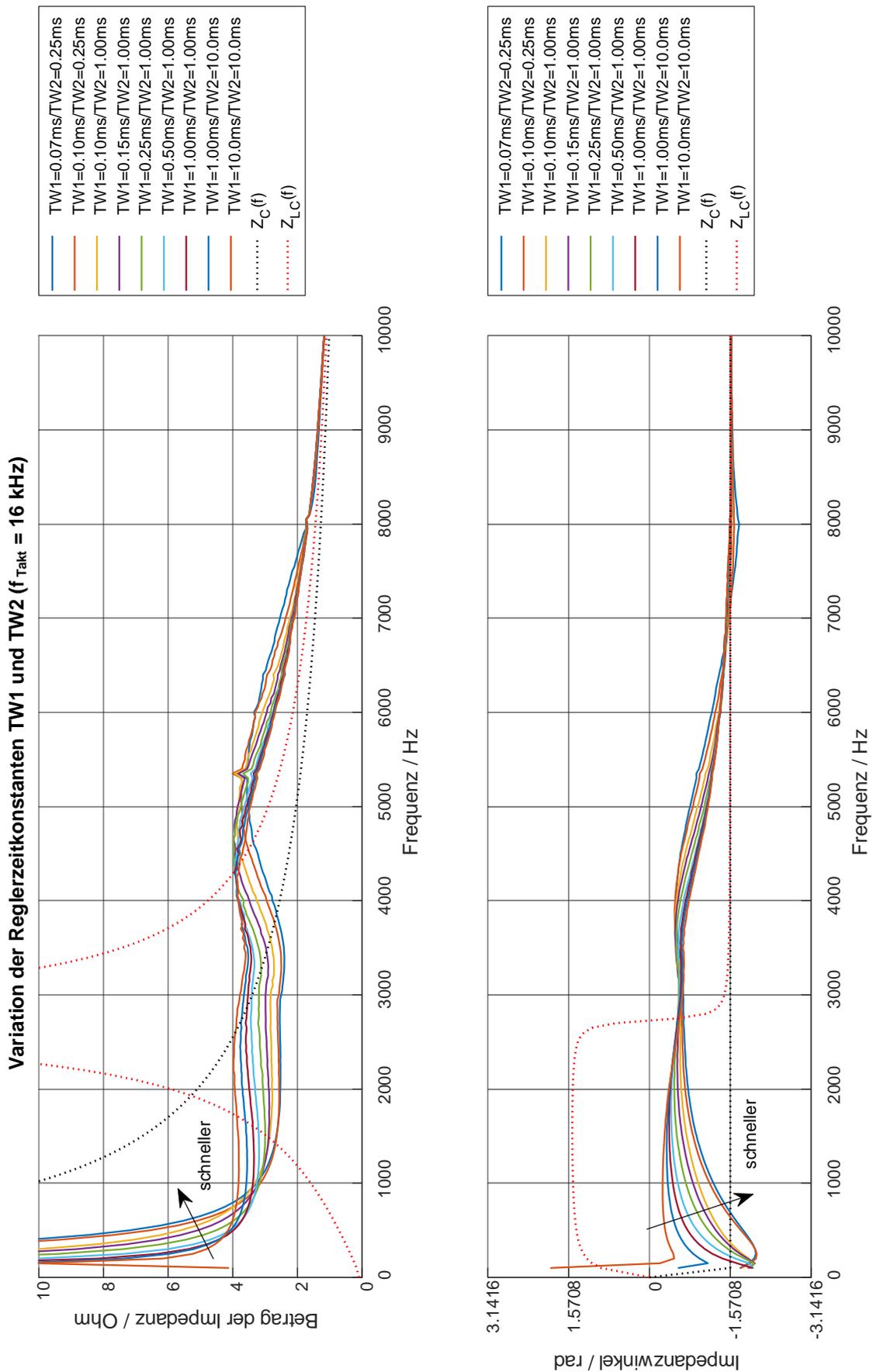


Abbildung 100: Verlauf der Ausgangsimpedanz bei Variation der Taktfrequenz. Gestrichelt: Impedanzverlauf des passiven LC-Filters ( $C_f \parallel L_h$ ) und des reinen Filterkondensators ( $C_f$ ) aus Netzsicht

Ab der jeweils halben Taktfrequenz folgt der Verlauf des Betrags und der Phase erwartungsgemäß dem Verlauf des passiven LC-Filters.

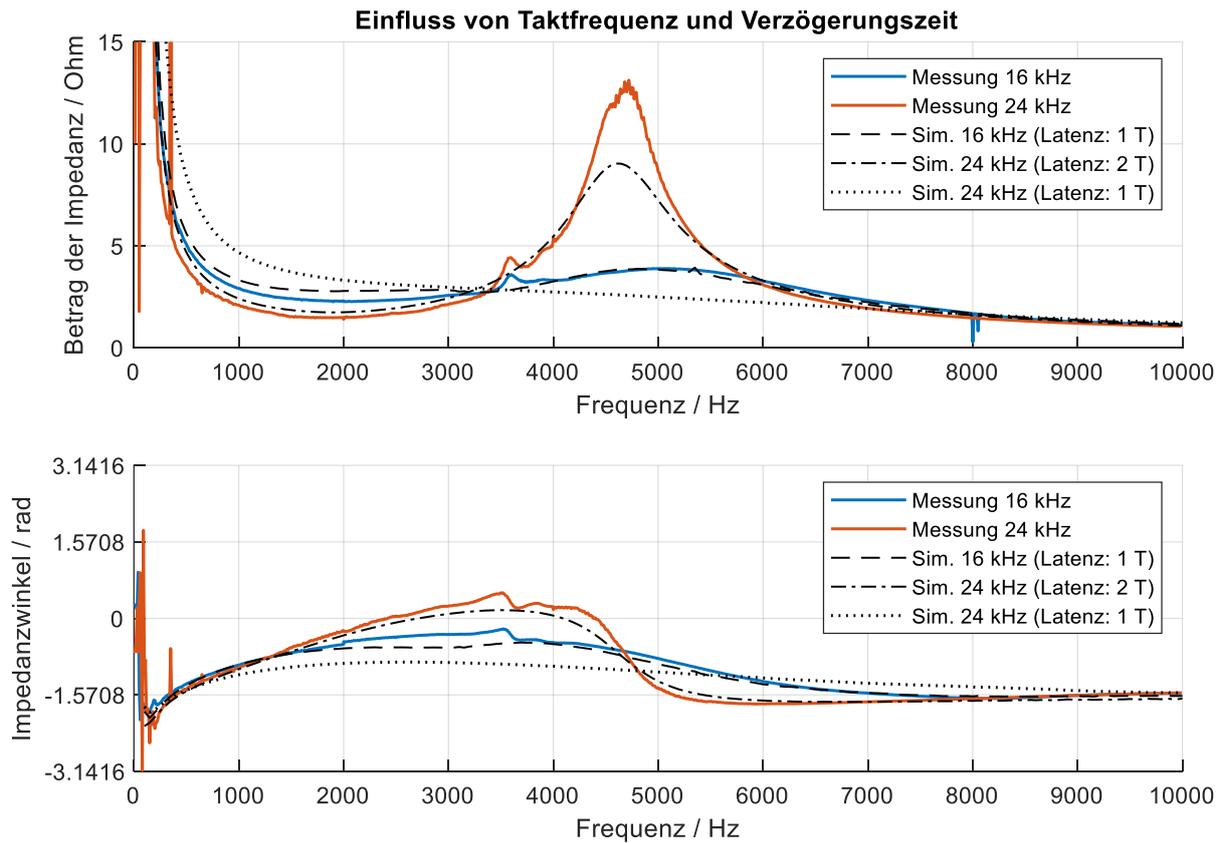
Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass die Wahl einer ausreichend hohen Taktfrequenz vorteilhaft ist, um hohe Betragsgradienten aufgrund unzureichend gedämpfter Resonanzstellen bei gleichzeitig kapazitivem Impedanzwinkel zu vermeiden, da derartige Impedanzverläufe die Ausbildung von Resonanzen mit der vorgelagerten Netzimpedanz begünstigen. Bei existierenden Geräten kann eine geringfügige Variation v. a. dann von Nutzen sein, wenn z. B. aufgrund der Verwendung niedriger Taktfrequenzen die eigene Filterresonanzstelle nicht vollständig durch den Regler bedämpft wird. Bei einer geringen Veränderung der Taktfrequenz kann sich dann die Ausgangsimpedanz im Bereich dieser Filterresonanz signifikant ändern. An dieser Stelle sollte der Vollständigkeit halber erwähnt werden, dass die Wahl der Taktfrequenz nicht, wie in den gezeigten Simulationen, beliebig niedrig gewählt werden kann, da der Reglerentwurf (vgl. Abbildung 90) sonst nicht mehr zulässig ist und der Regler zu Instabilitäten neigt.

#### 6.2.4.3 Variation des Abtast-Timings

In der im Folgenden beschriebenen Untersuchung wird der Einfluss des Abtast-Timings bei der regelungstechnischen Umsetzung des Wechselrichters und den sich daraus ergebenden Verzögerungszeiten diskutiert. Bereits in Kapitel 6.2.3 wurde auf das Timing zwischen A/D-Wandlung, Übergabe der Messwerte an die Regelung, Rechenzeit des Reglers, Übergabe der neuen Stellgröße an die PWM-Einheit und deren Verzögerungsverhalten eingegangen (vgl. Abbildung 97). Es wurde bereits festgestellt, dass mit dem betrachteten System bestenfalls eine Verzögerung zwischen Messwerterfassung und Wirksamkeit der neuen Steuergröße von einer Taktperiode erreicht werden kann. Kann die neue Stellgröße nicht schnellstmöglich der PWM-Einheit übergeben werden, führt dies zu einer verlängerten Verzögerungszeit.

An dieser Stelle soll nochmals auf das einleitend genannte Beispiel (vgl. Kapitel 6.2.1) zurückgekommen werden. Abbildung 101 zeigt die beiden gemessenen Impedanzverläufe des betrachteten Wechselrichters jeweils mit unterschiedlich parametrisierten Taktfrequenzen von 16 kHz und 24 kHz. Entgegen der in Kapitel 6.2.4.2 dargestellten Zusammenhänge weist der Wechselrichter bei einer höheren Taktfrequenz eine deutlich schlechtere Dämpfung der Resonanzstelle auf, obwohl bei der Berechnung der Reglerparameter dieselben Zeitkonstanten zu Grund gelegt wurden und auch die geänderte Taktfrequenz berücksichtigt wurde (vgl. gestrichelte Kurve für die Simulation mit 24 kHz).

Eine Erklärung für ein derartiges Verhalten liefert die Annahme, dass aufgrund der Reduktion der Taktperiodendauer von  $62,5 \mu\text{s}$  auf  $41,7 \mu\text{s}$  die Berechnung der neuen Steuergröße nicht rechtzeitig bis zu halben Taktperiode abgeschlossen ist und daher die neue Steuergröße erst zu übernächsten Taktmitte übergeben werden kann, was zu einer gesamten Regelverzögerung von zwei Taktperioden führt.



**Abbildung 101:** Gemessener und simulierter Impedanzverlauf für  $f_{\text{Takt}} = 16 \text{ kHz}$  sowie für  $f_{\text{Takt}} = 24 \text{ kHz}$  mit einer Regelverzögerung von  $1 T$  und von  $2 T$

Wird dieser Umstand im Simulationsmodell berücksichtigt, ergibt sich eine zufriedenstellende Übereinstimmung mit der Messung (vgl. gepunktete Kurve in Abbildung 101).

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass zusätzliche Verzögerungszeiten einen signifikanten Einfluss auf den Verlauf der Ausgangsimpedanz, v. a. was die Bedämpfung der Filterresonanzstelle betrifft, haben. So hat beispielsweise eine Verdopplung der Verzögerung einen ähnlich gravierenden Einfluss wie eine Halbierung der Taktfrequenz (vgl. Abbildung 101 und Abbildung 100). Durch die zusätzliche Verzögerung entsteht eine neue Zustandsgröße, die bei dem vorliegenden Reglerentwurf unberücksichtigt bleibt. Durch das Einfügen einer weiteren Rückführung könnte das Reglerverhalten deutlich verbessert werden. Ein solche Optimierung des Reglers war jedoch keine Aufgabe im Rahmen dieser Arbeit.

### 6.2.5 Betrachtung der Gegen- und Nullsystemimpedanz

In den bisher vorgestellten Untersuchungen wurde das Verhalten der Mitsystemimpedanz gezeigt. Es ist möglich und durchaus auch sinnvoll, eine Anregung des Wechselrichters im Gegen- und Nullsystem durchzuführen, um den Verlauf der Gegen- und Nullsystemimpedanzen ermitteln zu können.

Wie in Kapitel 6.1.2 gezeigt, ist aufgrund der Symmetrie der Filterkomponenten durch den Einfluss der passiven Bauteile zunächst kein Unterschied zwischen der Reaktion des Wechselrichters auf eine Mit- oder Gegensystemanregung zu erwarten. Durch den Einfluss der Regelung kann es jedoch zu einem abweichenden Verhalten zwischen Mit- und Gegensystemreaktion kommen. Im Falle einer Regelung im rotierenden Koordinatensystem lässt sich dies wie folgt erklären.

Wie bereits festgestellt, bewirkt die d/q-Transformation eine Spektralverschiebung des Ausgangssignals um die negative Grundfrequenz  $f_N$ . Ein Anregesignal mit der Frequenz  $f_{Anr}$  wird demnach in ein Signal mit der Frequenz  $f_{Anr} - f_N$  transformiert. Da ein Gegensystemsignal mathematisch als ein Mitsystemsignal mit negativer Frequenz interpretiert werden kann, wird durch die d/q-Transformation ein Gegensystemsignal mit der Frequenz  $f_{Anr}$  in ein Signal mit der Frequenz  $-f_{Anr} - f_N$  überführt. Absolut betrachtet führt dieser Sachverhalt dazu, dass eine Mitsystemanregung mit einer um  $f_N$  reduzierten Frequenz auf den Eingang des d/q-Reglers wirkt, während sich eine Gegensystemanregung mit einer um  $f_N$  erhöhten Frequenz darstellt. Gegenüber der Mitsystemanregung wird eine Gegensystemanregung also mit der um  $2 \cdot f_N$  verschobenen Übertragungsfunktion des Reglers verarbeitet. Für den vorliegenden Fall ist der Unterschied zwischen dem Verlauf der Mit- und Gegensystemimpedanz in Abbildung 102 dargestellt. Abweichungen sind im Bereich hoher Impedanzgradienten sichtbar, was v. a. für Frequenzen  $< 1$  kHz zutrifft.

Abschließend sei erwähnt, dass beim Einsatz eines zusätzlichen Gegensystemreglers die wechselseitigen Beeinflussungen der Regler entsprechend zu berücksichtigen sind.

Für die Betrachtung im Nullsystem gilt, wie bereits in Kapitel 6.1.3 ausführlich diskutiert, dass bei Wechselrichtern ohne Neutralleiteranschluss die Stromregelung einen vernachlässigbaren Einfluss hat. Bei Geräten mit Neutralleiteranschluss beeinflusst die Stromregelung jedoch die Nullsystemimpedanz analog zu dem oben diskutierten Einfluss der Mitsystemregelung auf die Mitsystemimpedanz.

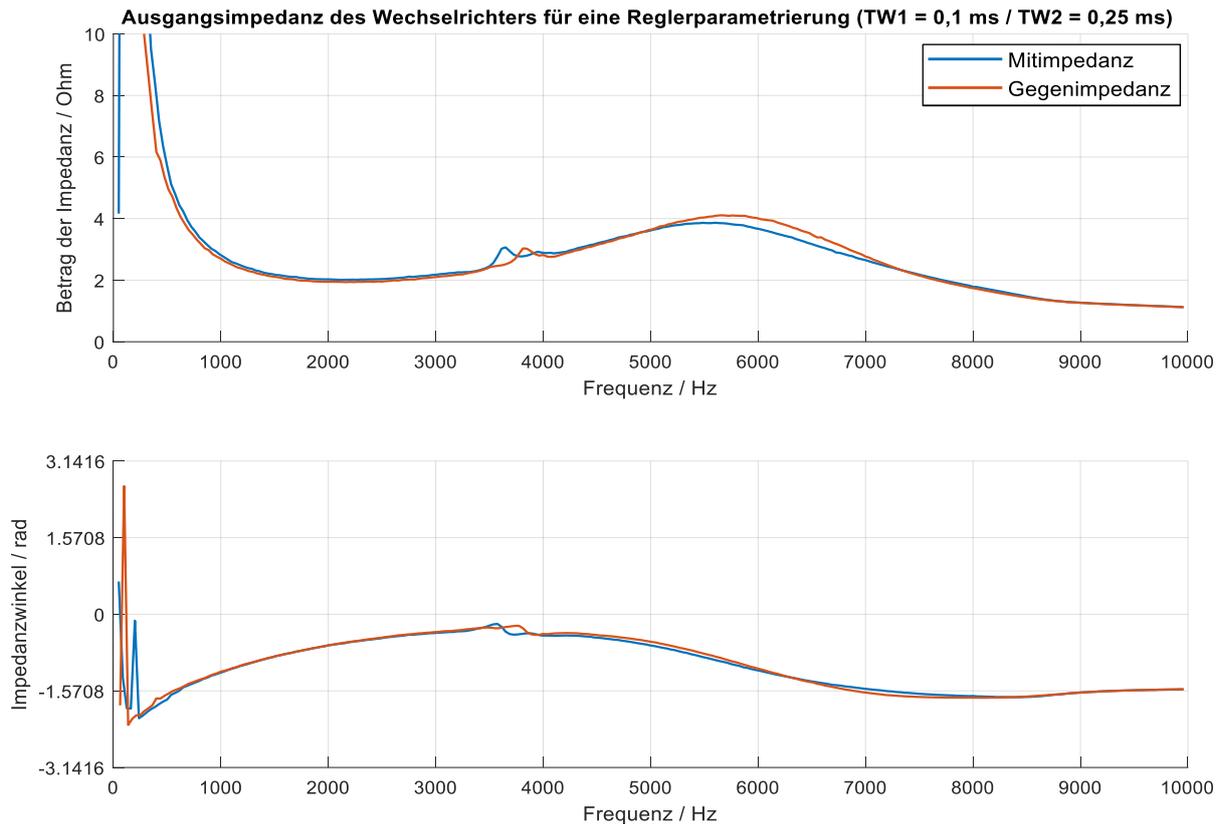


Abbildung 102: Vergleich zwischen gemessenen Mit- und Gegensystemimpedanzen

### 6.3 Schlussfolgerungen

Im vorliegenden Kapitel wurde zunächst der Einfluss der passiven Bauelemente auf den Verlauf der Ausgangsimpedanz analysiert. Diesbezüglich kann festgehalten werden, dass für die Mit- und Gegensystemimpedanz vor allem die Bauteile des Sinusfilters von Bedeutung sind. Für die Nullsystemimpedanz ist dies ebenfalls der Fall, sofern der Wechselrichter einen Neutralleiteranschluss besitzt. Für Geräte ohne Neutralleiteranschluss sind jedoch die Elemente des EMV-Filters für die Nullsystemimpedanz maßgeblich. In diesem Fall ist zusätzlich zu berücksichtigen, dass die Nullsystemimpedanz nicht nur durch wechselrichterinterne Bauteile bestimmt wird, sondern auch Ableitimpedanzen des PV-Generators, bzw. der DC-seitigen Beschaltung, einen signifikanten Einfluss haben können.

Allgemein kann der Einfluss der Filterbauteile nur für die Bauteile als rein passiv betrachtet werden, deren Strom nicht aktiv durch die Regelung des Wechselrichters beeinflusst wird. Im beispielhaft untersuchten Fall trifft dies für den ausgangseitigen Filterkondensator zu, während die Hauptdrossel nur oberhalb der Regelbandbreite des Stromreglers ihre rein passive Wirkung entfaltet.

Der Stromregler hat im Rahmen seiner Regelbandbreite, die bis zur halben Taktfrequenz reicht, einen Einfluss auf die resultierende Ausgangsimpedanz. Untersucht wurde dies am Beispiel eines 3-Punkt-Wechselrichters mit Zustandsregler im

rotierenden Koordinatensystem. Dabei wurde der Einfluss der Regelparameter, der Taktfrequenz und auch der Regelverzögerung per Simulation und Validierungsmessungen analysiert.

Zusammenfassend kann festgehalten werden, dass durch Anpassung der Regelparameter, in diesem Fall der Reglereinschwingzeit, der Impedanzverlauf vor allem im niedrigen Frequenzbereich bis ca. 1 kHz beeinflusst werden kann. Die Variation der Taktfrequenz – sofern technisch möglich – kann ebenfalls im niedrigen Frequenzbereich sowie bei Wechselrichtern mit niedriger Taktfrequenz und einer gering bedämpften Resonanzstelle einen signifikanten Einfluss haben. Abschließend ist es noch wichtig zu erwähnen, dass Abtastverzögerungen in der regelungstechnischen Umsetzung so kurz wie möglich gehalten bzw. im Reglerentwurf berücksichtigt werden sollten. Ist dies nicht der Fall, hat eine Verdopplung der Verzögerung – wie gezeigt – eine ähnliche Wirkung auf die Ausgangsimpedanz, wie eine Halbierung der Taktfrequenz.

Für die hier gezeigten Untersuchungen wurde bewusst ein Gerät mit vergleichsweise einfacher Filter- und Reglerstruktur herangezogen. Ausblickend soll erwähnt werden, dass sich durch die Messung bzw. Beobachtung und Regelung des Ausgangsstroms größere regelungstechnische Möglichkeiten ergeben, das dynamische Verhalten und damit die Ausgangsimpedanz des Wechselrichters zu beeinflussen. Ferner sind aktive Maßnahmen zur gezielten Beeinflussung des Impedanzverlaufs eines Wechselrichters denkbar. So kann z. B. eine gewünschte virtuelle Impedanz oder eine virtueller frequenzselektiver Dämpfungswiderstand regelungstechnisch implementiert werden.



# 7 Praxisnutzen

In diesem Kapitel wird der Nutzen zusammengetragen, der sich aus dem vorgestellten Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie für die Entwicklung von Wechselrichtern ergibt. Dabei werden neue Ansätze für die Konformitätsbewertung von Oberschwingungsemissionen von Wechselrichtern sowie für die Stabilitätsbewertung von großen PV- und Windparks diskutiert.

## 7.1 Einfluss auf die Entwicklung und Auslegung von Wechselrichtern

Effekte, die die Ausbildung von internen Oberschwingungsquellen beeinflussen, wurden in Kapitel 5 ausgiebig diskutiert. Als wesentliche Faktoren wurde der verzerrende Effekt der Totzeit sowie der Einfluss nichtlinearer Bauteile, v. a. Drosseln, identifiziert. Die Reduktion dieser Effekte durch geeignete Maßnahmen (Totzeit kleinhalten, Integration von Methoden zur Totzeitkompensation in der Wechselrichtersteuerung, adäquate Dimensionierung der Filterdrosseln, etc.) ist schon seit langem Bestandteil der Wechselrichterentwicklung. Nichtsdestotrotz ist es ratsam, weitere Anstrengungen auf die Optimierung der Totzeitkompensation zu konzentrieren, um eine weitere Verringerung der Störemissionen von Wechselrichtern zu erzielen.

Zur Vermeidung von Resonanzbildungen mit dem Netz ist der Verlauf der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters maßgeblich. Im Rahmen der Regelbandbreite des eingesetzten Strom- bzw. Spannungsreglers kann die Impedanz in gewissen Grenzen durch geeignete regelungstechnische Maßnahmen beeinflusst werden. Die Impedanzspektroskopie kann als Analyseschritt bei der Entwicklung und Implementierung derartiger aktiver Filtermethoden hilfreich sein. Aus den im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnissen kann abgeleitet werden, dass es empfehlenswert ist, der wirksamen Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters ein möglichst ohmsches Verhalten im Oberschwingungsbereich zu geben. Dies ist insofern gut nachvollziehbar, da einerseits auftretende Resonanzstellen bedämpft werden. Andererseits kann so die Entstehung von Resonanzstellen sogar vermieden werden, denn es ist davon auszugehen, dass die Netzimpedanz ebenfalls einen ohmschen Anteil aufweist. Eine Situation mit geringer Phasenreserve zwischen Netz- und Wechselrichterimpedanz ( $<40^\circ$ ) als Voraussetzung für eine Resonanzbildung ist somit zunehmend unwahrscheinlich. Mit der Impedanzspektroskopie von Wechselrichtern steht in diesem Kontext eine Methode zur Verfügung, um entwicklungsbegleitend das Einhalten des spezifizierten Wechselrichterhaltens messtechnisch zu überprüfen.

## 7.2 Überlagerung von Oberschwingungen

Für die Berechnung der Überlagerung von Oberschwingungsströmen mehrerer Wechselrichter z. B. am Netzanschlusspunkt einer größeren PV-Anlage wird heutzutage i. d. R. das Summationsgesetz gemäß IEC/TR 61000-3-6:2008 [77] mit der in Gleichung (7.1) angegebenen Form angewandt.

$$I_k = \sqrt{\sum_i I_{ki}^\alpha} \quad (7.1)$$

Dabei ist  $I_k$  der Betrag des resultierenden Oberschwingungssummenstroms bei der Ordnung  $k$ .  $I_{ki}$  stellt den Oberschwingungsstrombetrag der jeweiligen Wechselrichter  $i$  dar und  $\alpha$  ist ein Exponent zur Berücksichtigung der phasenmäßigen Korrelation der einzelnen Oberschwingungsbeiträge. Für  $\alpha$  können Werte zwischen 1 und 2 gewählt werden; wobei für die Summation überwiegend gleichphasiger Oberschwingungsbeiträge  $\alpha = 1$  vorgegeben wird, während für Oberschwingungsbeiträge mit völlig zufälligem Phasenbezug  $\alpha = 2$  einzusetzen ist.

Problematisch bei dieser etablierten Vorgehensweise ist einerseits, dass die Phasenlagen der einzelnen Oberschwingungsbeiträge nicht direkt berücksichtigt werden können und deren Einfluss daher nur basierend auf allgemeinen Annahmen abgeschätzt wird. Ferner können ggf. auftretende Resonanzeffekte nicht berücksichtigt werden.

Eine bessere Bestimmung der Überlagerung der Oberschwingungsbeiträge für mehrere Wechselrichter ließe sich erzielen, indem die zu untersuchende Anlage einer Oberschwingungslastflussberechnung unterzogen wird. Dabei werden die verschiedenen Wechselrichter als frequenzabhängige Thévenin-Äquivalente modelliert, wie sie z. B. mittels differentieller Impedanzspektroskopie gewonnen werden können. Somit können sowohl die tatsächlichen Oberschwingungsquellen der Wechselrichter phasengetreu berücksichtigt sowie der Einfluss vorhandener Impedanzen auf die Überlagerung der Oberschwingungen mit einbezogen werden. Die Überprüfung dieser Vorgehensweise anhand realer Beispielfälle stellt eine wichtige Aufgabe für zukünftige Untersuchungen dar.

## 7.3 Ansätze für eine verbesserte Bewertung von Wechselrichtern hinsichtlich Störemissionen

Das Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie ermöglicht, das Oberschwingungsverhalten eines Wechselrichters mittels einer frequenzabhängigen Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und inneren Oberschwingungsquellen  $\underline{U}_{WR}(f)$  zu beschreiben. Auf dieser Grundlage ergeben sich neue Möglichkeiten zur Bestimmung und Beurteilung der Störemissionen von Wechselrichtern am Netz. Im Folgenden werden

verschiedene Ansätze für eine verbesserte Konformitätsbewertung skizziert und diskutiert.

Es sei darauf hingewiesen, dass unter Störemissionen Oberschwingungen auf Grund von Oberschwingungsquellen (vgl. Kapitel 2.5.5.1) verstanden werden. Oberschwingungseffekte auf Grund von Resonanzbildungen werden nicht als Störemissionen aufgefasst und sollten unabhängig von der Störemissionsbewertung mittels geeigneter Stabilitätskriterien bewertet werden (vgl. dazu Kapitel 7.4).

#### **7.3.1 Vermessung an einer standardisierten Netznachbildung**

Gegenüber der gängigen Praxis zur Oberschwingungsbewertung (vgl. Kapitel 2.1) könnte die Vergleichbarkeit und Reproduzierbarkeit von Oberschwingungsstrommessungen verbessert werden, indem die Vermessung an einem standardisierten Netzanchlusspunkt durchgeführt wird. Dazu wäre eine geeignete Netznachbildung zu verwenden, wie sie von der Art her auch bei Messung leitungsgebundener EMV-Emissionen verwendet wird [71] [78]. Oberschwingungsmessungen würden so auf eine vergleichbare Basis gestellt.

Dieser Umstand wird in [24] erörtert. Auf Betreiben des Autors dieser Arbeit wurde diesem Vorschlag in Ansätzen Folge geleistet, indem ein Passus mit folgendem Hinweis in die Technische Richtlinie für Erzeugungseinheiten und -anlagen Teil 3 (TR3) aufgenommen wurde:

*„Um eine Vergleichbarkeit der ermittelten Netzzrückwirkungen zu erreichen, ist darauf zu achten, dass bei der Vermessung der Netzzrückwirkungen das Netzkurzschlussverhältnis ( $S_k/S_n$ ) am Messpunkt betriebstypische Werte annimmt. Das vorliegende Netzkurzschlussverhältnis ist zu dokumentieren.*

*ANMERKUNG: Die Netzimpedanz kann Einfluss auf die Oberschwingungsemission der EZE haben. Deshalb sollte die Größe der Netzimpedanz während der Vermessung im Bereich der üblicherweise vorliegenden Netzimpedanz liegen.“* [13]

Als betriebstypische Werte für das Netzkurzschlussverhältnis ( $S_k/S_n$ ) werden dabei folgende Größenordnungen angegeben:

- Für die Mittelspannungsebene:  $20 \leq S_k/S_n \leq 50$
- Für die Niederspannungsebene:  $9 \leq S_k/S_n \leq 17$

Damit ist zwar noch keine vollständige Vergleichbarkeit bei der Oberschwingungsvermessung hergestellt, aber immerhin wird deren Schwankungsbreite eingeschränkt. Es sei ferner darauf hingewiesen, dass die Definition des Netzkurzschlussverhältnisses nur die Grundschiwingungsimpedanz des Netzes berücksichtigt. Da der Netzimpedanzverlauf in der Realität mit zunehmender Frequenz nicht mehr allgemeingültig als induktiv-ansteigend angenommen werden kann, müsste für eine Vermessung ein vorzuziehender Referenzverlauf als eine standardisierte Netznachbildung definiert werden. Aufgrund der sehr variablen Lage und Ausprägung der Resonanzstellen in realen

Netzen erscheint die Festlegung auf einen Referenzimpedanzverlauf jedoch nur schwer möglich und damit nicht zielführend.

### 7.3.2 Bewertung der Störemissionen anhand von fiktiven Referenznetzen

Mit einem frequenzabhängigen Wechselrichtermodell, bestehend aus  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und  $\underline{U}_{WR}(f)$ , ist es mit überschaubarem Aufwand möglich, sich ergebende Oberschwingungsströme und -spannungen für eine Auswahl an fiktiven Referenznetzen mit definierten Impedanzverläufen zu berechnen. Eine Bewertung erfolgt anschließend auf Basis der berechneten Oberschwingungsströme oder -spannungen. Allgemeingültige Referenzimpedanzverläufe (vgl. Kapitel 7.4.1) und geeignete Bewertungskriterien müssten dafür festgelegt werden, worin die wesentliche Herausforderung bei dieser Methode liegt.

Es sei darauf hingewiesen, dass ein ähnliches Verfahren bereits zur Flickerbestimmung nach IEC 61400-21 [79] angewandt wird. Dabei wird ein Modell eines fiktiven Netzes mit den im Rahmen einer Typprüfung gemessenen Stromzeitreihen beaufschlagt und der resultierende Verlauf der Netzspannung berechnet. Es werden dann die Netzspannungsverläufe jeweils für verschiedene Netze mit variierten Impedanzwinkeln ermittelt. Die Flickerbewertung erfolgt anschließend auf Basis der berechneten Spannungsverläufe.

### 7.3.3 Bewertung der Störemissionen anhand von inneren Oberschwingungsquellen

Da – wie in den beiden zuvor diskutierten Ansätzen gezeigt – die Berücksichtigung des Verlaufs der Netzimpedanz bei der Bewertung der Störemissionen eine grundsätzliche Schwierigkeit darstellt, stellt sich die Frage, ob ein geeigneter Ansatz gefunden werden kann, bei dem die Bewertung allein anhand der Eigenschaften des Wechselrichters erfolgen kann. Die Idee besteht darin, das maximale Störpotential eines Wechselrichters ungeachtet des Einflusses der Netzimpedanzverlaufs zu bestimmen und so die Netzkonformität hinsichtlich der Störemissionen bereits im Rahmen einer Typprüfung zu bewerten.

Diesbezüglich erscheint es zunächst naheliegend, die Beträge der mittels differentieller Impedanzspektroskopie ermittelten inneren Spannungsquellen  $|\underline{U}_{WR}(f)|$  als Maß für die Störeinwirkung von Wechselrichtern auf das Netz heranzuziehen. Maßgeblich für die Störeinwirkung des Wechselrichters auf das Netz ist letztlich dessen Beeinflussung der Spannung am Netzschlusspunkt. Der Einfluss der inneren Spannungsquellen auf die Spannung am Netzschlusspunkt respektive an den Klemmen eines Wechselrichters  $\underline{U}_{mess}(f)$  lässt sich aus Gleichung (2.9) ableiten. Da für die Bewertung der Störemissionen eines Wechselrichters die Oberschwingungsquellen des Netzes  $\underline{U}_N(f)$

nicht von Belang sind, werden sie für die folgende Betrachtung zu null gesetzt. Gleichung (2.9) reduziert sich dadurch zu Gleichung (7.2).

$$\underline{U}_{\text{mess}}(f) \Big|_{\underline{U}_N(f)=0} = \underline{U}_{\text{WR}}(f) \cdot \frac{\underline{Z}_N(f)}{\underline{Z}_N(f) + \underline{Z}_{\text{WR}}(f)} \quad (7.2)$$

An sehr schwachen Netzanschlusspunkten, für die Bedingungen  $|\underline{Z}_N(f)| \gg |\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|$  gilt, ergibt sich aus Gleichung (7.2), dass die Beträge der Klemmenspannungen in etwa der den Beträgen der inneren Spannungsquellen entsprechen, denn es gilt folgender Zusammenhang.

$$|\underline{U}_{\text{mess}}(f)| \Big|_{|\underline{Z}_N(f)| \gg |\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|} \approx |\underline{U}_{\text{WR}}(f)| \quad (7.3)$$

Die Störeinwirkung eines Wechselrichters wird also im Falle von sehr schwachen Netzanschlusspunkten nachvollziehbarerweise maßgeblich durch die inneren Oberschwingungsquellen beeinflusst. Die Definition von Grenzwerten für  $|\underline{U}_{\text{WR}}(f)|$  ist daher in Betracht zu ziehen, um die Störemissionen für diese Betriebsfälle auf ein tolerierbares Maß zu begrenzen. Beispielsweise ließen sich dafür die Vorgaben der DIN EN 50160 [80] zu Grunde legen, die Grenzwerte für einzelne Oberschwingungsspannungen festlegt. Betrachtet man die Spannungsamplituden der niedrigen Harmonischen, die bei den hier untersuchten Wechselrichtern im Bereich von  $< 8 \text{ V}$  liegen (vgl. Abbildung 37 ff.), sind diesbezüglich für markttypische Geräte keine grundlegenden Probleme zu erwarten.

Für typische (starke) Netzanschlusspunkte hingegen ist die Bedingung  $|\underline{Z}_N(f)| \gg |\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|$  nicht erfüllt. Eine direkte Bewertung der inneren Spannungsquellen ist in diesem Falle nicht zielführend, da die Filterwirkung der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters unberücksichtigt bliebe und dies eine Überbewertung der Störeinwirkung des Wechselrichters zur Folge hätte.

### 7.3.4 Bewertung der Störemissionen anhand von Oberschwingungskurzschlussströmen

Eine Berücksichtigung der inneren Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_{\text{WR}}(f)$  ließe sich realisieren, indem die Beträge des frequenzabhängigen Kurzschlussstroms eines Wechselrichters  $|\underline{I}_{\text{WR,KS}}(f)|$  bewertet werden. Der frequenzabhängige Kurzschlussstrom bestimmt sich als Quotient der Beträge der inneren Spannungsquellen und der Ausgangsimpedanz gemäß Gleichung (7.4).

$$|\underline{I}_{\text{WR,KS}}(f)| = \frac{|\underline{U}_{\text{WR}}(f)|}{|\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|} \quad (7.4)$$

Eine Bewertung der Kurzschlussströme ist bei Vorliegen eines starken Netzanschlusspunktes angebracht. In diesem Fall zeigt sich die Störeinwirkung eines Wechselrichters nicht in Form von signifikanten Spannungsverzerrungen, sondern durch hohe

Oberschwingungsströme. Dies wird ersichtlich bei der Betrachtung des mit dem Netz ausgetauschten Oberschwingungsstrom  $I_{\text{mess}}(f)$  gemäß Gleichung (2.8). Setzt man für die Bewertung der Störemissionen eines Wechselrichters wiederum voraus, dass das Netz überschwingungsfrei ist, erhält man für den Betrag der Oberschwingungsstromemissionen eines Wechselrichters folgenden Zusammenhang.

$$|I_{\text{mess}}(f)| \Big|_{\underline{U}_N(f)=0} = \frac{|\underline{U}_{\text{WR}}(f)|}{|\underline{Z}_N(f) + \underline{Z}_{\text{WR}}(f)|} \quad (7.5)$$

Für starke Netzanschlusspunkte, für die  $|\underline{Z}_N(f)| \ll |\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|$  gilt, vereinfacht sich Gleichung (7.5) zudem wie folgt.

$$|I_{\text{mess}}(f)| \Big|_{|\underline{Z}_N(f)| \ll |\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|} \approx \frac{|\underline{U}_{\text{WR}}(f)|}{|\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|} = |I_{\text{WR,KS}}(f)| \quad (7.6)$$

Für starke Netzanschlusspunkte entspricht der Oberschwingungsstrom demnach etwa dem frequenzabhängigen Kurzschlussstrom des Wechselrichters und eine Bewertung der Kurzschlussströme erscheint in diesem Fall zweckdienlich. Die Grenzwerte hierfür könnten sich beispielsweise an den bekannten Richtlinien zur Oberschwingungsstrombewertung (vgl. Kapitel 2.1) orientieren; sollten sich jedoch nicht auf die Kurzschlussleistung am Netzanschlusspunkt, sondern auf die Nennleistung des Wechselrichters beziehen.

Damit stünde zusammen mit der zuvor diskutierten Bewertung der Pegel für die inneren Oberschwingungsspannungsquellen zwei Bewertungsverfahren zur Verfügung, mit dem sich die Störemissionen eines Wechselrichters allein anhand der Wechselrichtereigenschaften,  $|\underline{U}_{\text{WR}}(f)|$  und  $|I_{\text{WR,KS}}(f)|$ , beurteilen ließen.

Es sei jedoch nochmals darauf hingewiesen, dass sich die Beurteilung der Störeinkwirkung gemäß den o. g. Überlegungen auf das Verhalten bei den Extrembedingungen „sehr starkes Netz“ ( $\rightarrow$  Oberschwingungskurzschlussstrom) und „sehr schwaches Netz“ ( $\rightarrow$  innere Oberschwingungsquellen) stützt.

Um zu beurteilen, inwiefern diese Extremfälle in der Realität gegeben sind, lassen sich die ermittelten Ausgangsimpedanzen der im Rahmen dieser Arbeit untersuchten Wechselrichter heranziehen. Betrachtet man Abbildung 34 ff., stellt man fest, dass die Ausgangsimpedanzen im Frequenzbereich bis 2 kHz stets Werte größer als 0,2 pu (bezogen auf die Wechselrichternennimpedanz  $Z_{\text{WR,Nenn}}$ ) annehmen. Nun kann mit der Beziehung  $\frac{|\underline{Z}_N(f)|}{Z_{\text{WR,Nenn}}} = (S_k(f)/S_N)^{-1}$  die Netzimpedanz ebenfalls bezogen auf  $Z_{\text{WR,Nenn}}$  angegeben werden.  $(S_k(f)/S_N)^{-1}$  lässt sich dabei als Kehrwert des frequenzabhängigen Netzkurzschlussverhältnisses auffassen. Daraus lässt sich schlussfolgern, dass für die untersuchten Wechselrichter die Bedingung  $|\underline{Z}_N(f)| < |\underline{Z}_{\text{WR}}(f)|$  erfüllt ist, sofern sie an Netzanschlusspunkte betrieben werden, für die  $S_k(f)/S_N > 5$  gilt. Da davon auszugehen ist, dass dies nicht in jedem Anwendungsfall gegeben ist, sollte sich die Bewertung der Störemissionen nicht allein auf die Extremfälle „starker“ bzw. „schwacher Netzanschlusspunkt“ stützen.

Für eine Beurteilung der Störemissionen bei realen Netzsituationen ist es daher wünschenswert beide Ansätze zusammenzuführen, was mit dem im Folgenden beschriebenen Ansatz möglich ist.

### 7.3.5 Bewertung der Störemissionen anhand maximaler Oberschwingungswirkleistung

Im Endeffekt soll durch eine Oberschwingungsbewertung geprüft werden, in welchem Maß ein Wechselrichter die Spannungsqualität maximal negativ beeinflussen kann. Daher wäre es folgerichtig die maximal einspeisbare Oberschwingungswirkleistung zu bewerten. Gemäß der Theorie der Leistungsanpassung aus dem Bereich der linearen elektrischen Netze lässt sich einer Wechselspannungsquelle die maximale Wirkleistung entnehmen, wenn die externe Belastungsimpedanz der konjugiert komplexen Innenimpedanz der Quelle entspricht. Für einen Wechselrichter am Netz ist diese Bedingung erfüllt, sofern  $\underline{Z}_N(f) = \underline{Z}_{WR}(f)^*$  gilt. Die Spannung  $\underline{U}_{WR}(f)$  fällt somit betragsmäßig zu gleichen Teilen über die Wechselrichter- und die Netzimpedanz ab. Die maximal einspeisbare Oberschwingungswirkleistung eines Wechselrichters  $P_{WR,max}(f)$  lässt sich demnach aus der halben Wechselrichterspannung  $0,5 \cdot \underline{U}_{WR}(f)$  und dem Realteil der Wechselrichterausgangsimpedanz  $\text{Re}(\underline{Z}_{WR}(f))$  gemäß Gleichung (7.7) bestimmen.

$$P_{WR,max}(f) = \frac{|0,5 \cdot \underline{U}_{WR}(f)|^2}{\text{Re}(\underline{Z}_{WR}(f))} = \frac{|\underline{U}_{WR}(f)|^2}{4 \cdot \text{Re}(\underline{Z}_{WR}(f))} \quad (7.7)$$

Für die Bewertung der Störemissionen anhand der maximalen Oberschwingungswirkleistung würden damit ebenfalls der Einfluss vorhandener Oberschwingungsquellen und der Ausgangsimpedanz des Wechselrichters einbezogen. Da von der Ausgangsimpedanz jedoch nur der Realteil, also der ohmsche Anteil, berücksichtigt wird, beschränkt sich die Bewertung auf den dämpfenden Anteil der Wechselrichterimpedanz. Die Blindanteile der Wechselrichterimpedanz bleiben bei der Bewertung der Störemissionen bewusst unberücksichtigt, da sie v. a. für die Ausbildung von resonanzbasierten Oberschwingungen maßgeblich sind und anderweitig analysiert werden sollten (vgl. Kapitel 7.4).

Die Praxistauglichkeit dieses Ansatzes sowie die Definition geeigneter Grenzwerte für die maximal tolerierbare Oberschwingungswirkleistungsabgabe eines Wechselrichters, die in geeigneter Weise auf die Nennleistung des Prüflings bezogen werden sollten, stellt eine interessante Aufgabe für nachfolgende Arbeiten dar.

### 7.3.6 Schlussfolgerungen zu Störemissionen harmonischer Oberschwingungen

Zur Verbesserung der Konformitätsbewertung von Wechselrichtern hinsichtlich deren Störemissionen stellt die Bewertung der maximalen Oberschwingungswirkleistungen die erfolgversprechendste Methode dar. Im Gegensatz zu anderen diskutierten Verfahren bewertet die Methode das maximale Störemissionspotential eines Wechselrichters. Ferner ist hierfür keine Definition eines Referenzverlaufs der Netzimpedanz erforderlich und die Methode bewertet die Einflüsse innerer Spannungsquellen sowie den dämpfenden ohmschen Anteil der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters. Darüber hinaus würde eine Festlegung von Grenzwerten für die maximal einspeisbaren Oberschwingungswirkleistungen die Konformitätsbewertung im Rahmen einer Typprüfung ermöglichen. Eine Bewertung auf Anlagenebene könnte ggf. entfallen, was den Zertifizierungsaufwand bedeutend reduzieren würde.

### 7.3.7 Ansätzen zur verbesserten Bestimmung taktfrequenzbezogener Oberschwingungen

Grundsätzlich gelten für die Bestimmung taktfrequenzbezogener Oberschwingungen die gleichen Überlegungen wie für harmonische Oberschwingungen. Erschwerend kommt jedoch hinzu, dass taktfrequenzbezogene Oberschwingungsquellen aufgrund der fehlenden Synchronität (vgl. Kapitel 5.2.2) zwischen der Grundschwingungsfrequenz und der Taktfrequenz durch die Fourieranalyse in mehrere Spektrallinien streuen. Aus diesem Grund werden in den heute angewandten Verfahren jeweils die Oberschwingungsströme eines 200-Hz-Frequenzbands oberhalb von 2 kHz durch Effektivwertbildung zusammengefasst (vgl. Kapitel 2.1). Bei dem etablierten Verfahren werden nur Amplituden berücksichtigt. Die Phaseninformationen werden nicht betrachtet.

Die Problematik der fehlenden Synchronität besteht auch bei der Auswertung nach dem Verfahren der differentiellen Impedanzspektroskopie. Ob die Bestimmung von Oberschwingungskurzschlussleistungen analog zur oben skizzierten Vorgehensweise auch auf der Basis von gruppierten Werten für die Ausgangsimpedanz  $\underline{Z}_{WR}(f)$  und gruppierten Oberschwingungsquellen  $\underline{U}_{WR}(f)$  sinnvolle Ergebnisse liefern kann, wäre in nachfolgenden Arbeiten zu klären. Für den Moment kann festgehalten werden, dass die praktizierte Vorgehensweise der Oberschwingungsstrombewertung für die Bestimmung von Supraharmonischen als Kompromisslösung durchaus legitim ist. Um eine worst-case-Bewertung vornehmen zu können, sollte jedoch – über die aktuellen Vorgaben hinausgehend – festgelegt werden, dass die Netzimpedanz im analysierten Frequenzbereich so gering wie möglich sein sollte. Idealerweise erfolgt die Messung an einer idealen Netzspannungsquelle ohne bzw. mit geringer Netzimpedanz (Netzsimulator), da so der Oberschwingungskurzschlussstrom bewertet würde, der sowohl durch die inneren Oberschwingungsquellen als auch durch die Ausgangsimpedanz des Wechselrichters beeinflusst wird.

## 7.4 Anwendung der impedanzbasierten Stabilitätsbetrachtung für PV- und Windparks

Die Ausweisung des komplexen Impedanzverlaufs von Wechselrichtern kann als Grundlage für die Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums für gesamte PV- oder Windparks, bzw. umrichterbasierte Stromversorgungssysteme im Allgemeinen, dienen. Die inneren Oberschwingungsquellen können dabei für die Resonanzanalyse vernachlässigt werden. Ausgehend von der in Kapitel 6.2.1 beschriebenen Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums am Beispiel eines Wechselrichters am Netz wird im Folgenden die Übertragung dieser Methode auf größere Anlagen skizziert.

### 7.4.1 Ermittlung der Netzimpedanz des Netzanschlusspunktes

Eine einfache Möglichkeit für die Ermittlung der Netzimpedanz besteht in deren Berechnung auf Basis der Netzmodelle des zuständigen Netzbetreibers. Allerdings sind vorliegende Netzmodelle i. d. R. für Lastflussrechnungen, also für die Effektivwertsimulation, ausgelegt. Mit den für die Netzbetriebsmittel hinterlegten Werten lässt sich daher nur näherungsweise auf den Frequenzverlauf der Netzimpedanz schließen.

Idealerweise wird der vorliegende Impedanzverlauf am Netzanschlusspunkt messtechnisch ermittelt. Für die Netzimpedanzanalyse in Niederspannungsnetzen stehen dafür kommerzielle Messgeräte, z. B. [81] [82], zur Verfügung. Aber auch für die Messungen in Mittelspannungsnetzen existieren inzwischen Messsysteme, wie das an der Helmut-Schmidt-Universität (HSU) in Hamburg entwickelte „Online Network Impedance Spectrometer ONIS 36 kV“ [83], [84]. Darüber hinaus sind auch wechselrichterintegrierte aktive Methoden zur Messung der Netzimpedanz bekannt (vgl. [85], [86]).

Im Rahmen des Verbundforschungsprojektes NetzHarmonie wurden mit dem ONIS-System der HSU an verschiedenen PV- und Windparks mehrere Netzimpedanzmesskampagnen auf Mittelspannungsebene durchgeführt [44]. Dabei wurde der Netzimpedanzverlauf jeweils über mehrere Tage untersucht. Es konnte gezeigt werden, dass im Frequenzbereich bis 10 kHz oft mehrere Resonanzstellen der Netzimpedanz auftreten können. Lage und Ausprägung der Resonanzstellen sind dabei stark von der Länge und Verkabelung des Netzanschlusses abhängig. Die niedrigste gemessene Parallelresonanzstelle trat bereits bei etwa 400 Hz auf. Ferner hat sich gezeigt, dass der Amplituden- und Phasenverlauf der Netzimpedanz in Abhängigkeit der momentanen Anlagenleistung sowie der Netzlast in einem gewissen Umfang schwanken kann.

Bisher liegt noch keine ausreichende Datenbasis vor, um Bereiche ermitteln zu können, in denen der Verlauf der Netzimpedanz für typische Netzanschlusspunkte liegt. Sofern zukünftig derartige Vorzugsbereiche des Netzimpedanzverlaufs identifiziert werden können, wäre es u. U. möglich, einen Vorgabekorridor für die Ausgangsimpedanz von Umrichtern zu definieren, der eine Resonanzbildung mit der Netzimpedanz

nach Möglichkeit ausschließt. Bis dahin muss davon ausgegangen werden, dass kein allgemeingültiger Verlauf der Netzimpedanz existiert und die Netzimpedanz muss bedarfsgerecht und standortbezogen ermittelt werden.

### 7.4.2 Ermittlung der resultierenden Anlagenimpedanz

Um die resultierende Anlagenimpedanz, z. B. eines PV- oder Windparks, bestimmen zu können, muss zunächst deren Struktur bekannt sein. Große PV- und Windparks bestehen i. d. R. aus einer Anordnung mehrerer Wechselrichterstationen (Wechselrichter inkl. Mittelspannungstransformator), die über mehr oder weniger lange Kabelstrecken miteinander verbunden und an einem Netzanschlusspunkt angeschlossen sind. Die Netztopologie kann dabei in Stern-, Strang- oder Ringanordnung bzw. in einer Kombination daraus gestaltet sein. Zur elektrischen Beschreibung des jeweiligen Netzes empfiehlt es sich, die Verbindungselemente des Parknetzes (v. a. Transformatoren und Kabelstrecken) als frequenzabhängige Zweitore (Vierpole) in symmetrischen Komponenten zu beschreiben. Auf Basis der mittels Impedanzspektroskopie ermittelten Impedanzverläufe der Wechselrichter  $\underline{Z}_{WR}(f)$  lassen sich diese als frequenzabhängige Eintore abbilden und ggf. zu Zweitoren verallgemeinern.

Die Darstellung der Zweitore als Kettenmatrix erlaubt die einfache Aneinanderreihung durch Multiplikation der jeweiligen Matrizen [87]. Durch eine entsprechende Kombination der Zweitore gemäß der Parktopologie lässt sich damit das elektrische Verhalten des gesamten Parks am Netzschlusspunkt für jede betrachtete Frequenz separat beschreiben. Abbildung 103 illustriert das Zusammenfassen der Parkimpedanzen zu einer Kombination aus Zweitoren beispielhaft für eine Stranganordnung der Wechselrichterstationen. Ergänzend dazu wird die entsprechende Vorgehensweise für einen Park in Sterntopologie in den Abbildungen in Anhang F gezeigt.

Die resultierende Gesamtimpedanz entspricht der Leerlauf-Eingangsimpedanz des Gesamtgebildes und kann bei einer Darstellung in Impedanzmatrix-Form direkt als Element  $\underline{Z}_{11}$  aus der Gesamtmatrix abgelesen werden.

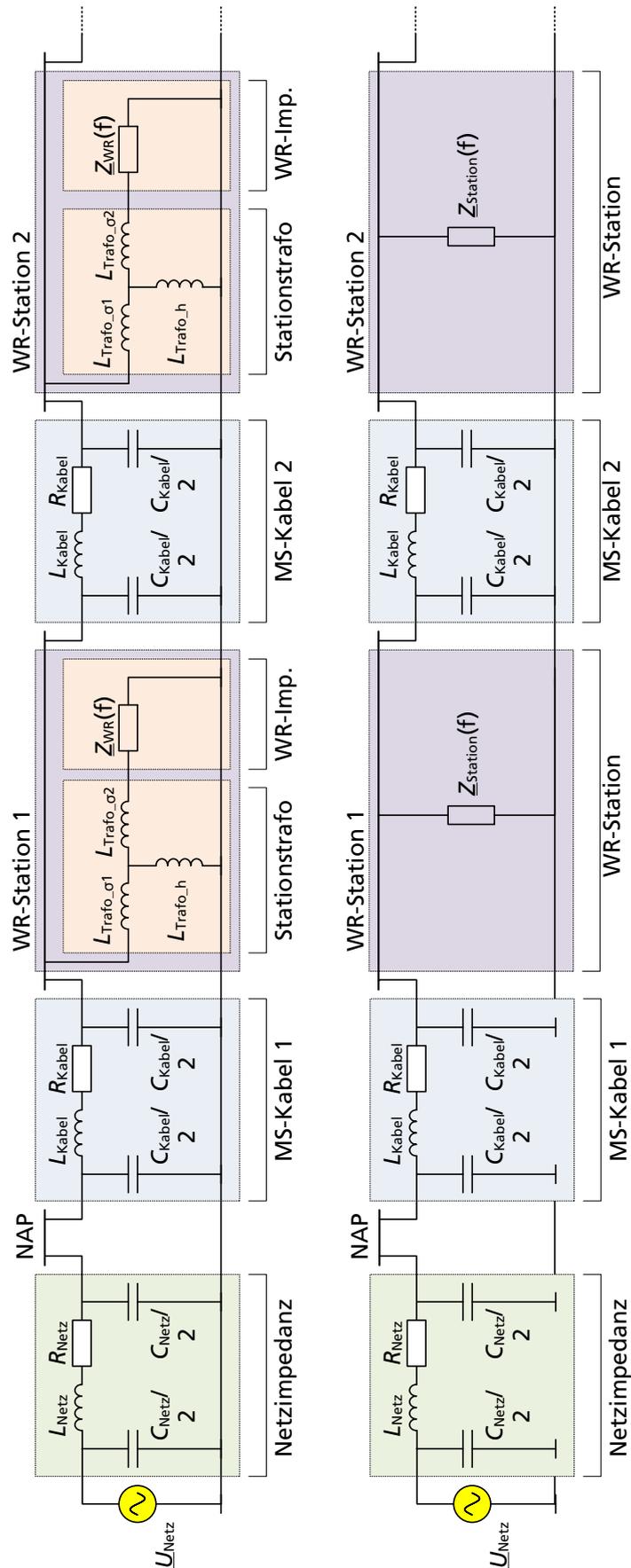
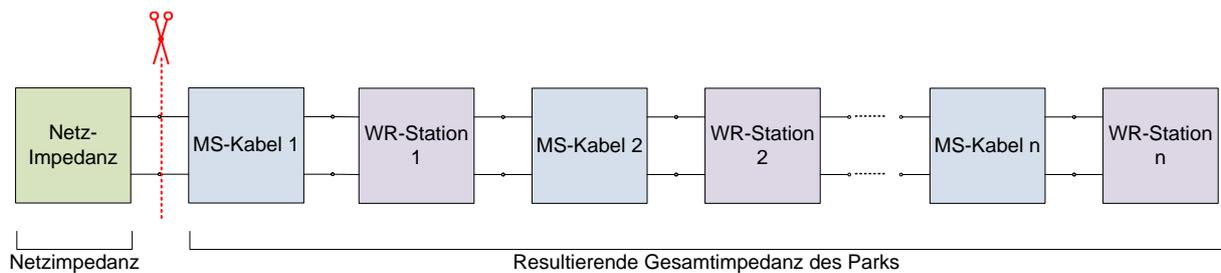


Abbildung 103: Einphasiges Ersatzschaltbild eines Wind- bzw. PV-Parks in Strangtopologie (oben) und Repräsentation eines Parks in Strangtopologie als Kombination aus Zweitoren (unten)

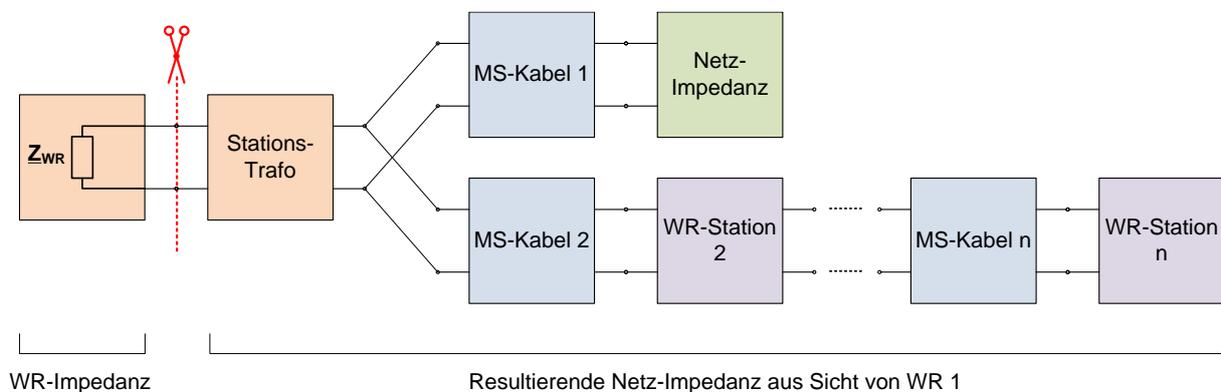
### 7.4.3 Stabilitätsbetrachtung am Netzanschlusspunkt und an den Wechselrichterklemmen

Das Verfahren des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums beruht im Allgemeinen darauf, dass das Netz am zu analysierenden Punkt gedanklich in zwei Teilnetze aufgetrennt wird und der resultierende Impedanzverlauf beider Teilnetze miteinander verglichen wird. Abbildung 104 zeigt für einen Park mit Strangtopologie exemplarisch eine solche Auftrennung am Netzanschlusspunkt.



**Abbildung 104:** Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Strangtopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums am NAP

Ferner ist es möglich, das Stabilitätskriterium an den Klemmen eines beliebigen Wechselrichters anzuwenden. Dazu muss die sich an den Wechselrichterklammern ergebende Impedanz des Parks inklusive Berücksichtigung der Netzimpedanz bestimmt und mit der Wechselrichterimpedanz verglichen werden. Abbildung 105 veranschaulicht diese Vorgehensweise beispielhaft für den ersten Wechselrichter einer Stranganordnung. Analog kann dieses Vorgehen für alle weiteren Wechselrichter durchgeführt werden. So kann systematisch untersucht werden, ob einzelne Wechselrichter dazu neigen, in Resonanz mit dem Rest des Parks zu geraten. Zur Reduktion des Aufwandes kann es je nach Parktopologie sinnvoll sein, geeignete Gruppen von Wechselrichterstationen, wie z. B. Sub-Parks an einer gemeinsamen Zuleitung, zusammenzufassen und mit der übrigen Netzumgebung auf eine Resonanzneigung zu prüfen.



**Abbildung 105:** Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Strangtopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums an den Klemmen von Wechselrichter 1

Grundsätzlich stellt sich die Herausforderung, dass sowohl die resultierende Impedanz der Wechselrichter wie auch die Netzbetriebsmittel mit ihrem Arbeitspunkt variieren können. Gegebenenfalls ist es daher erforderlich verschiedene, ausgewählte Lastfälle zu untersuchen.

## 7.5 Schlussfolgerungen

Mit den skizzierten Ansätzen zur Anwendung des Stabilitätskriteriums wird eine erfolgversprechende Vorgehensweise vorgestellt, mit der die Resonanzneigung von PV- und Windparks systematisch untersucht werden kann. Die dafür benötigten Impedanzverläufe der Wechselrichter und ggf. auch der anderen Parkkomponenten können mit dem vorgestellten Verfahren der Impedanzspektroskopie ermittelt werden. Ferner muss die Netzimpedanz idealerweise durch Messung bekannt sein. Die Erprobung der Vorgehensweise am Beispiel eines realen PV- oder Windparks, für den alle notwendigen Impedanzverläufe bestimmt werden können, stellt einen nächsten Schritt dar, der in nachfolgenden Arbeiten durchgeführt werden kann. Perspektivisch erscheint es interessant das Verfahren in Netzberechnungsprogrammen zu implementieren, um so vor Installation eines PV- oder Windparks dessen Resonanzneigung simulativ zu untersuchen.



# 8 Kritische Würdigung und Ausblick

Mit der differentiellen Impedanzspektroskopie wird in dieser Arbeit ein Verfahren vorgestellt, das gegenüber den heute angewandten Verfahren eine verbesserte Beurteilung des Oberschwingungsverhaltens von Wechselrichtern ermöglicht. Im Gegensatz zu den etablierten Verfahren wird der Wechselrichter dabei nicht als ideale Stromquelle, sondern als Thévenin-Äquivalent aufgefasst. Die differentielle Impedanzspektroskopie ermöglicht es, den Verlauf der Ausgangsimpedanz und das Spektrum innerer Spannungsquellen eines Wechselrichters zu bestimmen und so den Prüfling als frequenzabhängiges Thévenin-Äquivalent zu beschreiben. Das Verfahren unterliegt jedoch verschiedenen im Folgenden beschriebenen Einschränkungen, die akzeptiert werden müssen, um das Verfahren für die praktische Anwendung einzusetzen.

Zunächst sei darauf hingewiesen, dass mit dem Verfahren allein das Kleinsignalverhalten eines Wechselrichters im jeweilig untersuchten Arbeitspunkt beschrieben werden kann. Das Verfahren ist daher nicht geeignet, um die Reaktion eines Wechselrichters auf Netzfehler, wie z. B. Unter- bzw. Überspannungen, Frequenzänderungen oder Phasensprünge, zu ermitteln. Ferner ist die Gültigkeit der ermittelten Thévenin-Äquivalente bei übermäßiger Netzspannungsverzerrung u. U. nicht gegeben.

Hinsichtlich der messtechnischen Grundlagen sei darauf hingewiesen, dass bei der Bestimmung der Messunsicherheiten auch deren Frequenzgang zu ermitteln ist, um die Messgenauigkeit frequenzabhängig angeben zu können. Der frequenzabhängige Amplitudenfehler kann dazu meist aus Datenblattangaben oder aus Kalibrierprotokollen entnommen werden. Für die eingesetzten Messgeräte ist der Amplitudenfehler im Frequenzbereich bis 10 kHz vergleichsweise gering und liegt i. d. R. im Bereich von deutlich unter 1 %. Der Phasenwinkelfehler ist jedoch stark abhängig von den Verzögerungszeiten in den jeweiligen Messketten. Mit steigender Frequenz führt dies zu einem ansteigenden Phasenwinkelfehler. Beispielsweise hat eine Verzögerung von 5  $\mu$ s bei einer Frequenz von 50 Hz einen Phasenwinkelfehler von nur 0,09° zur Folge, während sich bei 10 kHz ein Phasenwinkelfehler von 18° ergibt. Da sich Strom- und Spannungsmessketten im Aufbau voneinander unterscheiden, sind gerade hier Unterschiede in den jeweiligen Verzögerungszeiten zu erwarten. In der Konsequenz kann dies bei hohen Frequenzen ggf. zu einem deutlichen Fehler bei der Berechnung des Leistungs- bzw. Impedanzwinkels führen. Unglücklicherweise sind Angaben zu Phasenwinkel Fehlern bzw. zu Verzögerungszeiten oft nicht in den Datenblättern der Messgeräte enthalten und werden auch nicht im Rahmen üblicher Kalibriermessungen ermittelt. Eine Angabe des Phasenwinkelfehlers ist daher für die gezeigten Messungen

nicht möglich. Zukünftige Arbeiten sollten sich daher mit der Bestimmung des Phasenwinkelfehlers im höheren Frequenzbereich befassen.

Eine weitere Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Verfahrens sind gleichbleibende lineare Zusammenhänge innerhalb des untersuchten Wechselrichtersystems. Beispielsweise können Wechselrichter, die mit speziellen adaptiven Regleransätzen arbeiten, nicht sinnvoll beschrieben werden. Weiterhin können bei der Ermittlung der frequenzabhängigen Thévenin-Äquivalente nur quasi-stationäre Effekte des Wechselrichters sinnvoll berücksichtigt werden. Transiente oder sporadisch auftretende Effekte, wie z. B. Sollgrößensprünge eines MPP-Trackers oder einer aktiven Inselnetzerkennung, wirken sich abhängig vom Zeitpunkt ihres Auftretens störend auf das Ergebnis der differentiellen Impedanzspektroskopie aus. Derartige Funktionen sollten bei der Vermessung idealerweise abgeschaltet werden. Ist dies nicht möglich, können Mittelwertbildungen über eine ausreichende Anzahl an Versuchswiederholungen die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse verbessern. Dies führt jedoch zu einer signifikanten Verlängerung der Analysedauer.

Eine weitere Einschränkung besteht in der Vernachlässigung von Querverbeeinflussungen zwischen verschiedenen Frequenzen. Es ist bekannt, dass Anregungen bei einer gegebenen Frequenz auch zu einer Reaktion bei anderen Frequenzen führen. Da dieser Effekt jedoch gegenüber der Reaktion bei der Anregefrequenz i. d. R. deutlich geringer ist, wird er zugunsten der Einfachheit und Anwendbarkeit des Verfahrens vernachlässigt. Um derartige harmonische Querverbeeinflussungen zu berücksichtigen, müsste die Auswertung der Wechselrichterreaktion auf Frequenzen abseits der Anregefrequenz ausgedehnt werden. Darüber hinaus ist es möglich, im Gegensatz zu dem Ansatz einer mono-frequenten Anregung eine multi-frequente Anregung und Auswertung zu nutzen. In beiden Punkten besteht noch weiterer Forschungsbedarf, wobei letzterer zudem eine Beschleunigung der Analysedauer verspricht.

Der Machbarkeitsnachweis für die differentielle Impedanzspektroskopie konnte mithilfe des aufgebauten Prüfstands erbracht werden. Bei der Kernkomponente des Prüfstands, dem hochdynamischen AC-Verstärker, handelt es sich jedoch um eine sehr kostenintensive Einrichtung, die v. a. im hohen Leistungsbereich nur in wenigen Laboren verfügbar ist. Um das Verfahren in der Breite zur Anwendung zu bringen und darüber hinaus Prüflinge mit sehr hohen Leistungen ( $> 1$  MW) untersuchen zu können, sollten für die Erzeugung der Anregespannungen Alternativen zur Nutzung eines Vollsimulators entwickelt werden. Hierfür kann z. B. eine parallele Einspeisung von Anregeströmen in Betracht gezogen werden.

Die Ergebnisse dieser Arbeit dienen zunächst als Grundlage, um Ausgangsimpedanzen und innere Oberschwingungsquellen von Wechselrichtern ermitteln zu können. Dies kann für eine verbesserte Bewertung der Oberschwingungsemissionen genutzt werden. Für harmonische Oberschwingungsquellen wird daher vorgeschlagen, die Oberschwingungsemissionen von Wechselrichtern auf der Basis der maximal ein-speisbaren Oberschwingungswirkleistung anstelle des gemessenen Oberschwingungsstroms vorzunehmen. Hierzu liegen jedoch noch keine Erfahrungswerte aus der Praxis vor, sodass dieser Ansatz in folgenden Arbeiten zunächst noch auf seine Eignung geprüft und ggf. angepasst werden sollte.

Schließlich ermöglicht die Ermittlung des Impedanzverlaufs von Wechselrichtern die Anwendung des sog. impedanzbasierten Stabilitätskriteriums. Damit können Resonanzbildungen zwischen der Ausgangsimpedanz des Wechselrichters und der Net-zimpedanz analysiert werden, was in dieser Arbeit anhand eines Beispiels demonstriert wurde. Die Praxistauglichkeit dieses Ansatzes muss jedoch in nachfolgenden Arbeiten anhand von Felduntersuchungen erbracht werden. Dabei gilt es zu klären, ob sich die Beschreibung von Wechselrichtern als frequenzabhängige Thévenin-Äquivalente auch auf gesamte Anlagen, wie z. B. große PV-Parks, übertragen lässt.

Schlussendlich sollten sich nachfolgende Arbeiten mit der allgemeingültigen Bestimmung des zu erwarteten Impedanzverlaufs an typischen Netzanschlusspunkten befassen. Erst wenn diesbezüglich ein fundiertes Wissen vorliegt, können Empfehlungen für einen vorteilhaften Impedanzverlauf von Wechselrichtern, die zu einer Verringerung des Risikos von Resonanzbildungen führen, ausgesprochen werden.



# 9 Zusammenfassung

Die Entwicklung der elektrischen Energieversorgung steht vor einem einschneidenden technologischen Wandel, bei dem anstelle von Synchrongeneratoren zunehmend leistungselektronische Geräte – allen voran PV-, Wind- und Batteriewechselrichter sowie HGÜ-Umrichter – für eine zuverlässige Netzregelung und die Sicherstellung einer hohen Spannungsqualität verantwortlich sind. Bis zum Jahre 2050 wird in Deutschland durch diese *Elektronifizierung der Stromnetze* netzgekoppelte Wechselrichterleistung von derzeit ca. 100 GW schätzungsweise auf ca. 1.000 GW ansteigen (vgl. Kapitel 1).

Vor diesem Hintergrund befasst sich die vorliegende Arbeit mit der Fragestellung, wie das Oberschwingungsverhalten moderner selbstgeführter Wechselrichter besser beurteilt werden kann. Zunächst kann gezeigt werden, dass typischerweise angewandte Verfahren zur Bestimmung der Oberschwingungsemissionen von Wechselrichtern entscheidende Schwächen besitzen, die dazu führen, dass Messergebnisse nicht in jedem Fall allgemeingültig und übertragbar sind (vgl. Kapitel 2.2). Ferner können mit den etablierten Methoden keine Aussagen über die Ausbildung von Resonanzen getroffen werden, die zur erheblichen Beschädigung von Wechselrichtern oder Netzbetriebsmitteln führen können (vgl. Kapitel 2.3).

Durch die eingeführte Unterscheidung zwischen *quellenbasierten Oberschwingungsemissionen*, die durch wechselrichterinterne Oberschwingungsquellen hervorgerufen werden, und *resonanzbasierten Oberschwingungen*, die auf einer Resonanzbildungen zwischen der Netzimpedanz und der wirksamen Ausgangsimpedanz des Wechselrichters beruhen (vgl. Kapitel 2.5.5), leistet die Arbeit einen wichtigen Beitrag zum besseren Verständnis von Oberschwingungsursachen.

Auf der Basis dieser Erkenntnisse wird mit der sog. *differentiellen Impedanzspektroskopie* ein Verfahren vorgestellt (vgl. Kapitel 3.4), das die messtechnische oder simulative Ermittlung des frequenzabhängigen Verlaufs der Ausgangsimpedanz sowie die Bestimmung vorhandener innerer Oberschwingungsquellen eines Wechselrichters ermöglicht. Dazu wird der Wechselrichterprüfling frequenzselektiv mit einer Kleinsignalspannung angeregt und die Stromantwort gemessen. Bei der differentiellen Impedanzspektroskopie erfolgt pro Frequenzschritt eine mehrfache Anregung unter Variation von Phasenlage und/oder Amplitude der aufgeprägten Spannung. Aus der Analyse der Stromantworten bei den jeweiligen Anregefrequenzen lassen sich somit neben dem Verlauf der Ausgangsimpedanz auch vorhandene innere Oberschwingungsquellen ermitteln. Der Wechselrichter kann schließlich durch einen frequenzabhängigen Satz an Thévenin- bzw. Norton-Äquivalenten beschrieben werden.

Der im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute Versuchsstand ermöglicht die Durchführung differentieller Impedanzspektroskopien im Frequenzbereich bis 20 kHz an Wechselrichtern mit einer Leistung von bis zu einem Megawatt (vgl. Kapitel 3.5). Dazu wird ein hochdynamischer Leistungsverstärker zur Einprägung der Anregespannungen eingesetzt. Ansteuerung und Auswertung erfolgt für dreiphasige Geräte idealerweise in symmetrischen Komponenten. Es kann gezeigt werden, dass es i. d. R. ausreichend ist, für die einzelnen Oberschwingungsfrequenzen nur die jeweilige natürliche symmetrische Oberschwingungskomponente zu berücksichtigen. Am Beispiel von vier verschiedenen PV-Wechselrichtern, für die der Verlauf der Ausgangsimpedanzen sowie der Spektren der inneren Oberschwingungsquellen bestimmt wurde, wird das Verfahren erfolgreich demonstriert. Zudem zeigen Messungen, dass der Arbeitspunkt eines Wechselrichters einen Einfluss auf die Ergebnisse der Impedanz- und Oberschwingungsquellenermittlung haben kann (vgl. Kapitel 4.4).

Ausgehend von diesen Messergebnissen befasst sich die Arbeit im Detail mit der Analyse der Ursachen für die Ausbildung von Oberschwingungsquellen (Kapitel 5). Grundsätzlich lassen sich Oberschwingungsquellen in harmonische Oberschwingungsquellen, taktfrequenzbezogene Oberschwingungsquellen und regelungstechnisch induzierte Oberschwingungsquellen unterteilen. Vor allem harmonische Oberschwingungsquellen, die bis zu einer Frequenz von etwa 2 kHz auftreten, lassen sich mittels differentieller Impedanzspektroskopie gut ermitteln. Die Untersuchungen zeigen, dass unter den verschiedenen Ursachen für die Ausbildung von harmonischen Oberschwingungen der sog. Totzeiteffekt der Wechselrichterbrücke dominiert.

Auf den Verlauf der Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters hat neben den passiven Bauteilen des Ausgangsfilters die Strom- oder Spannungsregelung im Rahmen ihrer Regelbandbreite einen entscheidenden Einfluss. So wird im unteren Frequenzbereich das induktive Verhalten des Ausgangsfilters durch die Regelung kompensiert und in den kapazitiven Bereich verschoben. Ferner werden Lage und Dämpfung der Resonanzstelle des Filters signifikant beeinflusst. Der Verlauf der Ausgangsimpedanz ist dabei von Regelparametern, Taktfrequenz und Regelverzögerungen abhängig. Die Auswirkung von Variationen dieser Größen auf die Ausgangsimpedanz wird durch Simulationen und Validierungsmessungen am Beispiel eines dreiphasigen 3-Punkt-Wechselrichters mit Zustandsregelung im rotierenden Koordinatensystem aufgezeigt (s. Kapitel 6.2). Die Ergebnisse führen zu einem besseren Verständnis des Einflusses der Regelung auf den Impedanzverlauf. Die Wirkung aktiver, regelungstechnischer Maßnahmen zur Anpassung des Impedanzverlaufs können so bewertet und für die Vermeidung von Resonanzbildungen – wie an einem konkreten Beispiel gezeigt – genutzt werden.

Abschließend lässt sich feststellen, dass die Ermittlung des Verlaufs der wirksamen Ausgangsimpedanz eines Wechselrichters nebst interner Oberschwingungsquellen einen zweifachen praktischen Nutzen ermöglicht. Einerseits ergeben sich neue Möglichkeiten für die Bewertung der Störemission von Wechselrichtern. Diesbezüglich verspricht eine Bewertung der maximalen Oberschwingungswirkleistung anstelle des bisher gemessenen Oberschwingungsstroms eine allgemeingültigere Ermittlung des Störpotentials von Wechselrichtern. Andererseits können unter Anwendung des sog. impedanzbasierten Stabilitätskriteriums Resonanzbildungen zwischen Wechselrichtern und Netzen mit bekanntem Verlauf der Netzimpedanz analysiert und ggf. bereits in der Planungsphase vermieden werden (vgl. Kapitel 7).

Die im Rahmen dieser Arbeit gewonnenen Erkenntnisse können dazu beitragen, benötigte neue Bewertungsverfahren für das Oberschwingungsverhalten von Wechselrichter zu etablieren. Damit trägt diese Arbeit dazu bei, eine hohe Versorgungsqualität in zukünftigen Stromnetzen mit einem erwarteten sehr hohen Anteil leistungselektronischer Geräte sicherzustellen.



# Literaturverzeichnis

- [1] B. Burger, „Energy Charts“, *Energy Charts*, Nov. 09, 2020. <https://energy-charts.info> (zugegriffen Nov. 09, 2020).
- [2] B. Burger, „Öffentliche Nettostromerzeugung in Deutschland im Jahr 2019“, Fraunhofer ISE, Freiburg, Jan. 2020. Zugegriffen: Nov. 22, 2020. [Online]. Verfügbar unter: [www.energy-charts.info/downloads/Stromerzeugung\\_2019\\_3.pdf](http://www.energy-charts.info/downloads/Stromerzeugung_2019_3.pdf)
- [3] O. Marggraf u. a., „Abschlussbericht zum Verbundvorhaben U-Control - Technische Wirksamkeit, Robustheit und Wirtschaftlichkeit neuer Verfahren zur Sicherung der statischen Spannungshaltung in Verteilnetzen mit starker dezentraler Einspeisung“, TU Braunschweig, TU München, RWTH Aachen, FGH e.V., Braunschweig, München, Aachen, Abschlussbericht, Sep. 2018.
- [4] H. Köppe, S. Rogalla, B. Engel, und R. Grab, „Loss-Reduced Reactive Power Control Strategies for Transmission System Support with Renewable Energy Sources“, gehalten auf dem 16th Wind Integration Workshop 2017: International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Plants, Berlin, 27.10 2017.
- [5] B. Osterkamp, B. Engel, und J. Seidel, „Photovoltaikanlagen in der Regelleistung – Frequenzstützung mit Sonnenenergie“, *EW – Mag. Für Energiewirtschaft*, Bd. Jg.(2018), Nr. H. 12, S. S. 28-31, 2017.
- [6] S. Rogalla, „Research Project VerbundnetzStabil“, gehalten auf dem IRED Side Event Workshop - Grid control for inverter dominated power systems, Wien, Okt. 17, 2018.
- [7] P. Strauß, „Netzregelung 2.0: Verbundprojekt zur Regelung und Stabilität im stromrichterdominierten Verbundnetz - Pressemitteilung“, *Fraunhofer-Institut für Energiewirtschaft und Energiesystemtechnik*, Apr. 19, 2018.
- [8] S. Rogalla, F. Ackermann, H. Moghadam, und O. Stalter, „Analyse von Resonanzbildungen zwischen Wechselrichtern und Netz“, gehalten auf der 4. OTTI-Konferenz Zukünftige Stromnetze für Erneuerbare Energien, Berlin, Feb. 2017.
- [9] Regelleistung.net - Internetplattform zur Vergabe von Regelleistung, „Informationsblatt: Präqualifizierte Leistung in Deutschland“, 50Hertz, Amprion, TenneT und Transnet BW, Sep. 2020. [Online]. Verfügbar unter: [https://www.regelleistung.net/ext/download/pq\\_capacity](https://www.regelleistung.net/ext/download/pq_capacity)
- [10] D. U. Sauer, B. Tepe, O. Wessels, K.-P. Kairies, D. Haberschusz, und J. Figgenger, „Speichermonitoring: Wissenschaftliches Mess- und Evaluierungsprogramm

- Solarstromspeicher 2.0 - Jahresbericht 2018“, ISEA RWTH Aachen, Aachen, Juli 2018.
- [11] J. Figgenger, K.-P. Kairies, D. Haberschusz, O. Wessels, und D. U. Sauer, „Update zum Heimspeichermarkt - Markt- und Technologieentwicklung von Heimspeichern in Deutschland“, gehalten auf der BVES Pressekonferenz Energy Storage Europe, Düsseldorf, März 12, 2019.
- [12] „Statistische Zahlen der deutschen Solarstrombranche (Photovoltaik) - Faktenblatt“. Bundesverband Solarwirtschaft e.V., März 2020. [Online]. Verfügbar unter: [https://www.solarwirtschaft.de/datawall/uploads/2020/04/bsw\\_faktenblatt\\_photovoltaik.pdf](https://www.solarwirtschaft.de/datawall/uploads/2020/04/bsw_faktenblatt_photovoltaik.pdf)
- [13] *Klimaschutzprogramm 2030 der Bundesregierung zur Umsetzung des Klimaschutzplans 2050*. 2019. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.bundesregierung.de/bregde/themen/klimaschutz/klimaschutzprogramm-2030-1673578>
- [14] P. Sterchele u. a., „Wege zu einem klimaneutralen Energiesystem - Die deutsche Energiewende im Kontext gesellschaftlicher Verhaltensweisen“, Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE, Freiburg, Studie, Feb. 2020.
- [15] „Netzentwicklungsplan Strom 2030, Version 2019 - 2. Entwurf der Übertragungsnetzbetreiber“, 50Hertz Transmission GmbH, Amprion GmbH, TenneT TSO GmbH, TransnetBW GmbH, Apr. 2019.
- [16] *VDE-AR-N 4131 Anwendungsregel:2019-03 Technische Regeln für den Anschluss von HGÜ-Systemen und über HGÜ-Systeme angeschlossene Erzeugungsanlagen (TAR HGÜ)*. 2019.
- [17] TenneT TSO GmbH, *Offshore-Netzanschlussregeln - O-NAR (Entwurf)*. 2017.
- [18] J. Meyer u. a., „Survey on international practice of calculating harmonic current emission limits“, in *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, Okt. 2016, S. 539–544. doi: 10.1109/ICHQP.2016.7783384.
- [19] FGW e.V. Fördergesellschaft Windenergie und andere Erneuerbare Energien, *TR3 - Technische Richtlinien Teil 3 zur Bestimmung der elektrischen Eigenschaften von Erzeugungseinheiten und -anlagen, Speicher sowie für deren Komponenten am Mittel-, Hoch- und Höchstspannungsnetz, Revision 25*. 2018.
- [20] *DIN EN 61000-4-7:2009-12 (VDE 0847-4-7) - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 4-7: Prüf- und Messverfahren - Allgemeiner Leitfaden für Verfahren und Geräte zur Messung von Oberschwingungen und Zwischenharmonischen in Stromversorgungsnetzen und angeschlossenen Geräten*. 2009.
- [21] *VDE-AR-N 4100 Anwendungsregel:2019-04 Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Niederspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Niederspannung)*. 2019.

- [22] VDE-AR-N 4110 Anwendungsregel:2018-11 Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Mittelspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Mittelspannung). 2018.
- [23] VDE-AR-N 4120 Anwendungsregel:2018-11 Technische Regeln für den Anschluss von Kundenanlagen an das Hochspannungsnetz und deren Betrieb (TAR Hochspannung). 2018.
- [24] S. Rogalla, F. Ackermann, G. Dötter, R. Singer, und F. Santjer, „Schwierige Bewertung von Oberschwingungsemissionen - Herausforderungen bei der OS-Vermessung von großen Erzeugern am realen Netz“, gehalten auf der 1. OTTI-Konferenz Zukünftige Stromnetze für Erneuerbare Energien, Berlin, Jan. 2014.
- [25] F. Puente León, U. Kiencke, und H. Jäkel, *Signale und Systeme*, 5. überarb. Aufl. München: Oldenbourg, 2011.
- [26] D. H. Johnson, „Origins of the equivalent circuit concept: the voltage-source equivalent“, *Proc. IEEE*, Bd. 91, Nr. 4, S. 636–640, Apr. 2003, doi: 10.1109/JPROC.2003.811716.
- [27] P. J. M. Heskes, J. M. A. Myrzik, und W. L. Kling, „Harmonic distortion and oscillatory voltages and the role of negative impedance“, in *2010 IEEE Power and Energy Society General Meeting*, Juli 2010, S. 1–7. doi: 10.1109/PES.2010.5588137.
- [28] X. Wang und F. Blaabjerg, „Tutorial: Harmonic Modeling and Stability in Power Electronic Based Power Systems“, gehalten auf der PEDG 2015 - The 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, Aachen, Juni 22, 2015.
- [29] G. N. Love und A. R. Wood, „Harmonic State Space model of power electronics“, in *2008 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power*, Sep. 2008, S. 1–6. doi: 10.1109/ICHQP.2008.4668792.
- [30] H. Langowski, „Netzimpedanzmessung in Nieder- und Mittelspannungsnetzen zur verbesserten Netzintegration Erneuerbarer Energieanlagen“, Dissertation, Helmut-Schmidt-Universität Hamburg, Hamburg, 2015.
- [31] R. D. Middlebrook, „Input filter considerations in design and application of switching regulators“, in *IEEE Conf Rec Annu Meet Ind Appl Soc*, 1976, Bd. 11th, S. 366–382.
- [32] J. Sun, „Impedance-Based Stability Criterion for Grid-Connected Inverters“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 26, Nr. 11, S. 3075–3078, 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2136439.
- [33] H. Lutz und W. Wendt, *Taschenbuch der Regelungstechnik*, 6. Aufl. Frankfurt am Main: Harri Deutsch, 2005.

- [34] M. Cespedes, „Impedance modeling, analysis, and adaptation of grid-connected inverters with PLL“, Ph.D. thesis, Rensselaer Polytechnic Institute, United States -- New York, 2014.
- [35] S. Cobben, W. Kling, und J. Myrzik, „The Making and Purpose of Harmonic Fingerprints“, Wien, 24.05 2007, S. 4. Zugegriffen: Feb. 09, 2019. [Online]. Verfügbar unter: [http://www.cired.net/publications/cired2007/pdfs/CIRED2007\\_0764\\_paper.pdf](http://www.cired.net/publications/cired2007/pdfs/CIRED2007_0764_paper.pdf)
- [36] F. Ackermann *u. a.*, „Characterization of Harmonic Emission of Individual Wind Turbines and PV Inverters Based on Measurements“, in *6th Solar Integration Workshop 2016*, Wien, 2016, S. 7.
- [37] S. Mueller *u. a.*, „Aggregate harmonic fingerprint models of PV inverters. Part 2: Operation of parallel-connected units“, Mai 2018, S. 1–6. doi: 10.1109/ICHQP.2018.8378835.
- [38] K. Malekian Boroujeni, „Modellierung des Oberschwingungsverhaltens von Windparks mit probabilistischen Ansätzen“, Dissertation, TU Chemnitz, 2016.
- [39] S. Rogalla, F. Ackermann, N. Bihler, H. Moghadam, und O. Stalter, „Source-driven and resonance-driven harmonic interaction between PV inverters and the grid“, in *IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference, PVSC 2016*, Portland, OR, 2016, S. 1399–1404.
- [40] A. J. Schwab, *Elektroenergiesysteme: Erzeugung, Transport, Übertragung und Verteilung elektrischer Energie*, 3. Aufl. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2012.
- [41] L. Schindele, „Einsatz eines leistungselektronischen Stellglieds zur Parameteridentifikation und optimalen Betriebsführung von PEM-Brennstoffzellensystemen“, Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), Karlsruhe, 2006.
- [42] Gamry Instruments, „Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy“, *Basics of Electrochemical Impedance Spectroscopy*. <https://www.gamry.com/application-notes/EIS/basics-of-electrochemical-impedance-spectroscopy/> (zugegriffen Apr. 14, 2018).
- [43] S. Schlick, „Aufbau eines Prüfverfahrens für die Impedanzspektroskopie von Wechselrichtern“, KIT, Karlsruhe, Masterarbeit, März 2018.
- [44] M. Mühlberg *u. a.*, „Optimierte Effizienz und Netzverträglichkeit bei der Integration von Erzeugungsanlagen aus Oberschwingungssicht: Abschlussbericht für das Projekt NetzHarmonie (FKZ 0325757A-L)“, FGW, Fraunhofer ISE, Fraunhofer IEE, UL DEWI, FGH e.V., HSU Hamburg, TU Dresden, TU Chemnitz, Windguard Certification, SMA, Abschlussbericht, 2019.
- [45] EGSTON Power Electronics GmbH, „Manual: COMPISO System Unit (CSU) (unveröffentlicht)“. 2018.

- 
- [46] DEWETRON GmbH, „Data Sheet: Dewetron - ORION-1616-50x“. 2015. [Online]. Verfügbar unter: [www.dewetron.com](http://www.dewetron.com)
- [47] DEWETRON GmbH, „DEWE-Modules - Technical reference manual“. 2009.
- [48] LEM Holding SA, „Datenblatt: Current Transducers IT 205-s ULTRASTAB“. 2009. [Online]. Verfügbar unter: [www.lem.com](http://www.lem.com)
- [49] E. Möllerstedt, „Dynamic Analysis of Harmonics in Electrical Systems“, Ph.D. thesis, Lund University, Lund, 2000.
- [50] „The ‚Sound‘ of Capacitors“, Apr. 07, 2018. <http://diyaudioprojects.com/mirror/members.aol.com/sbench102/caps.html> (zugegriffen Apr. 07, 2018).
- [51] A. Stadler, „Power Inductors“, gehalten auf dem 14th Seminar Power Electronics for Photovoltaics and Battery Systems ICM Munich, München, Mai 13, 2019.
- [52] M. Bienholz und G. Griepentrog, „Prediction of harmonic current frequencies and amplitudes generated in power inductors due to saturation in ferrite and iron powder cores“, in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, Dez. 2016, S. 1–4. doi: 10.1109/SPEC.2016.7846067.
- [53] EPCOS AG, „Datenblatt - Ferrite-Material - TDK Epcos N48“. 2017. [Online]. Verfügbar unter: <https://www.tdk-electronics.tdk.com/de/193508/produkte/produktkatalog/ferrites/epcos-ferrite-und-zubehoer/materials>
- [54] R. A. Mastromauro, M. Liserre, und A. Dell’Aquila, „Study of the Effects of Inductor Nonlinear Behavior on the Performance of Current Controllers for Single-Phase PV Grid Converters“, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Bd. 55, Nr. 5, S. 2043–2052, Mai 2008, doi: 10.1109/TIE.2008.917117.
- [55] J. Böcker, „Leistungselektronik“, Universität Paderborn, Paderborn, Skript zur Vorlesung, Aug. 2017. Zugegriffen: Jan. 16, 2018. [Online]. Verfügbar unter: [https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/LE/Dokument\\_e/Skript\\_DE.pdf](https://ei.uni-paderborn.de/fileadmin/elektrotechnik/fg/lea/Lehre/LE/Dokument_e/Skript_DE.pdf)
- [56] K. Wiedmann, „Positionsgeberloser Betrieb von permanentmagneterregten Synchronmaschinen“, Dissertation, Universität Hannover, Hannover, 2012.
- [57] Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura, und K. Matsui, „PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current clamps during switching dead-time“, in *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Okt. 1992, S. 317–322 Bd.1. doi: 10.1109/IAS.1992.244278.
- [58] T. J. Summers und R. E. Betz, „Dead-time issues in predictive current control“, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Bd. 40, Nr. 3, S. 835–844, Mai 2004, doi: 10.1109/TIA.2004.827772.
- [59] J. Specovius, *Grundkurs Leistungselektronik: Bauelemente, Schaltungen und Systeme*. Springer-Verlag, 2012.

- [60] D. G. Holmes und T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*, 1. Auflage. John Wiley & Sons, 2003.
- [61] R. Teodorescu, M. Liserre, und P. Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, 1 edition. Piscataway, N.J. : Chichester, West Sussex ; Hoboken, N.J: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [62] D. Schulz, *Netzrückwirkungen - Theorie, Simulation, Messung und Bewertung*. Berlin: VDE VERLAG, 2004.
- [63] A. Baggini, *Handbook of Power Quality*. John Wiley & Sons, 2008.
- [64] A. R. Munoz und T. A. Lipo, „On-line dead-time compensation technique for open-loop PWM-VSI drives“, *IEEE Trans. Power Electron.*, Bd. 14, Nr. 4, S. 683–689, Juli 1999, doi: 10.1109/63.774205.
- [65] B. Burger, „Transformatorloses Schaltungskonzept für ein dreiphasiges Inselnetz mit Photovoltaikgenerator und Batteriespeicher“, Dissertation, Universität Karlsruhe (TH), Karlsruhe, 1997.
- [66] H. Schmidt, B. Burger, U. Bussemas, und S. Elies, „Wie schnell muss ein MPP-Tracker wirklich sein?“, gehalten auf dem 24. Symposium Photovoltaische Solarenergie, Bad Staffelstein, März 2009.
- [67] *VDE-AR-N 4105 Anwendungsregel:2018-11 Erzeugungsanlagen am Niederspannungsnetz*. 2018.
- [68] M. Dietmannsberger und D. Schulz, „Wirksame Verfahren zur Inselnetzerkennung in 0,4-kV-Netzen“, Helmut-Schmidt-Universität, Hamburg, Studie, Dez. 2015.
- [69] *DIN EN 61000-6-3:2011-09 - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 6-3: Fachgrundnormen - Störaussendung für Wohnbereich, Geschäfts- und Gewerbebereiche sowie Kleinbetriebe*. 2011.
- [70] *DIN EN 61000-6-4:2011-09 - Elektromagnetische Verträglichkeit (EMV) - Teil 6-4: Fachgrundnormen - Störaussendung für Industriebereiche*. 2011.
- [71] H. Schmidt, „Electromagnetic Compatibily“, gehalten auf dem 12th Seminar Power Electronics for Photovoltaics and Battery Systems ICM Munich, München, Mai 29, 2017.
- [72] S. Rogalla, „Central Inverters and PV Power Plant Concepts“, gehalten auf dem 12th Seminar Power Electronics for Photovoltaics and Battery Systems ICM Munich, München, Mai 30, 2017.
- [73] SMA Solar Technology AG, „Technische Information - Kapazitive Ableitströme“. Aug. 13, 2014. Zugegriffen: Mai 10, 2019. [Online]. Verfügbar unter: <https://files.sma.de/downloads/Ableitstrom-TI-de-26.pdf>

- [74] R. H. Park, „Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I“, *Trans. Am. Inst. Electr. Eng.*, Bd. 48, Nr. 3, S. 716–727, Juli 1929, doi: 10.1109/T-AIEE.1929.5055275.
- [75] M. Eberlin, C. Siedle, und S. Reichert, „Innovative state-space controller for an optimized low-voltage-ride-through behaviour“, in *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications*, Aug. 2014, S. 1–8. doi: 10.1109/EPE.2014.6910848.
- [76] O. Föllinger, *Regelungstechnik: Einführung in die Methoden und ihre Anwendung*, 10. Auflage. Heidelberg: Hüthig, 2008.
- [77] IEC/TR 61000-3-6:2008 - *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-6: Limits - Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems*. 2008.
- [78] DIN EN 55016-1-2:2015-02, *Anforderungen an Geräte und Einrichtungen sowie Festlegung der Verfahren zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Teil 1-2: Geräte und Einrichtungen zur Messung der hochfrequenten Störaussendung (Funkstörungen) und Störfestigkeit - Koppeleinrichtungen zur Messung der leitungsgeführten Störaussendung (CISPR\_16-1-2:2014)*. doi: 10.31030/2279124.
- [79] DIN EN 61400-21:2009-06 *Windenergieanlagen - Teil 21: Messung und Bewertung der Netzverträglichkeit von netzgekoppelten Windenergieanlagen (VDE 0127-21)*. 2009.
- [80] DIN EN 50160:2011-02, *Merkmale der Spannung in öffentlichen Elektrizitätsversorgungsnetzen*. 2011. doi: 10.31030/1737409.
- [81] HAAG Elektronische Messgeräte GmbH, „Datenblatt: Netzimpedanz-Messgerät EWS 120“. 2005.
- [82] morEnergy GmbH, „Online Network Impedance Spectrometer ONIS 690V (Produktwebseite)“. [www.moreenergy.net/](http://www.moreenergy.net/) (zugegriffen Aug. 13, 2019).
- [83] H. Langkowski, M. Jordan, T. T. Do, und D. Schulz, „Spectral grid impedance identification on different voltage levels – Challenges and realization“, in *2017 IEEE Power Energy Society General Meeting*, Juli 2017, S. 1–5. doi: 10.1109/PESGM.2017.8274683.
- [84] morEnergy GmbH, „Online Network Impedance Spectrometer ONIS 36kV (Produktwebseite)“. <https://www.moreenergy.net/produkte/mittelspannungsebene-onis-36kv> (zugegriffen Aug. 13, 2019).
- [85] H. Fasshauer und M. Viotto, „Method and apparatus for measuring the impedance of an electrical energy supply system“, US-Patent 6933714 (B2), Aug. 23, 2005
- [86] A. Knop und F. W. Fuchs, „High frequency grid impedance analysis with three-phase converter and FPGA based tolerance band controller“, in *2009 Compatibility and Power Electronics*, Mai 2009, S. 286–291. doi: 10.1109/CPE.2009.5156048.

- [87] Wikipedia, „Zweitor“, Feb. 06, 2019. <https://de.wikipedia.org/w/index.php?title=Zweitor&oldid=185452142> (zugegriffen Juni 08, 2019).

# Anhang A.

## Beschreibung eines Wechselrichters als Norton-Äquivalent

Analog zur Beschreibung des Wechselrichters als Thévenin-Äquivalent (vgl. Kapitel 2.5.3), ist auch eine Beschreibung als frequenzabhängiges Norton-Äquivalent, also der Repräsentation des Wechselrichters durch eine Parallelschaltung einer Stromquelle  $\underline{I}_{WR}(f)$  und einer Admittanz  $\underline{Y}_{WR}(f)$ , möglich. Abbildung 106 zeigt das zugehörige einphasige Ersatzschaltbild.

Sofern die Thévenin-Impedanz nicht null bzw. die Norton-Admittanz nicht unendlich ist, lassen Thévenin- und Norton-Äquivalente wie folgt ineinander umrechnen.

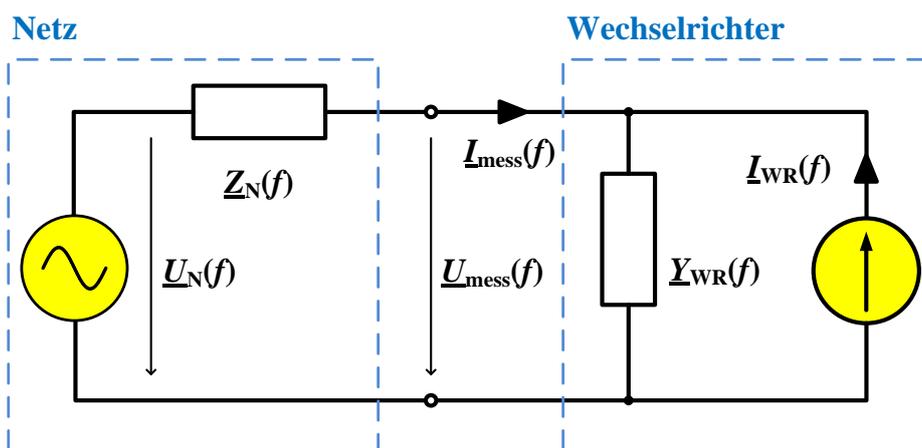
$$\underline{I}_{WR}(f) = \underline{Y}_{WR}(f) \cdot \underline{U}_{WR}(f) \quad (\text{A.1})$$

$$\underline{Y}_{WR}(f) = \frac{1}{\underline{Z}_{WR}(f)} \quad (\text{A.2})$$

Für die entsprechenden formelmäßigen Zusammenhänge von messbaren Klemmengrößen  $\underline{I}_{\text{mess}}(f)$  und  $\underline{U}_{\text{mess}}(f)$  gilt dann folgender Zusammenhang.

$$\underline{I}_{\text{mess}}(f) = \frac{\underline{Y}_{WR}(f) \cdot \underline{U}_N(f) - \underline{I}_{WR}(f)}{1 + \underline{Z}_N(f) \cdot \underline{Y}_{WR}(f)} \quad (\text{A.3})$$

$$\underline{U}_{\text{mess}}(f) = \frac{\underline{U}_N(f) + \underline{Z}_N(f) \cdot \underline{I}_{WR}(f)}{1 + \underline{Z}_N(f) \cdot \underline{Y}_{WR}(f)} \quad (\text{A.4})$$



**Abbildung 106:** Einphasiges Ersatzschaltbild der Darstellung eines Wechselrichters als frequenzabhängiges Norton-Äquivalent



## Anhang B. Impedanzen in symmetrischen Komponenten

In Dreiphasensystem lassen sich die Mit-, Gegen- und Nullsystemimpedanzen  $\underline{Z}_1(f)$ ,  $\underline{Z}_2(f)$ ,  $\underline{Z}_0(f)$  aus dem Verhältnis von Spannungen und Strömen im Mit-, Gegen- und Nullsystem  $\underline{U}_1(f)$ ,  $\underline{U}_2(f)$ ,  $\underline{U}_0(f)$  bzw.  $\underline{I}_1(f)$ ,  $\underline{I}_2(f)$ ,  $\underline{I}_0(f)$  wie folgt berechnen.

$$\underline{Z}_1(f) = \frac{\underline{U}_1(f)}{\underline{I}_1(f)}, \quad \underline{Z}_2(f) = \frac{\underline{U}_2(f)}{\underline{I}_2(f)}, \quad \underline{Z}_0(f) = \frac{\underline{U}_0(f)}{\underline{I}_0(f)} \quad (\text{B.5})$$

Für die Systemgleichung in symmetrischen Komponenten (s. Formel (B.6)) ergibt sich daraus die Impedanzmatrix  $\underline{Z}_{012}(f)$ , die Mit-, Gegen- und Nullsystemimpedanzen als Diagonalelemente enthält (s. Formel (B.7)).

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_0(f) \\ \underline{U}_1(f) \\ \underline{U}_2(f) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{Z}_0(f) & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_1(f) & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_2(f) \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{I}_0(f) \\ \underline{I}_1(f) \\ \underline{I}_2(f) \end{pmatrix} \quad (\text{B.6})$$

$$\underline{U}_{012}(f) = \underline{Z}_{012}(f) \cdot \underline{I}_{012}(f) \quad (\text{B.7})$$

Für die Umrechnung in Phasengrößen (Index RST) werden die Spannungs- und Stromvektoren in Formel (B.7) durch die Multiplikation mit der invertierten Fortescue-Matrix  $F$  ersetzt.

$$F = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{pmatrix}, \quad F^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{pmatrix} \quad (\text{B.8})$$

Dabei ist  $\underline{a}$  der Drehoperator der Form  $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ .

Für die Umrechnung von Phasengrößen in symmetrische Komponenten ergibt sich daraus:

$$\underline{U}_{012}(f) = F^{-1} \cdot \underline{U}_{RST}(f), \quad \underline{I}_{012}(f) = F^{-1} \cdot \underline{I}_{RST}(f) \quad (\text{B.9})$$

Man erhält daraus folgenden Zusammenhang zwischen Spannungen und Strömen.

$$F^{-1} \cdot \underline{U}_{RST}(f) = \underline{Z}_{012}(f) \cdot F^{-1} \cdot \underline{I}_{RST}(f) \quad (\text{B.10})$$

$$\underline{U}_{RST}(f) = F \cdot \underline{Z}_{012}(f) \cdot F^{-1} \cdot \underline{I}_{RST}(f) \quad (\text{B.11})$$

Daraus lässt sich die Beziehung zwischen der Impedanzmatrix in Phasengrößen  $\underline{Z}_{RST}(f)$  und der Impedanzmatrix in symmetrischen Komponenten  $\underline{Z}_{012}(f)$  wie folgt ableiten.

$$\underline{Z}_{RST}(f) = F \cdot \underline{Z}_{012}(f) \cdot F^{-1} \quad (\text{B.12})$$

$$\underline{Z}_{RST}(f) = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \underline{Z}_0(f) & 0 & 0 \\ 0 & \underline{Z}_1(f) & 0 \\ 0 & 0 & \underline{Z}_2(f) \end{pmatrix} \cdot \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \underline{a} & \underline{a}^2 \\ 1 & \underline{a}^2 & \underline{a} \end{pmatrix}$$

Durch Ausmultiplizieren erhält man für den Zusammenhang zwischen den Impedanzmatrizen in Phasengrößen und in symmetrischen Komponenten:

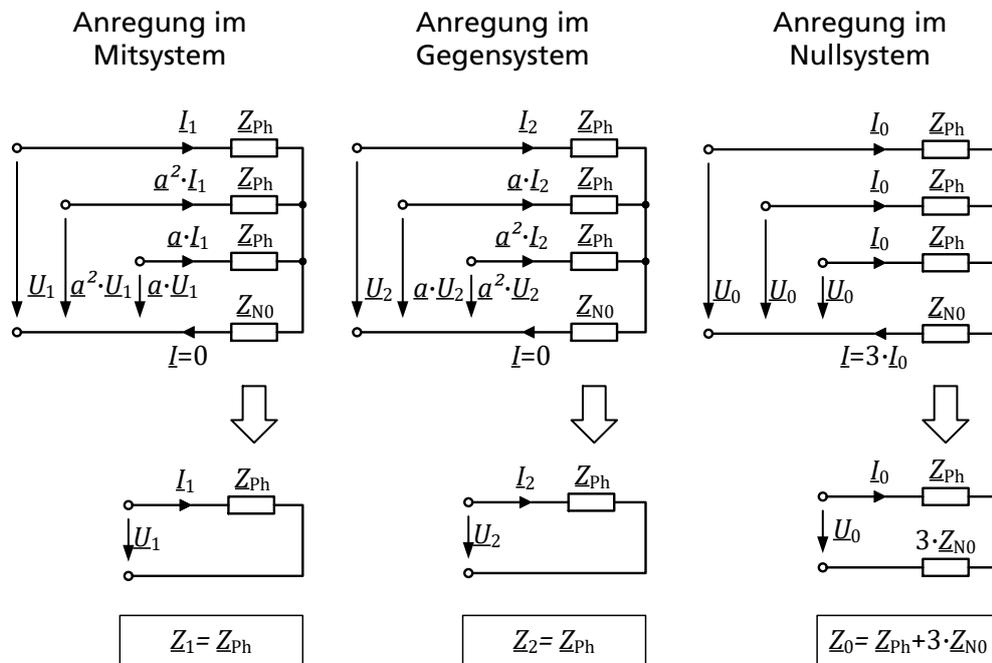
$$\underline{Z}_{RST}(f) = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} \underline{Z}_0(f) + \underline{Z}_1(f) + \underline{Z}_2(f) & \underline{Z}_0(f) + \underline{a} \cdot \underline{Z}_1(f) + \underline{a}^2 \cdot \underline{Z}_2(f) & \underline{Z}_0(f) + \underline{a}^2 \cdot \underline{Z}_1(f) + \underline{a} \cdot \underline{Z}_2(f) \\ \underline{Z}_0(f) + \underline{a}^2 \cdot \underline{Z}_1(f) + \underline{a} \cdot \underline{Z}_2(f) & \underline{Z}_0(f) + \underline{Z}_1(f) + \underline{Z}_2(f) & \underline{Z}_0(f) + \underline{a} \cdot \underline{Z}_1(f) + \underline{a}^2 \cdot \underline{Z}_2(f) \\ \underline{Z}_0(f) + \underline{a} \cdot \underline{Z}_1(f) + \underline{a}^2 \cdot \underline{Z}_2(f) & \underline{Z}_0(f) + \underline{a}^2 \cdot \underline{Z}_1(f) + \underline{a} \cdot \underline{Z}_2(f) & \underline{Z}_0(f) + \underline{Z}_1(f) + \underline{Z}_2(f) \end{pmatrix} \quad (\text{B.13})$$

Für den typischen Fall, dass Mit- und Gegensystemimpedanz identisch sind ( $\underline{Z}_1(f) = \underline{Z}_2(f) = \underline{Z}_{12}(f)$ ), ergibt sich folgender vereinfachter Zusammenhang:

$$\underline{Z}_{RST}(f) = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} \underline{Z}_0(f) + 2 \cdot \underline{Z}_{12}(f) & \underline{Z}_0(f) - \underline{Z}_{12}(f) & \underline{Z}_0(f) - \underline{Z}_{12}(f) \\ \underline{Z}_0(f) - \underline{Z}_{12}(f) & \underline{Z}_0(f) + 2 \cdot \underline{Z}_{12}(f) & \underline{Z}_0(f) - \underline{Z}_{12}(f) \\ \underline{Z}_0(f) - \underline{Z}_{12}(f) & \underline{Z}_0(f) - \underline{Z}_{12}(f) & \underline{Z}_0(f) + 2 \cdot \underline{Z}_{12}(f) \end{pmatrix} \quad (\text{B.14})$$

Ferner lassen sich für ein typisches dreiphasiges Impedanznetzwerk mit identischen Längsimpedanzen  $Z_{Ph}$  und der Neutralleiterimpedanz  $Z_N$  aus den Darstellungen in Abbildung 107 für die Null-, Mit- und Gegensystemimpedanz folgende Zusammenhänge ermitteln.

$$\underline{Z}_0(f) = \underline{Z}_{Ph}(f) + 3 \cdot \underline{Z}_{N0}(f), \quad \underline{Z}_{12}(f) = \underline{Z}_{Ph}(f) \quad (\text{B.15})$$



**Abbildung 107:** Anregung eines symmetrischen dreiphasigen Impedanznetzwerkes im Mit-, Gegen- und Nullsystem und resultierende äquivalente Mit-, Gegen- und Nullimpedanzen

# Anhang C.

## Datenblattangaben zum eingesetzten Netzsimulator

<b>COMPISO System Unit 200kVA TR Specification</b>			
<b>Electrical (AC Supply Grid)</b>			
Input voltage	$V_{AC}$	400 to 480 $V_{RMS}$	50 to 60 Hz
Max. input current	$I_{max}$	276 to 332 $A_{RMS}$	
Power	S	230 kVA	
<b>Digital Amplifier</b>			
Number of digital amplifiers		6 COMPISO Digital Amplifiers	
Switching frequency		125 kHz	
Current overload capability		10% (1 min.)	
Load regulation		< $\pm 1\%$ of $V_{IN}$ (steady state)	
Full span output voltage		DC to 5 kHz sine wave	
Modulation bandwidth		up to 15 kHz	
Output ripple voltage		$V_{PEAK} < 0,25\% V_{IN}$	
<b>Electrical (Single Phase AC Output Mode with 6 CDAs)</b>			
Output voltage range	$V_{LN}$	0 to 500 $V_{RMS}$	
Output current range	$I_L$	0 to 378 $A_{RMS}$	
Maximum power	S	70 to 189 kVA	
<b>Electrical (3 Phase AC Output Mode without Output Transformer)</b>			
Output voltage range	$V_{LL}$	0 to 480 $V_{RMS}$	
Output current range	$I_L$	0 to 252 $A_{RMS}$	
Maximum power	S	210 kVA	
<b>Electrical (3 Phase AC Output Mode with Output Transformer)</b>			
Nominal output voltage	$V_{LL1}$	480 $V_{RMS}$	
Nominal output voltage	$V_{LL2}$	828 $V_{RMS}$	
Nominal output voltage	$V_{LL3}$	1.100 $V_{RMS}$	
Output current range	$I_L$	0 to 252 $A_{RMS}$ @ 480 $V_{RMS}$	
Output current range	$I_L$	0 to 146 $A_{RMS}$ @ 828 $V_{RMS}$	
Output current range	$I_L$	0 to 110 $A_{RMS}$ @ 1.100 $V_{RMS}$	
Maximum power	S	210 kVA	
<b>Electrical (3 Phase with N AC Output Mode)</b>			
Output voltage range	$V_{LL}$	0 to 480 $V_{RMS}$	
Output current range	$I_L$	0 to 126 $A_{RMS}$	
	$I_N$	0 to 378 $A_{RMS}$	
Maximum Power	S	105 kVA	
<b>Electrical (DC Output Mode)</b>			
Output voltage range	$V_{DC}$	0 to 760 $V_{DC}$	
Output current range	$I_{DC}$	0 to $\pm 900 A_{DC}$	
Power range	P	0 to 200 kW	
<b>Mechanical (Cabinet Dimensions)</b>			
Length		3.600 mm	
Width		800 mm	
Height		2.000 mm	
Weight (fully equipped)		2.200 kg	
<b>Cooling</b>			
Water cooling		9 kW	
Air cooling		15,5 kW	
Maximum cabinet temperature		40°C	
Maximum ambient temperature		30°C (> 30°C on request)	
<b>HIL</b>			
Supported platforms		<ul style="list-style-type: none"> <li>• OPAL-RT</li> <li>• National Instruments</li> <li>• Analogue input signals</li> </ul>	

**Abbildung 108:** Technische Daten einer 200-kVA-Einheit (COMPISO System Unit) des 1-MVA-Netzsimulators. Quelle: EGSTON Power Electronics GmbH [45]



# Anhang D.

## Berechnungsskript für die Rückführkoeffizienten des Zustandsreglers

```

% -----
% Berechnungsskript zur Bestimmung der Rückführkoeffizienten
% mittels Polvorgabe
% -----

% Wechselrichtereigenschaften
% -----

f_Takt = 16000;           % [Hz] Taktfrequenz
T      = 1/f_Takt;       % [s] Taktperiode

Lh     = 200e-6;         % [H] Induktivität der Hauptdrossel

% Vorgabe der Reglerzeitkonstanten
% -----

TW1    = 0.0001;         % [s] Reglerzeitkonstante 1
TW2    = 0.001;         % [s] Reglerzeitkonstante 2

% Polvorgabe
% -----

zR1    = exp(-T/TW1);    % vorgegebener erster Pol (reell)
zR2    = exp(-T/TW2);    % vorgegebener zweiter Pol (reell)
zR3    = 0;              % verbleibender Pol im Ursprung
zR     = [zR1 zR2 zR3];  % Vektor der vorgegebenen Pole

% Systemzustände
% -----

% iLh           % [A] Hauptdrosselstrom
% uBr           % [V] Brückenspannung
% qI            % [Q] Integratorausgang
% x = [ iLh  uBr  qI ].'; % Zustandsvektor

% Systembeschreibung
% -----

Phi = [ 0 T/Lh  0 ; ... % Transitionsmatrix
        0  0  0 ; ...
        -T  0  1 ];

h    = [0; 1; 0];       % Steuerungseingangsvektor

% Berechnung der Rückführkoeffizienten mittels Ackermann-Formel
% -----

K    = acker(Phi,h,zR);

KP1 = r1(1);           % [Ohm] Rückführkoeff. Hauptdrosselstrom
KP2 = r1(2);           % [1] Rückführkoeff. Brückenspannung
KI  = -r1(3);          % [Ohm/s] Integratorkonstante
M   = KP1;             % [Ohm] Vorfilterwert

```



# Anhang E. Detailliertes Simulationsmodell des untersuchten Wechselrichters

Ein detailliertes Simulink/PLECS-Modell des untersuchten Wechselrichters wurde zur Ermittlung der Einflüsse der taktfrequenten Brückeneigenschaften sowie des EMV-Filters auf den Verlauf der Ausgangsimpedanz erstellt. Abbildung 109 und Abbildung 110 zeigen das Simulink-Modell sowie das PLECS-Modell der Hardware.

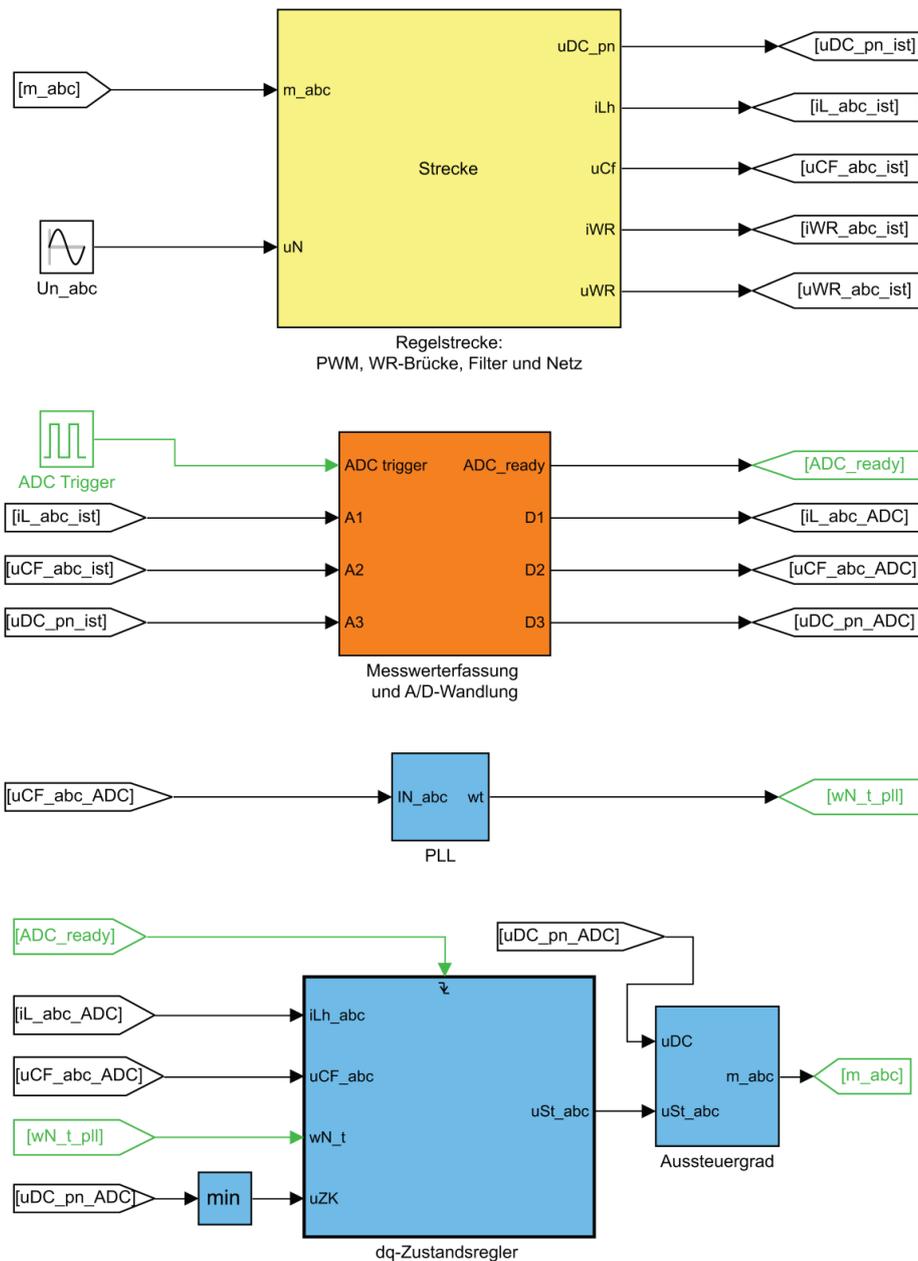


Abbildung 109: Übersicht des Simulink-Modells für die taktfrequente Simulation des Wechselrichters

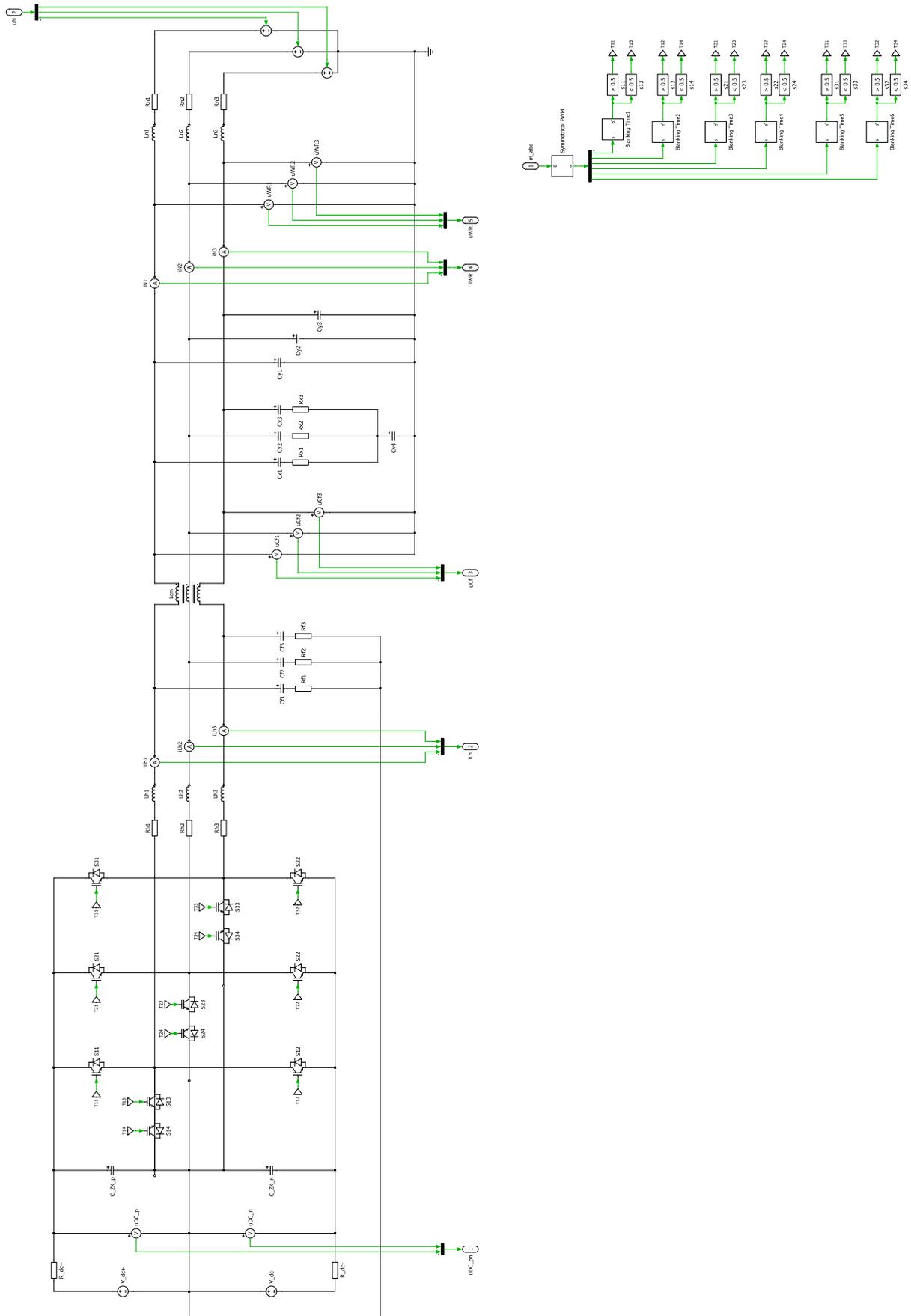


Abbildung 110: PLECS-Modell der WR-Hardware zur taktfrequenten Simulation mit detailliertem EMV-Filter

# Anhang F. Bestimmung der Gesamtimpedanz eines PV- oder Windparks in Sterntopologie

Ergänzend zu Kapitel 7.3.7 wird im Folgenden die Ermittlung der Gesamtimpedanz eines Parks in Sterntopologie veranschaulicht (vgl. Abbildung 111).

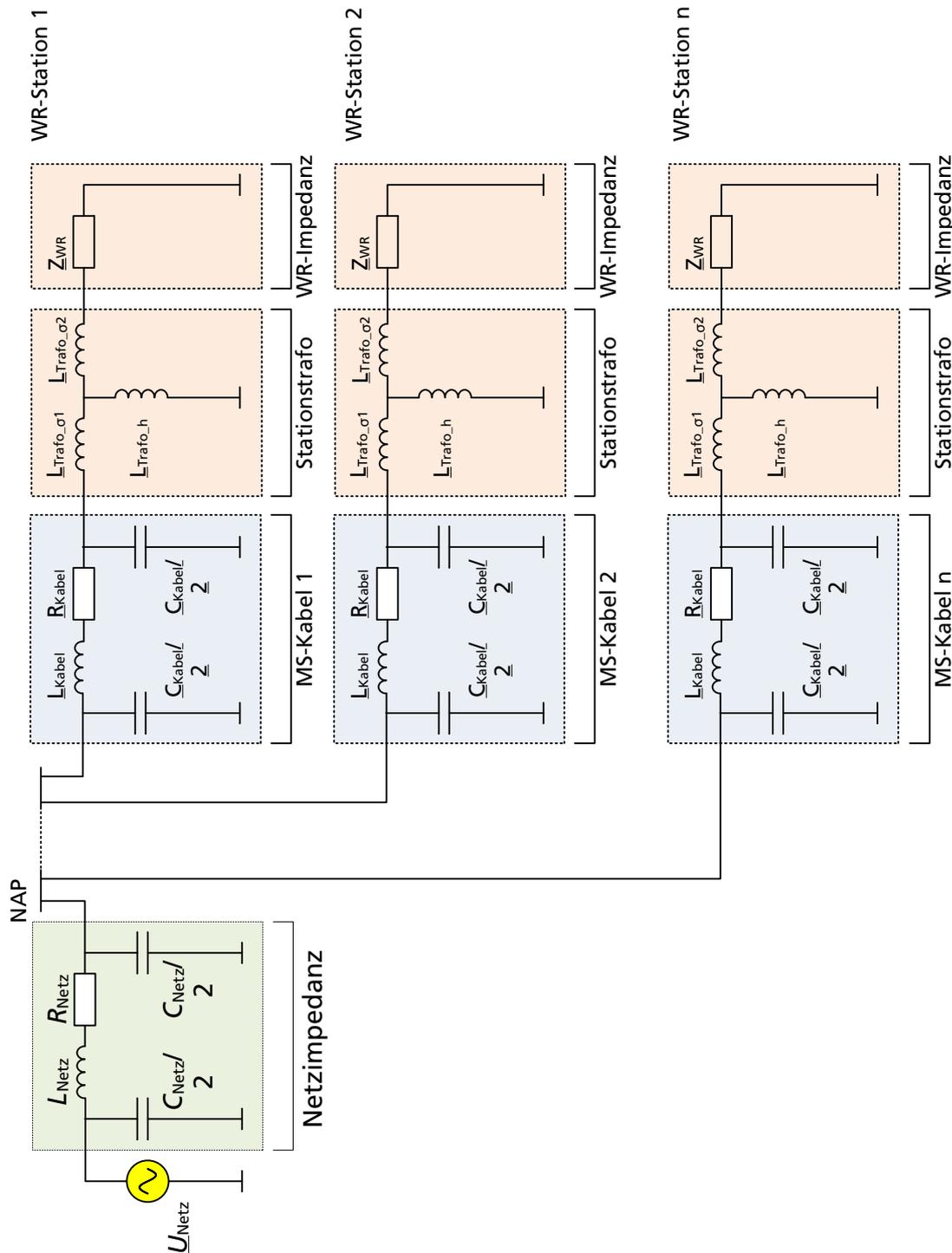
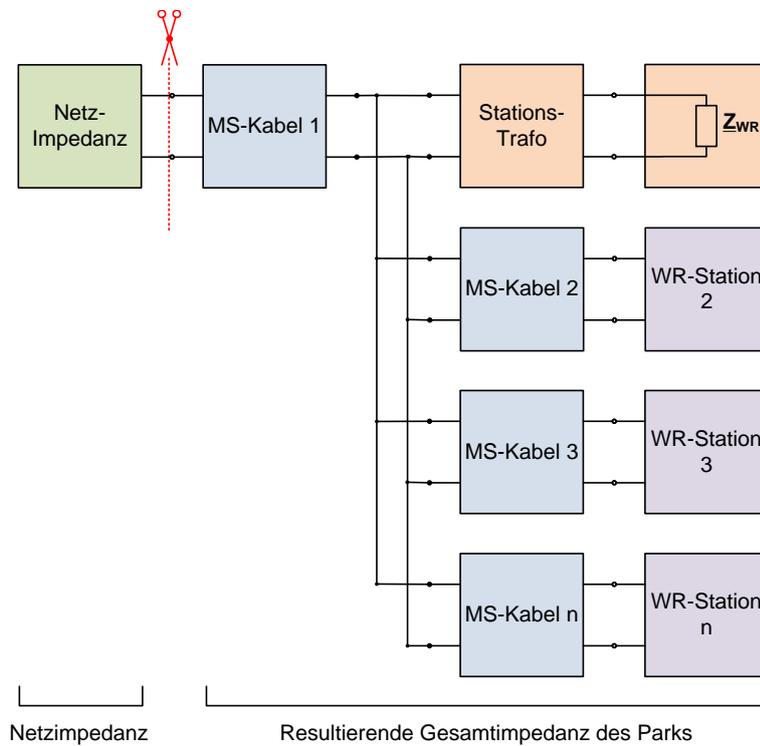
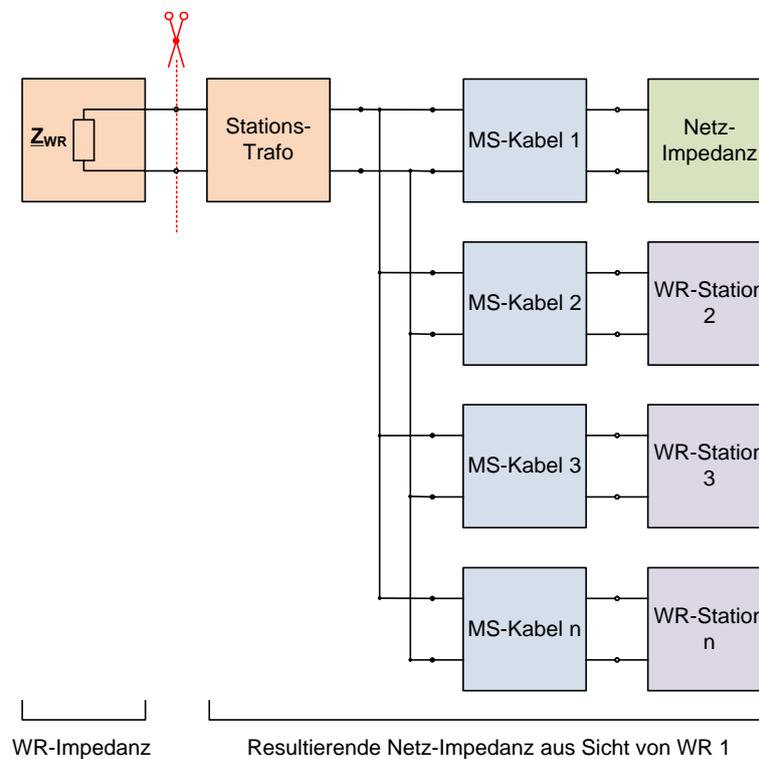


Abbildung 111: Einphasiges Ersatzschaltbild eines Wind- bzw. PV-Parks in Sterntopologie

Abbildung 112 und Abbildung 113 zeigen die Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums am Netzanschlusspunkt (NAP) bzw. an den Klemmen von Wechselrichter 1.



**Abbildung 112:** Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Sterntopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums am NAP



**Abbildung 113:** Zusammenfassung der repräsentativen Zweitore eines Parks in Sterntopologie zur Anwendung des impedanzbasierten Stabilitätskriteriums an den Klemmen von Wechselrichter

# Eigene Veröffentlichungen

Im Rahmen meiner bisherigen wissenschaftlichen Tätigkeit am Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE entstanden insgesamt 28 wissenschaftliche Veröffentlichungen. Die erzielten Forschungsergebnisse wurden auf internationalen sowie nationalen Tagungen und Konferenzen vorgestellt.

M. Kersic, R. Denninger, A. Dyśko, A. Egea Alvarez, P. Ernst, Q. Hong, K. Jalili, H. Lens, E. Lewis, T. Müller, S. Reichert, S. Rogalla, A. J. Roscoe, T. Schaupp, C. Schöll, und R. Singer, „Testing Characteristics of Grid Forming Converters Part I: Specification and Definition of Behaviour“, in *19th Wind Integration Workshop 2020*, virtuell, 2020.

R. Denninger, S. Reichert, S. Rogalla und K. Jalili, „Testing Characteristics of Grid Forming Converters Part II: Voltage Source Properties and Contribution to Power Quality“, in *19th Wind Integration Workshop 2020*, virtuell, 2020.

R. Singer, R. Denninger, P. Ernst, K. Jalili und S. Rogalla, „Testing Characteristics of Grid Forming Converters Part IV: Overload Behavior and Response to Grid Faults“, in *19th Wind Integration Workshop 2020*, virtuell, 2020.

R. Grab, S. Eichner, S. Rogalla, H. Köppe und B. Engel, „Dynamic Capabilities of Distributed Reactive Power Sources“, in *19th Wind Integration Workshop 2020*, virtuell, 2020.

S. Kaiser, S. Rogalla und S. Eyhorn, „Comparison of Different OVRT Test Benches in the Context of Realistic Overvoltage Events“, in *19th Wind Integration Workshop 2020*, virtuell, 2020.

S. Rogalla, S. Kaiser, B. Burger und B. Engel, „Measured Impedance Characteristics of Solar Inverters up to 1MW“, in *10th Solar & Storage Integration Workshop*, virtuell, 2020.

S. Rogalla, S. Kaiser, B. Burger und B. Engel, „Determination of the Frequency Dependent Thévenin Equivalent of Inverters Using Differential Impedance Spectroscopy“, in *IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, virtuell, 2020.

K. Malekian, F. Safargholi, W. Schufft, T. Dreyer, J. Cassoli, S. Adloff, F. Ackermann, H. Moghadam, S. Rogalla, G. Kaatz, M.F. Meyer, S. Mueller, I. Athamna, S. Daniel, R. Klosse, F. Santjer und B. Weise, „Harmonic model validation of power generation units“, in *IET Renewable Power Generation* 14, 2456–2467, 2020.

R. Grab, S. Rogalla, und S. Wigger, „Optimal Ratio of PV and Wind Power at a Single Grid Connection Point“, in *NEIS 2019 - Conference on Sustainable Energy Supply and Energy Storage Systems*, Hamburg, 2019.

S. Rogalla, S. Schlick, und F. Ackermann, „Impedanzspektroskopie von Wechselrichtern - Ein neues Verfahren zur Bestimmung von Oberschwingungen“, in *34. Symposium Photovoltaische Solarenergie*, Bad Staffelstein, 2019.

R. Singer, S. Rogalla, und A. Salman, „Erkenntnisse aus dem Test spannungseinprägender Wechselrichter im Megawattmaßstab“, in *34. Symposium Photovoltaische Solarenergie*, Bad Staffelstein, 2019.

R. Grab und S. Rogalla, „Symbiotic operation of wind and PV farms connected to the high voltage grid“, in *2017 IEEE 8th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2017, S. 1–6.

S. Rogalla, F. Ackermann, H. Moghadam, und O. Stalter, „Analyse von Resonanzbildungen zwischen Wechselrichtern und Netz“, in *4. OTTI-Konferenz Zukünftige Stromnetze für Erneuerbare Energien*, Berlin, 2017.

H. Köppe, S. Rogalla, B. Engel, und R. Grab, „Loss-Reduced Reactive Power Control Strategies for Transmission System Support with Renewable Energy Sources“, in *16th Wind Integration Workshop 2017: International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Plants*, Berlin, 2017.

H. Moghadam, F. Ackermann, und S. Rogalla, „Improving the Summation Law for Harmonic Current Emissions of Parallel Operated PV Inverters by Considering an Equivalent Grid Impedance“, in *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'17)*, Malaga, 2017.

F. Ackermann, H. Moghadam, S. Rogalla, und et al, „Large scale investigation of harmonic summation in wind- and PV-power plants“, in *16th Wind Integration Workshop 2017*, 2017, S. 6.

F. Ackermann, N. Bihler, und S. Rogalla, „Stability prediction and stability enhancement for large-scale PV Power plants“, in *2016 IEEE 7th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2016, S. 1–7.

S. Rogalla, F. Ackermann, N. Bihler, H. Moghadam, und O. Stalter, „Source-driven and resonance-driven harmonic interaction between PV inverters and the grid“, in *IEEE 43rd Photovoltaic Specialists Conference, PVSC 2016*, Portland, OR, 2016, S. 1399–1404.

S. Rogalla, F. Ackermann, N. Bihler, G. Dötter, R. Singer, und E. Wolf, „Towards a Better Understanding of Harmonics and Power Electronics – New Measurement Results and Analysis Methods for Modern Large-Scale Inverters“, gehalten auf der 14th

International Conference on Renewable Energies and Power Quality, 2015, La Coruna, Spain, 2015.

S. Schönberger, S. Rogalla, T. Görden, S. Liese, und R. Venkatapath, „Power Electronics for Utility Scale PV Power Plants with Voltages Up to +/- 1500 VDC“, in *29th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition*, Amsterdam, 2014, S. 3080–3083.

G. Dötter, S. Rogalla, F. Ackermann, N. Bihler, R. Grab, und R. Singer, „Stable operation of PV plants to achieve fault ride through capability - Evaluation in field and laboratory tests“, in *2014 IEEE 5th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, 2014, S. 1–8.

S. Rogalla, F. Ackermann, G. Dötter, R. Singer, und F. Santjer, „Schwierige Bewertung von Oberschwingungsemissionen - Herausforderungen bei der OS-Vermessung von großen Erzeugern am realen Netz“, in *1. OTTI-Konferenz Zukünftige Stromnetze für Erneuerbare Energien*, Berlin, 2014.

S. Rogalla, S. Blume, B. Burger, S. Reichert, und C. Siedle, „Verbesserter Ansatz zur Bestimmung der Oberschwingungsemissionen von Zentralwechselrichtern“, in *27. Symposium Photovoltaische Solarenergie*, Bad Staffelstein, 2012, S. 389–394.

S. Rogalla, „Grid Stability and Grid Control with PV Inverters: Grid Codes, Requirements and the Capability of Power Electronics“, gehalten auf der *2nd European American Solar Deployment Conference: PV Rollout*, Boston, 2012.

S. Rogalla, B. Burger, H. Schmidt, und B. Goeldi, „Light and Shadow – When is MPP-Tracking at the Module Level Worthwhile?“, in *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EU PVSEC), 5th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2010. Proceedings*, Valencia, 2010, S. 3932–3936.

S. Rogalla, B. Burger, S. Reichert, und S. Schönberger, „Enhancing PV-inverters for the new medium voltage grid codes - lessons learned from testing central PV-inverters >100kW“, in *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EU PVSEC), 5th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2010. Proceedings*, Valencia, 2010, S. 4820–4822.

B. Burger, S. Rogalla, H. Schmidt, und B. Goeldi, „Module Integrated Electronics – An Overview“, in *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EU PVSEC), 5th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2010. Proceedings*, Valencia, 2010, S. 3700–3707.

S. Biryukov, S. Rogalla, B. Burger, V. Melnichak, und L. Yarmolinsky, „A New Method of Dust Removal for PV-Panels by Means of Electric Fields“, in *25th European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition (EU PVSEC), 5th World Conference on Photovoltaic Energy Conversion, 2010. Proceedings*, Valencia, 2010, S. 4661–4663.



# Betreute studentische Arbeiten

Im Rahmen meiner wissenschaftlichen Tätigkeit am Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE wurden die folgenden Abschlussarbeiten betreut. Den Studierenden gilt mein besonderer Dank.

Sebastian Schlick, „Aufbau eines Prüfverfahrens für die Impedanzspektroskopie von Wechselrichtern“, Masterarbeit, Universität Karlsruhe, 2018.

Hasanali Moghadam, „Development of a MATLAB tool for harmonic calculation according to IEC 61000-4-7 and analysis of harmonic superposition of multiple central inverters“, Masterarbeit, TU Cottbus, 2014.

Edgar Wolf, „Entwicklung einer Gate-Treiber-Einheit für einen Tiefsetzsteller“, Bachelorarbeit, DHBW Lörrach, 2012.

Sebastian Blume, „Validierung eines neuen Ansatzes zur Bestimmung der Oberschwingungsemissionen von PV-Wechselrichtern“, Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, 2011.

Florian Loos, „Entwicklung eines Equipments zur Durchführung von Feldtests an selbstreinigenden PV-Modulen“, Diplomarbeit, FH Coburg, 2010.

Marius Kaiser, „Erstellung und Realisierung eines Konzepts zur automatisierten Messwerterfassung einer Low-Voltage-Ride-Through-Prüfeinrichtung für Wechselrichter bis 1 MW“, Diplomarbeit, FH Frankfurt, 2010.

Gregor Dötter, „Entwicklung eines Schaltnetzteils im Rahmen der Optimierung des Konzepts zur Hilfsspannungsversorgung eines Photovoltaik Wechselrichters“, Diplomarbeit, Universität Karlsruhe, 2010.

Nicolas Bihler, „Modélisation et analyse fréquentielle d'une centrale solaire photovoltaïque“, Diplomarbeit, Université Grenoble, Frankreich, 2012.

Boris Hopf, „Untersuchungen zur Herstellung eines selbstreinigenden PV-Moduls unter Verwendung elektrischer Felder“, Studienarbeit, Universität Karlsruhe, 2009.

Miguelángel Sequeda, „Studies on the Construction of a Self-Cleaning Photovoltaic Module by Means of Electrical Field“, Diploma Thesis, Universidad Simón Bolívar, Caracas, Venezuela, 2008.



# Lebenslauf

## Sönke Christian Rogalla

Geburtsdatum 18.12.1979  
Geburtsort Tett nang



## Berufspraxis

07/2018 – heute Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE  
Abteilungsleiter „Wechselrichter in Netzen“

04/2012 – 06/2018 Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE  
Gruppenleiter „Zukunftsfähige Netze und Kraftwerke“

12/2009 – 03/2012 Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE  
Teamleiter „Zentralwechselrichter und Solare Kraftwerke“

12/2006 – 11/2009 Fraunhofer-Institut für Solare Energiesysteme ISE  
Wissenschaftlicher Mitarbeiter, Abteilung „Leistungselektronik“

05/2005 – 07/2005 Siemens AG, Erlangen  
Praktikum

04/2002 – 03/2005 Universität Karlsruhe, Lichttechnisches Institut LTI  
Wissenschaftliche Hilfskraft

08/2001 – 09/2001 EADS Astrium GmbH, Friedrichshafen  
Praktikum

07/2000 – 08/2000 Albert Weber GmbH, Markdorf  
Praktikum

## Schule und Studium

04/2006 – 09/2006 Zentrum für Sonnenenergie und Wasserstoff-Forschung ZSW  
Diplomarbeit:  
Kostengünstige Herstellungsmethoden für Cu(In,Ga)Se<sub>2</sub>-Solarzellen

10/2000 – 09/2006 Universität Karlsruhe (TH)  
Diplomstudiengang: Elektro- und Informationstechnik  
Vertiefungsrichtung: Regenerative Energien, 2004

09/1990 – 06/1999 Gymnasium Bildungszentrum Markdorf  
Abschluss: Abitur

09/1986 – 07/1999 Jakob-Gretser-Grundschule, Markdorf

Im Zuge der Energiewende ergibt sich durch die steigende Integration von leistungselektronisch gekoppelten Anlagen, wie z. B. PV, Wind oder Batteriespeicher, eine starke Durchdringung der Stromnetze mit Wechselrichtern. Für die Gewährleistung einer hohen Spannungsqualität spielen Wechselrichter daher eine zunehmend wichtige Rolle.

Dieses Buch widmet sich der Analyse von Resonanzen in Stromnetzen mit hohem Leistungselektronikanteil und vermittelt neue Ansätze für die Oberschwingungsbewertung von Wechselrichtern. Dazu wird mit der differentiellen Impedanzspektroskopie ein messtechnisches Verfahren vorgestellt, mit dem sich Wechselrichter als frequenzabhängige Ersatzspannungsquelle mit Innenimpedanz (Thévenin-Äquivalent) darstellen lassen. Anhand von exemplarischen Messergebnissen werden die relevanten Ursachen von wechsellrichterinternen Oberschwingungsquellen aufgezeigt. Ferner werden die Einflussfaktoren auf die wirksame Wechselrichterimpedanz beschrieben. Insbesondere der Wechselrichterregelung kommt hierbei eine zentrale Bedeutung zu. Der Anwendungsnutzen wird u. a. durch ein Praxisbeispiel gezeigt, bei dem auftretende Resonanzen durch Software-Änderungen vermieden werden können.

ISBN 978-3-8396-1729-8



9 783839 617298