

Analyse und Regelung einer Klasse von modularen Multilevelumrichter-Topologien

Von der Fakultät für Elektrotechnik und Informatik
der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover
zur Erlangung des akademischen Grades

Doktor-Ingenieur
(abgekürzt: Dr.-Ing.)
genehmigte Dissertation

von
Dipl.-Ing. Dennis Karwatzki

geboren am 17. März 1986
in Mainz

2017

1. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens
2. Referent Univ.-Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt

Tag der Promotion: 17. Juli 2017

Vorwort

Die vorliegende Dissertation entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Antriebssysteme und Leistungselektronik (IAL) der Gottfried Wilhelm Leibniz Universität Hannover. Während der Fertigstellung der Arbeit wurde ich von einer Vielzahl von Personen auf unterschiedlichste Weise unterstützt, wofür ich mich an dieser Stelle bedanken möchte.

Ich danke Prof. Dr.-Ing. Axel Mertens für die Möglichkeit, in einem spannenden Forschungsgebiet zu arbeiten und am IAL zu promovieren. Seine fachliche Unterstützung und die gewährten Freiräume ermöglichten die Fertigstellung dieser Arbeit. Bei Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt bedanke ich mich für das Interesse an meiner Forschung und die Übernahme des Korreferats. Ebenso danke ich Prof. Dr.-Ing. Bernd Ponick für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Allen meinen Kollegen danke ich für die angenehme Arbeitsatmosphäre und das freundschaftliche Miteinander am IAL. Zum Gelingen der Arbeit entscheidend beigetragen haben die wissenschaftlichen Diskussionen mit Lennart Baruschka und seine Hilfe bei den experimentellen Untersuchungen. Außerdem waren die zahlreichen fachlichen Gespräche mit Tobias Krone, Jakub Kučka und Arvid Merkert eine große Hilfe bei der Lösung verschiedenster Probleme beim Erstellen dieser Arbeit.

Mein besonderer Dank gilt meinen Eltern, deren stete Unterstützung diese Arbeit erst ermöglicht hat, sowie meiner Frau Sabrina, die mir immer Rückhalt gegeben hat und Verständnis für die viele Zeit aufgebracht hat, die in diese Arbeit geflossen ist.

Im September 2017

Dennis Karwatzki

Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis	IV
Tabellenverzeichnis	VI
Abkürzungsverzeichnis	VII
Formelzeichenkonvention	VIII
Formelzeichenverzeichnis	IX
Kurzfassung	XIV
Abstract	XV
1 Einleitung	1
2 Grundlagen	5
2.1 Grundbausteine modularer Multilevelumrichter	5
2.2 Modulare Multilevelzweige	7
2.3 Modulation und Energieregulung innerhalb eines Zweigs	8
2.4 Übersicht über modulare Multilevelumrichter-Topologien	13
2.5 Definition von Kreisströmen und Sternpunktspannung	19
3 Randbedingungen, Annahmen und Eigenschaften	22
3.1 Randbedingungen und Annahmen	22
3.2 Elektrische Ersatzschaltbilder und Analyse der elektrischen Netzwerke	25
4 Regelung	29
4.1 Systembeschreibungen im Zustandsraum	29
4.2 Stromregelung	34
4.3 Zweigleistungsanalyse	37
4.4 Zweigenergieregulung	42
4.5 Resultierende Gesamtregelung	48
4.6 Einschränkungen und Anmerkungen	50
5 Modular Multilevel Converter	53
5.1 Systembeschreibung	53

5.2	Regelung	58
5.3	Simulationsergebnisse	61
5.4	Experimentelle Verifikation	71
6	Modular Multilevel Matrix Converter	84
6.1	Systembeschreibung	84
6.2	Regelung	90
6.3	Simulationsergebnisse	95
6.4	Experimentelle Verifikation	104
7	Umgang mit besonderen Betriebspunkten	113
7.1	Modular Multilevel Matrix Converter beim Betrieb mit niedrigen Frequenzen .	114
7.2	Anpassungen an der Zweigenergieregulung	121
7.3	Simulationsergebnisse	122
8	Fazit und Ausblick	129
8.1	Zusammenfassung	129
8.2	Beitrag der Forschungsarbeit	130
8.3	Ausblick	131
A	Anhang	132
A.1	Untransformierte Gleichungen der Zweigwirkleistungen beim MMC	132
A.2	Untransformierte Gleichungen der Zweigwirkleistungen beim MMMC	135
	Literatur	142
	Lebenslauf	151

Abbildungsverzeichnis

1.1	Zweilevelumrichter	1
1.2	Multilevelumrichter	2
2.1	Grundbausteine modularer Multilevelumrichter	6
2.2	Modularer Multilevelzweig	7
2.3	Ersatzschaltbild eines modularen Multilevelzweigs	8
2.4	Soll- und Ausgangsspannung eines Zweigs mit fünf Vollbrücken für unterschiedliche Modulationsverfahren	9
2.5	Beispiel einer PS-PWM für einen Zweig mit fünf Vollbrückenmodulen	11
2.6	Beispiel einer LS-PWM für einen Zweig mit fünf Vollbrückenmodulen	12
2.7	AC/AC-CHB	13
2.8	CHB	14
2.9	MMC	15
2.10	MMMC	17
2.11	Hexverter	18
2.12	MMC mit Zählpfeilen für Ströme und Sternpunktspannung	20
3.1	Graph der vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter	26
3.2	Spezialfall: Graph des CHB	27
4.1	Ausschnitt des Ersatzschaltbilds eines vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichters	30
4.2	Blockschaltbild der Stromregelung	36
4.3	Blockschaltbild der Energieregulung	47
4.4	Blockschaltbild der Regelung	49
5.1	MMC mit Vollbrücken- oder Halbbrückenmodulen	53
5.2	Ersatzschaltbild des MMC	54
5.3	Graph des MMC	55
5.4	Simulationsergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = 0$	63
5.5	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = 0$	64
5.6	Simulationsergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	67
5.7	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	68
5.8	Simulationsergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.14) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	69
5.9	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.14) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	70
5.10	Aufbau des Niederspannungsprüfstands zur experimentellen Untersuchung des MMC	71

5.11	Foto des Schaltschranks	72
5.12	Foto der Zweiginduktivitäten	73
5.13	Foto des Protolar ControlCube	73
5.14	Messergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = 0$	75
5.15	Ausschnitt Messergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = 0$	77
5.16	Messergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	78
5.17	Ausschnitt Messergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.12) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	79
5.18	Messergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.14) mit $\kappa = \frac{1}{2}$	82
5.19	Ausschnitt Messergebnisse MMC, Energieregulung nach (5.14) mit $\kappa = \frac{1}{2}$	83
6.1	MMMC mit Vollbrückenmodulen	84
6.2	Ersatzschaltbild des MMMC	85
6.3	Graph des MMMC	85
6.4	Vergleich Zweigenergieregulungen MMMC	94
6.5	Simulationsergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = 0$	98
6.6	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = 0$	99
6.7	Simulationsergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	100
6.8	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	101
6.9	Simulationsergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.20) mit $\kappa = 0,4$	102
6.10	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.20) mit $\kappa = 0,4$	103
6.11	Aufbau des Niederspannungsprüfstands zur experimentellen Untersuchung des MMMC	104
6.12	Messergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = 0$	107
6.13	Ausschnitt Messergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = 0$	108
6.14	Messergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	109
6.15	Ausschnitt Messergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.15) mit $\kappa = \frac{1}{6}$	110
6.16	Messergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.20) mit $\kappa = \frac{1}{2}$	111
6.17	Ausschnitt Messergebnisse MMMC, Energieregulung nach (6.20) mit $\kappa = \frac{1}{2}$	112
7.1	Zweigenergieschwankung MMMC bei unterschiedlichen Frequenzen	115
7.2	Kreisstromaufschaltung zum Betrieb bei niedrigen Frequenzen	117
7.3	Simulationsergebnisse MMMC bei niedriger Frequenz	124
7.4	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMMC bei niedriger Frequenz	125
7.5	Simulationsergebnisse MMMC bei niedriger Frequenz mit Verfahren für Verringerung der Energieschwankung	126
7.6	Ausschnitt Simulationsergebnisse MMMC bei niedriger Frequenz mit Verfahren für Verringerung der Energieschwankung	127
7.7	Simulationsergebnisse Zweiggrößen MMMC bei niedriger Frequenz mit Verfahren für Verringerung der Energieschwankung	128

Tabellenverzeichnis

2.1	Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Schaltzustände bei Modulen mit Vollbrückenschaltung	6
2.2	Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Schaltzustände bei Modulen mit Halbbrückenschaltung	6
3.1	Berücksichtigte und nicht berücksichtigte modulare Multilevelumrichter-Topologien aus der Literatur	24
4.1	Mögliche Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregulung	40
5.1	Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregulung des MMC	56
5.2	Simulationsparameter MMC	62
5.3	Parameter für experimentelle Untersuchung des MMC	76
6.1	Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregulung des MMMC	88
6.2	Simulationsparameter MMMC	96
6.3	Parameter für experimentelle Untersuchung des MMMC	105
7.1	Simulationsparameter MMMC für den Betrieb bei niedrigen Frequenzen	122

Abkürzungsverzeichnis

AC	Wechselstrom
CHB	Kaskadierter H-Brückenumrichter
DC	Gleichstrom
FACTS	„Flexible AC Transmission Systems“
FC	„Flying Capacitor“
FLL	„Frequency-Locked Loop“
HGÜ	Hochspannungsgleichstromübertragung
LS-PWM	„Level Shifted Pulse Width Modulation“
MMC	Modularer Multilevelumrichter
MMMC	Modularer Multilevel-Matrixumrichter
NPC	„Neutral Point Clamped“
PLL	„Phase-Locked Loop“
PS-PWM	„Phase Shifted Pulse Width Modulation“
PWM	„Pulse-Width Modulation“
STATCOM	„Static Synchronous Compensator“

Formelzeichenkonvention

a	zeitabhängige Größe
A	Effektivwert
\hat{a}	Spitzenwert
a^*	Sollwert
\mathbf{a} bzw. \mathbf{A}	Vektor
\mathbf{A}	Matrix
\mathbf{A}	Menge

Formelzeichenverzeichnis

$\cos \varphi_i$	Leistungsfaktor System i
e_z	Zweigenergie
f_i	Frequenz System i
f_{opt}	Optimierungsgleichung Zweigenergieregung
f_s	Schaltfrequenz je Modul
$i_{1,i}$	Strom Phase/Komponente i von System 1
$i_{2,i}$	Strom Phase/Komponente i von System 2
$i_{\text{cir},i}$	Kreisstrom i
$\hat{i}_{\text{cir},i,\omega_1,\alpha}$	Amplitude $\omega_1\alpha$ -Anteil Kreisstrom i
$\hat{i}_{\text{cir},i,\omega_1,\beta}$	Amplitude $\omega_1\beta$ -Anteil Kreisstrom i
$\hat{i}_{\text{cir},i,\omega_2,\alpha}$	Amplitude $\omega_2\alpha$ -Anteil Kreisstrom i
$\hat{i}_{\text{cir},i,\omega_2,\beta}$	Amplitude $\omega_2\beta$ -Anteil Kreisstrom i
$\hat{i}_{\text{cir},i,\omega_a}$	Amplitude ω_a -Anteil Kreisstrom i
i_i	Strom System i
$i_{i,P}$	Wirkstrom System i
$i_{i,Q}$	Blindstrom System i
$i_{z,ij}$	Zweigstrom ij
$\hat{i}_{z,i,\omega_1,\alpha}$	Amplitude $\omega_1\alpha$ -Anteil Zweigstrom i
$\hat{i}_{z,i,\omega_1,\beta}$	Amplitude $\omega_1\beta$ -Anteil Zweigstrom i
$\hat{i}_{z,i,\omega_2,\alpha}$	Amplitude $\omega_2\alpha$ -Anteil Zweigstrom i
$\hat{i}_{z,i,\omega_2,\beta}$	Amplitude $\omega_2\beta$ -Anteil Zweigstrom i

\hat{i}_{z,i,ω_a}	Amplitude ω_a -Anteil Zweigstrom i
k	Anzahl Knoten
$k_{p,i}$	Parameter i Zweigenergieregulierungsoptimierung
n_{bz}	Anzahl Baumzweige
n_{cir}	Anzahl Kreisströme
n_{in}	Anzahl Eingangsgrößen
$n_{in,e}$	Anzahl Eingriffsgrößen Energieregulierung
n_{mpb}	Anzahl Module pro Zweig
n_{sv}	Anzahl Zustandsgrößen
n_{vz}	Anzahl Verbindungszweige
r	Anzahl entfernter Zweige
t	Zeit
$u_{1,i}$	Spannung Phase/Komponente i von System 1
$u_{1,q,i}$	Quellenspannung Phase/Komponente i von System 1
$u_{2,i}$	Spannung Phase/Komponente i von System 2
$u_{2,q,i}$	Quellenspannung Phase/Komponente i von System 2
u_c	Modulspannung
$u_{c,i}$	Mittlere Modulspannung Zweig i
u_i	Spannung System i
u_{st}	Sternpunktspannung
$\hat{u}_{st,\omega_1,\alpha}$	Amplitude $\omega_1\alpha$ -Anteil Sternpunktspannung
$\hat{u}_{st,\omega_1,\beta}$	Amplitude $\omega_1\beta$ -Anteil Sternpunktspannung
$\hat{u}_{st,\omega_2,\alpha}$	Amplitude $\omega_2\alpha$ -Anteil Sternpunktspannung
$\hat{u}_{st,\omega_2,\beta}$	Amplitude $\omega_2\beta$ -Anteil Sternpunktspannung
\hat{u}_{st,ω_a}	Amplitude ω_a -Anteil Sternpunktspannung
$u_{st,add}$	Zusätzliche Sternpunktspannung bei Verfahren für besondere Betriebspunkte
$u_{z,ij}$	Zweigspannung ij

$u_{z,q,ij}$	Zweigquellenspannung ij
x	Anzahl Leiter System 1
y	Anzahl Leiter System 2
z	Anzahl Zweige
C_{mod}	Modulkapazität
H	‘Unit Capacitance Constant’
I_i	Stromeffektivwert System i
L_i	Filterinduktivität System i
$L_{i,q}$	Netzinduktivität System i
L_z	Zweiginduktivität
$P_{z,i}$	Zweigwirkleistung Zweig/Komponente i
R_i	Filterwiderstand System i
$R_{i,q}$	Netzwiderstand System i
R_z	Zweigwiderstand
\mathbf{e}_z	Vektor Zweigenergien
\mathbf{i}_z	Vektor Zweigströme
\mathbf{k}_p	Vektor Parameter Zweigenergieregulierungsoptimierung
\mathbf{p}_z^{\sim}	Vektor Zweigblindleistungen
\mathbf{p}_z	Vektor Zweigleistungen
\mathbf{u}	Eingangsgrößenvektor
\mathbf{u}'	Erweiterter Eingangsgrößenvektor
\mathbf{u}_c	Vektor mittlere Modulspannung Zweige
\mathbf{x}	Zustandsgrößenvektor
\mathbf{x}_{add}	Zusätzlicher Zustandsgrößenvektor bei Verfahren für besondere Betriebspunkte
$\mathbf{x}_{\text{in,e}}$	Vektor Eingriffsgrößen Energieregulierung
$\mathbf{x}_{\text{in,e,red}}$	Reduzierter Vektor Eingriffsgrößen Energieregulierung
\mathbf{z}	Störgrößenvektor

A	Systemmatrix
A'	Erweiterte Systemmatrix
A' _{kop}	Matrix mit Koppeltermen der erweiterten Systemmatrix
B	Eingangsmatrix
B'	Erweiterte Eingangsmatrix
E	Störmatrix
E'	Erweiterte Störmatrix
I _i	$i \times i$ Einheitsmatrix
J _i	Jacobi-Matrix von i
M _e	Matrix Abhängigkeit Zweigwirkleistungen von Eingriffsgrößen Energieregung
M _{e,T}	Matrix Abhängigkeit transformierte Zweigwirkleistungen von Eingriffsgrößen Energieregung
M _{in,e}	Matrix Zweigenergieregung
M _{in,e,T}	Transformierte Matrix Zweigenergieregung
P _{kop}	Vektor Nichtlinearität der Zweigwirkleistungen
P _Q	Vektor Zweigwirkleistungen durch Blindleistung
P _Z	Vektor Zweigwirkleistungen
P _{Z,T}	Vektor transformierte Zweigwirkleistungen
T _i	Matrix Abhängigkeit Zustandsgrößen von Zweigströmen
T _p	Matrix Zweigleistungstransformation
T _{sv}	Matrix Abhängigkeit Zweigströme von Zustandsgrößen
θ_i	Phasenlage Spannungen System i
κ	Verhältnis verfügbarer ω_a -Sternpunktspannung und Spannung System 1
μ	Verhältnis Spannung System 1 und Spannung System 2
φ_i	Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannungen System i
ψ	Phasenverschiebung zwischen Spannungen System 1 und System 2 bei $t = 0$ s
ω_a	Kreisfrequenz ungleich ω_1 und ω_2

ω_i	Kreisfrequenz System i
ΔP	Differenz der Systemleistungen

Kurzfassung

Modulare Multilevelumrichter kommen vermehrt bei Anwendungen großer Leistungen und mittlerer bis hoher Spannung zum Einsatz. Sie zeichnen sich durch leichte Skalierbarkeit, Oberschwingungsarme Ausgangsspannungen und einfach realisierbare Redundanz aus. Die in Serie geschalteten Module ermöglichen es, hohe Spannungen zu erreichen und dabei innerhalb der Module Bauteile für niedrigere Spannungen einzusetzen.

Zu den wichtigsten Aufgaben beim Betrieb solcher Umrichter gehören die Stromregelung und die Zweigenergieregung. Die zugrunde liegenden Ansätze für diese Regelungen gleichen sich für unterschiedliche modulare Multilevelumrichter-Topologien. Daraus ergibt sich die zentrale Problemstellung dieser Arbeit, die Topologien der betrachteten Klasse von modularen Multilevelumrichtern einheitlich zu analysieren und ein allgemeingültiges Regelungskonzept für diese zu entwickeln. Die Klasse der untersuchten modularen Multilevelumrichter beinhaltet Topologien, die ausschließlich aus modularen Multilevelzweigen aufgebaut sind. Für die Regelung wird ein kaskadierter Ansatz mit innerem Stromregelkreis und äußerem Zweigenergieregkreis gewählt.

Da bei vielen modularen Multilevelumrichter-Topologien die Zweigenergieregung auf unterschiedliche Art realisiert werden kann, wird eine Methode zur Bestimmung einer optimalen Zweigenergieregung eingeführt. Die Optimierung findet bei dieser Methode hinsichtlich der in den Zweigen auftretenden Strömen statt.

Das vorgestellte allgemeine Regelungskonzept wird exemplarisch auf den Modularen Multilevelumrichter („Modular Multilevel Converter“) und den Modularen Multilevel-Matrixumrichter („Modular Multilevel Matrix Converter“) angewendet. Die aus der Optimierungsmethode resultierenden Zweigenergieregungen decken Regelungsansätze aus anderen Veröffentlichungen ab und erweitern diese. Abschließend erfolgt eine erfolgreiche Überprüfung der Regelungen beider Topologien mittels Simulationen und Experimenten auf einem Niederspannungsprüfstand.

Schlagnworte:

Modulare Multilevelumrichter, Systemanalyse, verallgemeinerter Regelungsansatz

Abstract

Modular multilevel converters are increasingly used for high power and medium to high voltage applications. They are easily scalable and offer output voltages with low harmonics. Furthermore, redundancy can be realized with low effort. By connecting identical modules in series, it is possible to achieve high voltages using only low voltage devices within the modules.

Current control and branch energy balancing control are crucial for proper operation of modular multilevel converters. The underlying principles for these controls are equal for different modular multilevel converter topologies. This leads to the research problem under investigation in this thesis, which is to analyze the topologies of the examined class of modular multilevel converters with the same methods and to develop a generalized control concept that is applicable to all these topologies. The examined class of modular multilevel converter topologies comprises topologies that solely consist of modular multilevel branches. For the control concept a cascaded control with inner current control loop and outer energy balancing loop is chosen.

As the branch energy balancing can be realized in multiple ways for most modular multilevel converter topologies, this thesis introduces a method for deriving an optimized branch energy balancing. The optimization goal is the minimization of the branch currents needed for the balancing.

The presented generalized control concept is exemplarily applied to the “Modular Multilevel Converter” and the “Modular Multilevel Matrix Converter”. The optimization method leads to branch energy balancing controls that include and extend existing control concepts for these topologies. The proper function of the generalized control is demonstrated via simulations and experiments at a low voltage test setup.

Keywords:

Modular multilevel converter, system analysis, generalized control approach

1 Einleitung

Im Mittelspannungs- und Hochspannungsbereich ist bei verschiedenen Anwendungen der Einsatz von Umrichtern notwendig. So findet beispielsweise zur verlustarmen Energieübertragung über große Distanzen die Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) Verwendung, bei der hohe Wechselspannungen in Gleichspannung gewandelt werden. Auch die Anbindung von Offshore-Windparks in großer Entfernung zur Küste erfordert diese Technologie. Außerdem nutzen Antriebssysteme hoher Leistung häufig Mittelspannungsantriebe, die Frequenzumrichter der entsprechenden Spannung benötigen. Diese und andere Beispiele haben gemeinsam, dass die verwendeten Umrichter bei hohen Spannungen arbeiten müssen, welche die Sperrspannungen üblicher Leistungshalbleiterschalter teils um ein Vielfaches überschreiten. Dadurch ist eine direkte Anwendung von Umrichterkonzepten aus dem Niederspannungsbereich nicht möglich.

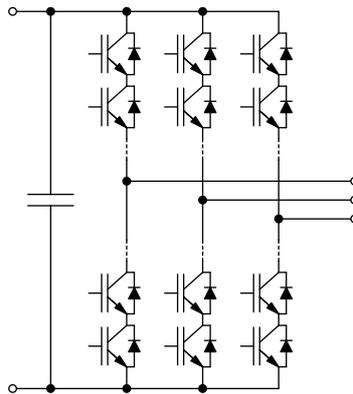


Abbildung 1.1: Zweilevelumrichter mit in Serie geschalteten IGBTs

Für dieses Problem existieren unterschiedliche Lösungsansätze. Eine Möglichkeit besteht darin, verfügbare Halbleiterschalter in Serie zu schalten, um damit höhere Sperrspannungen zu erreichen. Mit den in Serie geschalteten Schaltern können dann die auch im Niederspannungsbereich eingesetzten Zweilevelumrichter (auch Zweipunktumrichter) entsprechend Abbildung 1.1 realisiert werden [1]. Hauptprobleme dabei sind eine gleichmäßige Aufteilung der Sperrspannung zwischen den Schaltern und die Sicherstellung eines gleichzeitigen Schaltens. Dies resultiert in einer komplexeren Ansteuerung, zusätzlichen Beschaltungen, einer Überdimensionierung der Schalter oder einer Kombination dieser Maßnahmen [2], [3]. Eine zukünftige Alternative zur Serienschaltung von Schaltern können Leistungsschalter aus Siliciumcarbid sein. Diese ermöglichen höhere Sperrspannungen als klassische Bauelemente aus Silicium [4]. Siliciumcarbid-Leistungsschalter mit höheren Sperrspannungen als Silicium-Leistungsschalter

befinden sich aber aktuell noch im Entwicklungsstadium. Einen weiteren Lösungsansatz stellt die Verwendung von Multilevelumrichtern als Alternative zu Zweilevelumrichtern dar. Dazu gehören zum Beispiel die in Abbildung 1.2 gezeigten „neutral point clamped“ (NPC)- und „flying capacitor“ (FC)-Umrichter [5], [6]. Diese Topologien verwenden mehr Schalter als Zweilevelumrichter, die aber jeweils nur einen Teil der Gesamtspannung sperren müssen. Im Gegensatz zur Serienschaltung von Schaltern sind zur Aufteilung der Sperrspannung keine zusätzlichen Maßnahmen nötig. Am Ausgang des Umrichters wird außerdem zwischen mehr als zwei Spannungsstufen geschaltet. Durch diese Multilevelspannung sinkt bei gleicher Schaltfrequenz der Oberschwingungsgehalt der Ausgangsspannung, was den Filteraufwand verringert. Die höhere Anzahl an Spannungsstufen hat beim Einsatz als Antriebsumrichter einen zusätzlichen Vorteil. Die pulsdauermodulierte Ausgangsspannung eines Umrichters verursacht zwangsläufig eine Gleichtaktspannung, welche zu kapazitiven Lagerströmen führt [7]. Bei Multilevelumrichtern ist die Spannungsänderung der Gleichtaktspannung geringer als bei vergleichbaren Zweilevelumrichtern, womit sich die Gefahr von Lagerschäden verringert [8]. Für die Anwendung der beiden Topologien gibt es jedoch Grenzen. Während die Dreilevelvariante des NPC-Umrichters noch gut umsetzbar ist und häufig in der Industrie Verwendung findet, sind wegen der komplexeren Regelung und Verschaltung Varianten mit mehr Spannungsstufen in der Praxis zunehmend schwieriger zu realisieren [9], [10]. Im Fall des meist in seiner Dreilevel- oder Vierlevel-Variante verwendeten FC-Umrichters schränkt die für kleine Kapazitäten erforderliche hohe Schaltfrequenz das Anwendungsgebiet ein [9], [11]. Da die zusätzlichen Kapazitäten des FC-Umrichters außerdem für jeweils unterschiedliche Spannungen zu dimensionieren sind, eignet sich die Topologie nicht für den praktischen Einsatz mit einer höheren Anzahl an Spannungsstufen.

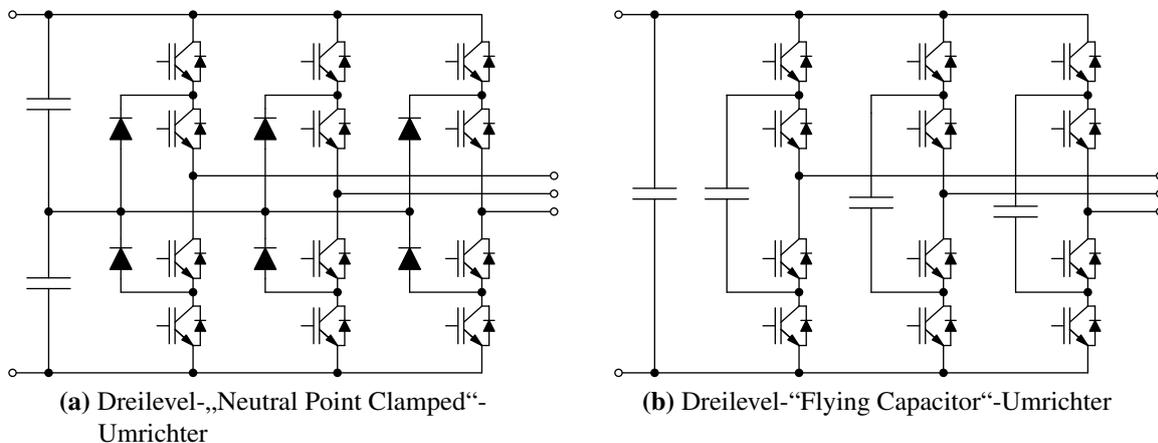


Abbildung 1.2: Multilevelumrichter

Die im Fokus dieser Arbeit stehenden modularen Multilevelumrichter bieten die gleichen Vorteile wie die eben erwähnten NPC- und FC-Umrichter, können aber problemlos auch für eine größere Anzahl an Spannungsstufen eingesetzt werden. Modulare Multilevelumrichter zeichnen sich durch den Aufbau aus vielen in Serie geschalteten, identischen Modulen aus. Jedes der Module besitzt einen eigenen Kondensator und erlaubt abhängig von der Modulart unterschiedliche Modulausgangsspannungen. Die Gesamtspannung der in Serie geschalteten Module ist eine Multilevelspannung. Die zusammen mit einer Induktivität in Serie geschalte-

ten Module werden als Zweig bezeichnet. Verschaltungen mehrerer solcher Zweige ergeben einen modularen Multilevelumrichter. Als erste modulare Multilevelumrichter-Topologie stellte Hammond 1995 den kaskadierten H-Brückenumrichter („Cascaded H-Bridge Converter“, CHB) zum Betrieb von Mittelspannungsantrieben vor [12], [13]. Im Jahr 2001 wurde der Modulare Multilevelumrichter („Modular Multilevel Converter“, MMC) von Marquardt eingeführt [14]. Dieser Umrichter kann beispielsweise bei HGÜ-Verbindungen und Mittelspannungsantrieben zum Einsatz kommen. Erste wissenschaftliche Veröffentlichungen zu der Topologie folgten mit [15], [16]. Die Vorstellung des MMC führte zu einer Vielzahl an weiteren wissenschaftlichen Beiträgen zu dieser und ähnlichen Topologien. Bereits in [17] wird von Glinka und Marquardt die Möglichkeit beschrieben, einen modularen Multilevel-Matrixumrichter („Modular Multilevel Matrix Converter“, MMMC) zur Verbindung zweier Drehstromsysteme ohne zentralen Zwischenkreis aufzubauen. Ebenfalls zur direkten Verbindung zweier Drehstromsysteme kann der von Baruschka und Mertens 2011 vorgestellte Hexverter genutzt werden [18].

Aufgrund des modularen Aufbaus sind alle modularen Multilevelumrichter-Topologien leicht für die jeweils benötigten Spannungen skalierbar. Das Hinzufügen zusätzlicher, redundanter Module ermöglicht außerdem eine hohe Zuverlässigkeit. Im Fall eines Fehlers muss das betroffene Modul dafür über einen zusätzlichen leistungselektronischen oder mechanischen Schalter kurzgeschlossen werden. Da eine im Vergleich zu anderen Multilevelumrichtern hohe Anzahl an Spannungsstufen leicht realisierbar ist, sind Ausgangsspannungen mit niedrigem Oberschwingungsgehalt möglich. Folglich werden keine oder nur kleine Filter benötigt.

Zu den wichtigsten Aufgaben beim Betrieb jeder modularen Multilevelumrichter-Topologie gehören die Stromregelung und die Regelung der in den Modulkondensatoren gespeicherten Energien. Letztere lässt sich weiter in die Regelung der Modulenergien innerhalb der Zweige und die Regelung der Energie zwischen den Zweigen – kurz Zweigenergieregulation – aufteilen. Davon werden im Rahmen dieser Arbeit die Stromregelung und die Zweigenergieregulation adressiert. Eine Stromregelung ist nötig, um beim Anschluss an das Netz oder an eine Maschine die gewünschten Grundfunktionen (Leistungsübertragung, Blindleistungsbereitstellung) des Umrichters zu gewährleisten. Gerade der Bedarf einer Zweigenergieregulation stellt aber eine nicht direkt offensichtliche Besonderheit modularer Multilevelumrichter dar. Schon durch kleine Abweichungen der Bauteilparameter oder bei der Ansteuerung der Leistungsschalter kann es zu Abweichungen zwischen den in den Zweigen gespeicherten Energien kommen. Wird diesen Abweichungen nicht entgegen gewirkt, ist ein dauerhaft stabiler Betrieb der meisten modularen Multilevelumrichter-Topologien nicht möglich. Um die ans Netz oder an die angeschlossene Maschine fließenden Ströme nicht zu beeinflussen, werden innere Ströme im Umrichter oder eine Nullkomponente in der Ausgangsspannung zur Regelung der Zweigenergien verwendet. Im Rahmen dieser Arbeit werden diese inneren Ströme und die Nullkomponente der Ausgangsspannung als Kreisströme und Sternpunktspannung bezeichnet.

In der Literatur finden sich sowohl für die Stromregelung als auch für die Zweigenergieregulation eine Vielzahl an Veröffentlichungen für die unterschiedlichen modularen Multilevelumrichter-Topologien. Bei diesen Regelungen handelt es sich um speziell für die jeweiligen Topologien entwickelte Lösungsansätze. Es existiert aber kein systematischer Ansatz für Strom- und Zweigenergieregulation, welcher auf mehrere dieser Topologien anwendbar ist. Gleichzeitig sind

jedoch die zu Grunde liegenden Ideen zur Realisierung der Strom- und Zweigenergieregeln identisch. Daraus ergibt sich die zentrale Problemstellung dieser Arbeit: die Entwicklung eines einheitlichen Konzepts für die Regelung der Ströme und Zweigenergien, welches auf alle betrachteten modularen Multilevelumrichter-Topologien anwendbar ist.

Die Existenz eines solchen einheitlichen Regelungskonzepts wird in dieser Arbeit erfolgreich nachgewiesen. Dafür werden die Graphen der elektrischen Netzwerke der untersuchten Klasse von modularen Multilevelumrichter-Topologien allgemein analysiert und gemeinsame Eigenschaften bestimmt. Für die Entwicklung der verallgemeinerten Regelung fällt die Wahl auf einen kaskadierten Regelungsansatz. Dies entspricht der großen Mehrheit aller veröffentlichten Regelungsansätze für modulare Multilevelumrichter und hat den Vorteil, dass durch Trennung von Strom- und Zweigenergieregung eine nichtlineare Betrachtung vermieden wird. Da bei modularen Multilevelumrichtern üblicherweise systemfrequente Ströme und Spannungen in den Zweigen auftreten, ist es erforderlich, die Modulkapazitäten für entsprechende Leistungsschwankungen mit niedriger Frequenz auszulegen. Die resultierenden großen Kapazitäten führen dazu, dass sich die Zeitkonstanten für Ströme und Zweigenergien deutlich unterscheiden und die vorgenommene Trennung von Stromregelung und Zweigenergieregung zulässig wie auch sinnvoll ist. Zur Verifikation des vorgestellten Regelungskonzepts wird es auf unterschiedliche Topologien angewendet. Dafür werden der MMC und MMMC als bedeutende und gleichzeitig angemessen komplexe Beispiele herangezogen.

Die Arbeit gliedert sich wie folgt. Kapitel 2 beschreibt die benötigten Grundlagen modularer Multilevelumrichter und gibt eine Literaturübersicht über die für diese Arbeit relevanten Topologien. Kapitel 3 definiert die Klasse der betrachteten modularen Multilevelumrichter-Topologien und beinhaltet die getroffenen Annahmen für die Herleitung des Regelungsansatzes. Außerdem werden die Graphen der elektrischen Netzwerke der Klasse von Topologien allgemein untersucht und basierend darauf gemeinsame Eigenschaften gezeigt. Die zentralen Inhalte – die verallgemeinerte Strom- und Zweigenergieregung – werden in Kapitel 4 eingeführt. Dabei wird die Regelungsstruktur und das Vorgehen zur Bestimmung der benötigten Gleichungen topologieunabhängig beschrieben. Es folgen Kapitel 5 und Kapitel 6, in denen die vorgestellte Regelung auf den MMC und MMMC angewendet wird. Dazu werden auch die Systemgleichungen für beide Topologien aufgestellt und eine Überprüfung der Regelung per Simulation und Messung durchgeführt. Zuletzt wird die Kompatibilität der Regelung mit Verfahren für besondere Betriebspunkte in Kapitel 7 anhand eines Beispiels demonstriert.

2 Grundlagen

Dieses Kapitel erläutert die zum Verständnis der verallgemeinerten Regelung benötigten Grundlagen in Kurzform. Zuerst werden Module und Zweige als grundlegende Komponenten der untersuchten modularen Multilevelumrichter-Topologien eingeführt. Danach folgt eine Vorstellung möglicher Verfahren für die Modulation und Regelung der Energieaufteilung in den Modulen eines Zweigs. Diese sind eine Voraussetzung für den Betrieb der untersuchten Topologien, können aber unabhängig von der Strom- und Zweigenergieregulation betrachtet werden. Des Weiteren werden die zur untersuchten Klasse gehörenden modularen Multilevelumrichter-Topologien vorgestellt und ein Überblick über die zugehörige, im Kontext der Arbeit relevante Literatur gegeben. Aufgrund der enorm großen Anzahl an Beiträgen, die in den letzten Jahren auf dem Gebiet der modularen Multilevelumrichter veröffentlicht wurden, kann die hier gegebene Übersicht keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben. Deshalb sei an dieser Stelle auf die Veröffentlichungen von Akagi, Debnath et al. und Perez et al. [19]–[21] hingewiesen, welche Zusammenfassungen über unterschiedliche Teilbereiche der modularen Multilevelumrichter bieten.

2.1 Grundbausteine modularer Multilevelumrichter

Den wichtigsten Grundbaustein für modulare Multilevelumrichter bilden die Module (auch Zellen genannt), welche in mehrfacher, identischer Form in den Umrichtern Verwendung finden. Die mit Abstand am weitesten verbreiteten Varianten verwenden eine Vollbrücken- oder Halbbrückenschaltung. Diese verbinden den Modulkondensator mit zwei Ausgängen. Das Schaltbild eines Moduls in Vollbrückenschaltung ist in Abbildung 2.1a zu sehen. Abbildung 2.1b zeigt ein Modul in Halbbrückenschaltung.

Module mit Vollbrückenschaltung können je nach Schaltzustand der Schalter drei verschiedene Ausgangsspannungen u_a generieren. Für ideale Schalter mit den Schaltzuständen „An“ („1“) und „Aus“ („0“) ergibt sich Tabelle 2.1. Unzulässige Kombinationen von Schaltzuständen, die einen Brückenkurzschluss verursachen, sind nicht aufgeführt. Als Ausgangsspannung ist sowohl die positive als auch die negative Modulkondensatorspannung einstellbar. Wird an den Ausgangsklemmen des Moduls ein Strom eingepreßt, ändert sich abhängig von der eingestellten Ausgangsspannung ebenfalls die Stromflussrichtung durch die Modulkapazität. Neben der positiven und negativen Ausgangsspannung können die Ausgangsklemmen des Moduls über zwei verschiedene Kombinationen von Schaltzuständen kurzgeschlossen werden, womit auch

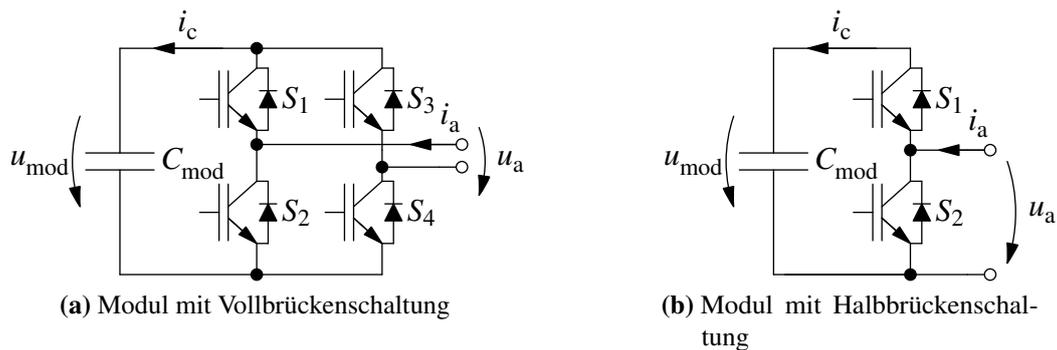


Abbildung 2.1: Grundbausteine modularer Multilevelumrichter

ein an den Ausgangsklemmen vorhandener Strom die Modulkapazität nicht mehr durchfließt. Halbbrückenmodule ermöglichen nur eine positive Ausgangsspannung oder das Kurzschließen der Ausgangsklemmen. Die entsprechenden Ausgangsspannungen sind in Tabelle 2.2 gezeigt.

Tabelle 2.1: Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Schaltzustände bei Modulen mit Vollbrückenschaltung

S_1	S_2	S_3	S_4	u_a	i_c
1	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0
1	0	0	1	$+u_{\text{mod}}$	$+i_a$
0	1	1	0	$-u_{\text{mod}}$	$-i_a$

Tabelle 2.2: Ausgangsspannung in Abhängigkeit der Schaltzustände bei Modulen mit Halbbrückenschaltung

S_1	S_2	u_a	i_c
1	0	$+u_{\text{mod}}$	$+i_a$
0	1	0	0

Neben den typischen Vollbrückenmodulen und Halbbrückenmodulen schlagen einige Veröffentlichungen auch alternative Modultypen vor. Darunter befinden sich unter anderem Dreilevel-NPC- sowie Dreilevel-FC-Halbbrückenmodule als Alternative zu den Zweilevel-Halbbrückenmodulen in Abbildung 2.1b [22], [23]. Eine gleichmäßige Aufteilung der Spannung zwischen den beiden Kondensatoren innerhalb der Dreilevel-NPC-Halbbrückenmodule ist aber nicht für alle Arbeitspunkte garantiert [22]. Auch wenn dies auf die Dreilevel-FC-Halbbrückenmodule nicht zutrifft, erhöht sich für diese trotzdem der Aufwand des Modulationsverfahrens.

Ein Problem bei Halbbrückenmodulen ist, dass die Module bei einer negativen äußeren Spannung u_a über die Freilaufdiode von S_2 kurzgeschlossen werden. Dies kann beim MMC im Fall eines DC-seitigen Kurzschlusses problematisch sein. Einen Lösungsansatz stellen die

sogenannten „Clamp-Double“ Module dar [24]. Im Normalbetrieb arbeiten diese wie zwei Halbbrückenmodule und im Fall einer negativen äußeren Spannung wird ein zusätzlich im Modul vorhandener Schalter ausgeschaltet. Dadurch sind auch negative äußere Spannungen unproblematisch. Nachteilig sind die höhere Anzahl an Bauelementen und die im Vergleich zu Halbbrückenmodulen erhöhten Verluste durch den im Normalbetrieb dauerhaft eingeschalteten zusätzlichen Schalter. Ähnlich wie „Clamp-Double“ Module bieten „5-level cross-connected“-Module ebenfalls die Möglichkeit, negative Spannungen u_a zu handhaben [25]. Diese bestehen aus zwei Halbbrückenmodulen und zwei zusätzlichen Schaltern.

Neben den abweichenden Modultypen besteht auch die Möglichkeit, zusätzliche Schaltungen am Kondensator der einzelnen Module anzubinden. Über einen Transformator und einen aktiven oder passiven Gleichrichter kann eine zusätzliche Einspeisung in den Modulkondensator erfolgen [13]. Außerdem können Batterien und Solarzellen an das Modul angebunden werden [26], [27].

2.2 Modulare Multilevelzweige

Auf Basis der zuvor beschriebenen Module lassen sich modulare Multilevelzweige aufbauen. Modulare Multilevelzweige bestehen aus einer Serienschaltung von einer Zweiginduktivität mit mehreren Modulen. Im Rahmen der vorliegenden Arbeit werden im Folgenden nur Vollbrückenmodule und Halbbrückenmodule weiter betrachtet. Der grundsätzliche Aufbau eines Zweigs ändert sich bei Verwendung der selteneren Modulalternativen aber nicht. Abbildung 2.2 zeigt entsprechende Zweige beispielhaft für je vier Module.

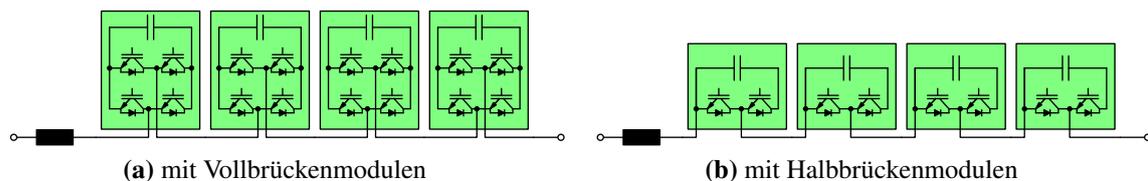


Abbildung 2.2: Modularer Multilevelzweig

Durch die Serienschaltung der Module lässt sich die mögliche Gesamtausgangsspannung und die Anzahl der Spannungsstufen skalieren. Für n_{mpb} Vollbrückenmodule in einem Zweig mit einer Modulkondensatorspannung von jeweils u_{mod} ist eine Gesamtausgangsspannung der Module zwischen $-n_{\text{mpb}} \cdot u_{\text{mod}} \leq u_{a,\text{ges}} \leq n_{\text{mpb}} \cdot u_{\text{mod}}$ einstellbar. Für Halbbrückenmodule liegt die Gesamtausgangsspannung im Bereich $0 \leq u_{a,\text{ges}} \leq n_{\text{mpb}} \cdot u_{\text{mod}}$.

Für die Systemanalyse der später vorgestellten Topologien ist es hilfreich, die Serienschaltung der Module wie in Abbildung 2.3 als gesteuerte Spannungsquelle zu betrachten. Gerade bei einer großen Anzahl von in Serie geschalteten Modulen bildet diese Annahme das Verhalten durch die hohe Anzahl an Spannungsstufen gut ab.

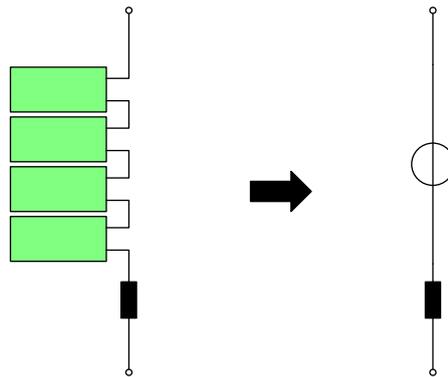


Abbildung 2.3: Ersatzschaltbild eines modularen Multilevelzweigs; die in Serie geschalteten Module werden durch eine gesteuerte Spannungsquelle ersetzt.

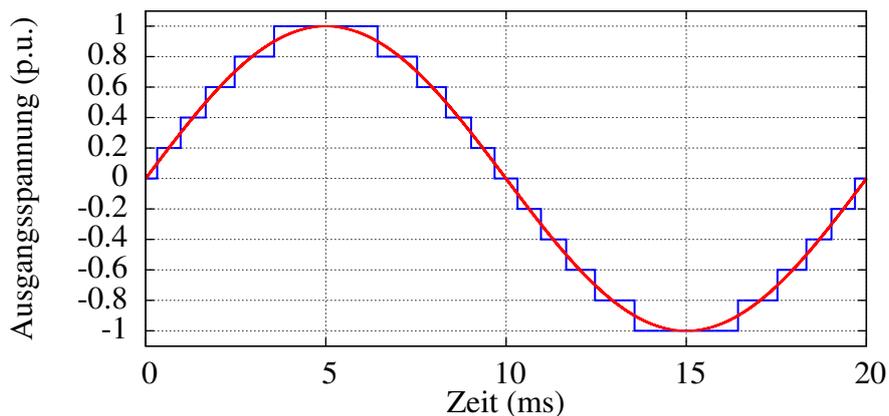
Über die einstellbare Spannung der Module kann unter Kenntnis der von außen am Zweig anliegenden Spannung die über der Zweiginduktivität abfallende Spannung eingestellt und darüber der Strom durch den Zweig geregelt werden. Mit ausreichender Spannungsreserve lässt sich der modulare Multilevelzweig also wie eine gesteuerte Stromquelle betreiben. Der Zweigstrom selbst fließt kontinuierlich und es finden keine Kommutierungsvorgänge auf Zweigebene statt. Diese sind ausschließlich auf das Innere der einzelnen Module beschränkt. Entsprechend ist nur beim Entwurf der Module ein niederinduktiver Aufbau sicherzustellen. Da die Induktivität auf Zweigebene sogar zur Regelung des Stroms notwendig ist, gibt es diese Anforderung dort nicht.

Um einen dauerhaft stabilen Betrieb eines modularen Multilevelzweigs zu gewährleisten, muss sichergestellt werden, dass die Kondensatorspannungen der einzelnen Module ihren Sollwert im Wesentlichen beibehalten. Die Summe der in den Modulen des Zweigs gespeicherten Energien ändert sich durch den Zweigstrom und die Zweigspannung, welche durch den Betrieb der realisierten Topologie vorgegeben sind. Diese Zweigenergie lässt sich für einen von der Topologie unabhängig untersuchten Zweig daher nicht betrachten. Das Sicherstellen der gewünschten Verteilung der Energie zwischen den einzelnen Modulen eines Zweigs geschieht jedoch topologieunabhängig auf Zweigebene und wird im Rahmen der Modulation im folgenden Abschnitt betrachtet.

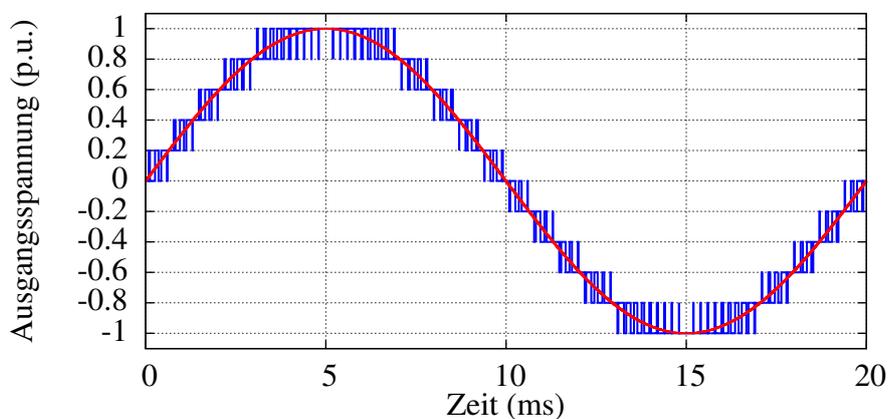
2.3 Modulation und Energieregulierung innerhalb eines Zweigs

Um die gewünschte Ausgangsspannung eines Zweigs einzustellen, gibt es mehrere Möglichkeiten. Die einfachste Möglichkeit stellt die Verwendung einer sogenannten „Nearest Level Modulation“ dar [28]. Dabei entspricht die Anzahl der eingeschalteten Module dem gerundeten Modulationsindex. Der resultierende stufenförmige Ausgangsspannungsverlauf ist exemplarisch in Abbildung 2.4a für einen Zweig mit fünf Vollbrückenmodulen gezeigt. Das Runden führt dabei zu einem Fehler in der eingestellten Zweigspannung. Als Alternative kann eine

Pulsdauermodulation („Pulse-Width Modulation“, PWM) verwendet werden, die zu einem Ausgangsspannungsverlauf entsprechend Abbildung 2.4b führt. Die Ein- und Ausschaltdauer der Module innerhalb eines PWM-Takts stellt dabei im Mittel den gewünschten Ausgangsspannungswert ein. Abgesehen vom gewünschten Spannungswert beinhaltet die Ausgangsspannung schaltfrequente Oberschwingungen. In dieser Arbeit wird ein PWM-Verfahren verwendet. Die vorgestellte Strom- und Zweigenergieregung ist aber unabhängig vom gewählten Modulationsverfahren einsetzbar.



(a) „Nearest Level Modulation“



(b) Pulsdauermodulation

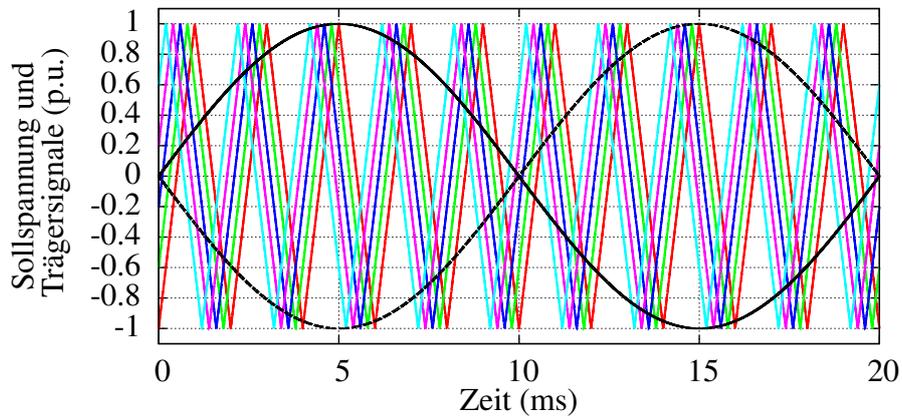
Abbildung 2.4: Soll- und Ausgangsspannung eines Zweigs mit fünf Vollbrücken für unterschiedliche Modulationsverfahren

Bei modularen Multilevelumrichtern ist die Betrachtung der Modulation immer eng mit der Energieregung der Module innerhalb eines Zweigs verknüpft. Die Spannungen der Zwischenkreiskondensatoren – und damit die gespeicherte Energie – der in Serie geschalteten Module eines Zweigs sind auf dem gleichen Niveau zu halten. Dies kann über die Entscheidung, wann welches Modul bei welchem Zweigstrom ein- oder ausgeschaltet wird, beeinflusst werden und

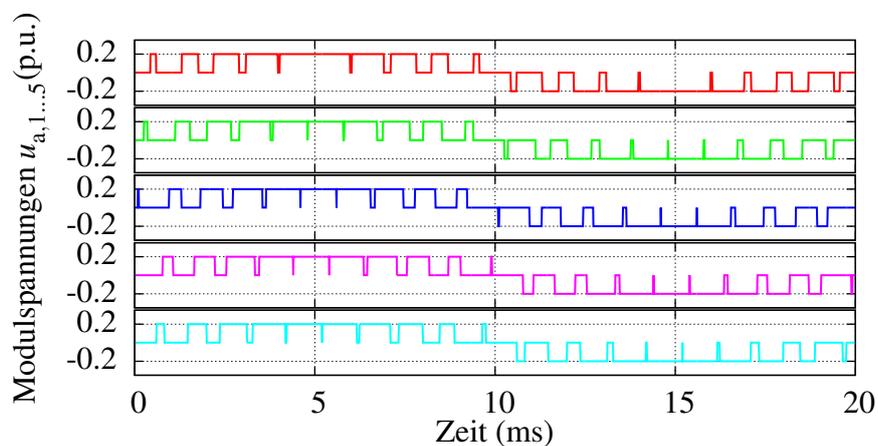
ist dadurch mit dem Modulationsverfahren verknüpft. In der Literatur wird eine große Anzahl an PWM-Verfahren für modulare Multilevelumrichter betrachtet. Mehrheitlich lassen sich diese Verfahren hinsichtlich der genutzten Energieregulierung innerhalb des Zweigs in zwei verschiedene Ansätze aufteilen: In „Individual Balancing Control“ und in auf Sortierung basierende Verfahren. Bei der „Individual Balancing Control“ gibt es einen zusätzlichen Regler je Modul, welcher die Abweichung der Modulkondensatorspannung von der Sollkondensatorspannung des jeweiligen Zweigs über den Ausgangsspannungssollwert für dieses Modul regelt. Dabei wird das Vorzeichen des Reglerausgangs abhängig von der Zweigstromrichtung und dem Vorzeichen der Zweigausgangsspannung angepasst [29]. Abhängig von den Vorzeichen des Stroms und der Ausgangsspannung sowie der Abweichung der Kondensatorspannung wird ein Modul dann länger oder kürzer innerhalb des jeweiligen PWM-Takts eingesetzt.

Der so angepasste Ausgangsspannungssollwert des Moduls wird an die eigentliche PWM weitergegeben, welche dann den Schaltzustand bestimmt. Die zusammen mit der „Individual Balancing Control“ eingesetzte PWM verwendet für jedes Modul ein eigenes Trägersignal. Diese Trägersignale sind für die unterschiedlichen Module innerhalb des Zweigs zueinander phasenverschoben, woraus die Bezeichnung „Phase Shifted Pulse Width Modulation“ (PS-PWM) folgt. Für Vollbrückenmodule sind die Trägersignale der Module eines Zweigs dabei entsprechend der Anzahl der Module des Zweigs n_{mpb} gleichmäßig um $180^\circ/n_{\text{mpb}}$ zueinander phasenverschoben [30]. Abbildung 2.5 zeigt die prinzipielle Darstellung einer PS-PWM. Zu sehen sind die phasenverschobenen Trägersignale der fünf Vollbrückenmodule, die Ausgangsspannungen und der gleiche sinusförmige Sollspannungsverlauf für all diese Module. Entsprechen die Zwischenkreisspannungen nicht ihrem Sollwert, würde sich dieser Sollspannungsverlauf aufgrund des Eingriffs der „Individual Balancing Control“ für die einzelnen Module unterscheiden. Neben der Sollspannung nutzt die PS-PWM bei Vollbrückenmodulen die Sollspannung mit geändertem Vorzeichen. Beide werden mit dem Trägersignal des entsprechenden Moduls verglichen. Aus den beiden Vergleichen je Modul folgt direkt der Schaltzustand der beiden Halbbrücken des jeweiligen Moduls. Im Gegensatz zur PS-PWM mit Vollbrückenmodulen wird bei Halbbrückenmodulen nur ein Trägersignal je Modul benötigt und die Trägersignale innerhalb des Zweigs sind um $360^\circ/n_{\text{mpb}}$ zueinander phasenverschoben. Nachteil der „Individual Balancing Control“ mit PS-PWM ist der steigende Implementierungsaufwand aufgrund des für jedes einzelne Modul benötigten Reglers mit einer eigenen PWM.

Bei den auf Sortierung basierenden Verfahren findet die Energieregulierung der Module innerhalb des Zweigs nicht vor der Modulation statt, sondern zusammen beziehungsweise danach [31]. Zuerst erfolgt die Generierung von PWM-Pulsmustern, bei denen die Anzahl der ein- und ausgeschalteten Module sowie der Aussteuergrad für ein PWM-Modul bestimmt wird. Den Modulen im Zweig werden dann die benötigten Schaltzustände zugeordnet, wofür zuvor eine Sortierung anhand ihrer Kondensatorspannung erfolgt. Abhängig vom Vorzeichen der gewünschten Zweigspannung und dem Vorzeichen des Zweigstroms sind entweder zuerst die Module mit der niedrigsten Kondensatorspannung oder mit der höchsten Kondensatorspannung einzusetzen, um die Spannung zu generieren. Dies beeinflusst, welche Module zuerst entladen und geladen werden, was die Module auf der gleichen mittleren Kondensatorspannung hält. Eine leichte Anpassung an dieses Verfahren nehmen Baruschka und Mertens in [32] vor. Anstatt ein einzelnes PWM-Modul zu nutzen, wird in jedem PWM-Zyklus ein Modul ein- und ein



(a) Zweigsollspannung mit Trägersignalen

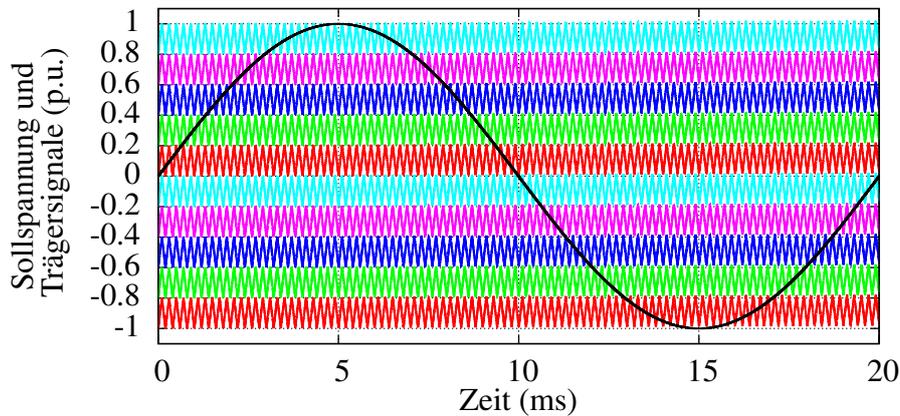


(b) Ausgangsspannung der Module bei identischen Sollspannungsverläufen

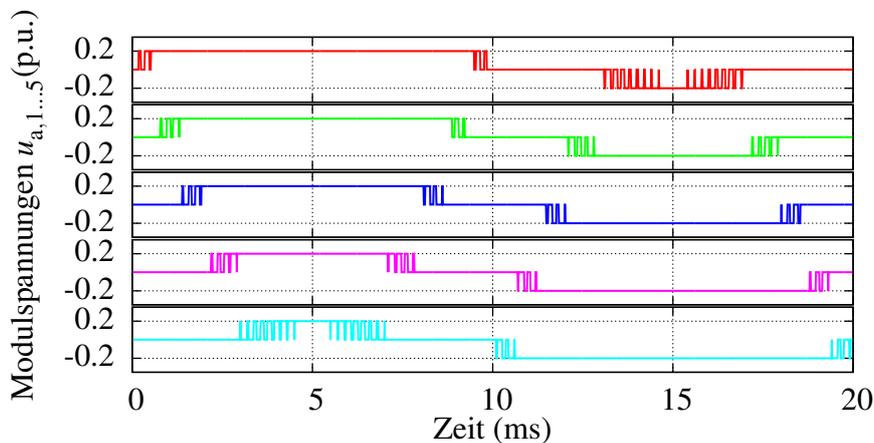
Abbildung 2.5: Beispiel einer PS-PWM für einen Zweig mit fünf Vollbrückenmodulen

anderes Modul ausgeschaltet. Dadurch werden die Kondensatorspannungen der Module noch besser aneinander angeglichen. Für die Generierung des PWM-Pulsmusters bei diesen sortierungsbasierten Verfahren kann beispielsweise eine „Level Shifted Pulse Width Modulation“ (LS-PWM) entsprechend Abbildung 2.6 verwendet werden.

Andere sortierungsbasierte Verfahren mit LS-PWM ordnen direkt je zwei Trägersignale – eines für positive Ausgangsspannungen und eines für negative Ausgangsspannungen – einem Vollbrückenmodul zu [33]. In Abbildung 2.6 entspricht dies den Trägersignalen gleicher Farbe und führt bei unveränderter Sortierung zu den Ausgangsspannungen der Module in Abbildung 2.6b. Basierend auf der Sortierung der Module und dem Vorzeichen des Zweigstroms wird die Reihenfolge der Trägersignale angepasst, um die Kondensatorspannungen aneinander anzugleichen.



(a) Zweigsollspannung mit Trägersignalen



(b) Ausgangsspannung der Module bei unveränderter Sortierung

Abbildung 2.6: Beispiel einer LS-PWM für einen Zweig mit fünf Vollbrückenmodulen

Bei beiden beschriebenen sortierungsbasierten Ansätzen kann es durch größere Veränderungen in der Reihenfolge der sortierten Module zwischen zwei PWM-Zyklen zu zusätzlichen Schaltvorgängen und damit einer erhöhten Schaltfrequenz kommen. Dies kann durch zusätzliche Maßnahmen unterbunden werden. Beispielsweise kann eine Einschränkung erfolgen, wie viele Module ihren Schaltzustand pro PWM-Zyklus ändern, beziehungsweise wie viele Trägersignale in ihrer Reihenfolge ausgetauscht werden.

Die in dieser Arbeit vorgestellte allgemeine Strom- und Zweigenergieregung ist mit allen beschriebenen Verfahren zur Modulation und Energieregung innerhalb der Zweige kompatibel. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit wird bei den durchgeführten Untersuchungen ein auf Sortierung basierendes Verfahren nach [32] eingesetzt.

2.4 Übersicht über modulare Multilevelumrichter-Topologien

Auf Basis der modularen Multilevelzweige kann eine Vielzahl an Topologien für unterschiedliche Anwendungen realisiert werden. Der am längsten kommerziell genutzte modulare Multilevelumrichter ist der CHB (auch „Modular Multilevel Cascade Converter based on Single-Star Bridge Cells“ beziehungsweise „Modular Multilevel Cascade Converter based on Single-Delta Bridge Cells“ [19]). Unter Verwendung eines Mehrwicklungstransformators wird jeder Modulzwischenkreis des CHB über einen aktiven oder passiven Gleichrichter gespeist [13]. Diese Variante des CHB wird im Folgenden als AC/AC-CHB bezeichnet. Die insgesamt drei Zweige werden beim AC/AC-CHB im Stern geschaltet und liefern eine dreiphasige Ausgangsspannung, siehe Abbildung 2.7.

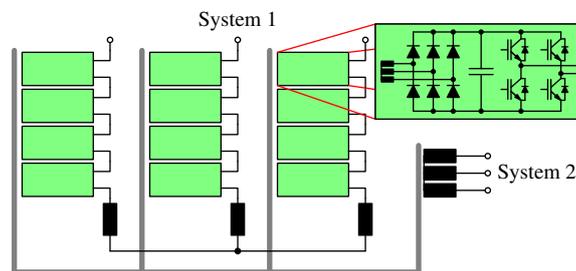


Abbildung 2.7: AC/AC-CHB

Die AC/AC-Variante des CHB wird als Umrichter für Mittelspannungsantriebe eingesetzt und von der Siemens AG vermarktet [34]. Eine Gegenüberstellung von AC/AC-CHB und anderen Topologien für Mittelspannungsantriebe ist in [9] zu finden. Nachteilig ist beim CHB der mit steigender Modulanzahl komplexer werdende Transformator. Durch die separate Einspeisung für jedes Modul kann die Energieregulierung zwischen Modulen und Zweigen im Vergleich zu anderen modularen Multilevelumrichter-Topologien entfallen.

Daneben kommt der CHB ebenfalls mit Modulen ohne zusätzliche Einspeisung über einen Mehrwicklungstransformator zum Einsatz. Dafür können die drei mit Vollbrückenmodulen bestückten Zweige im Stern oder Dreieck verschaltet werden, vergleiche Abbildung 2.8. In diesen beiden Fällen ist der CHB als „Static Synchronous Compensator“ (STATCOM) für „Flexible AC Transmission Systems“ (FACTS) einsetzbar [35]. Als STATCOM unterstützt der CHB dabei durch Blindleistungskompensation die Netzstabilisierung. Die Siemens AG, ABB Ltd und General Electric bieten entsprechende Produkt auf Basis des CHB an [36]–[38].

Einige Veröffentlichungen schlagen den CHB außerdem für die Anbindung von Batteriespeichern ans Netz vor [26], [39]. Dabei ist der Batteriespeicher verteilt in alle Module integriert. Analog dazu wird der CHB auch als Umrichter für elektrische Fahrzeuge mit Batteriespeicher betrachtet [40], [41]. Ebenfalls untersucht wird die Netzanbindung großer Solarparks mithilfe des CHB [42], [43]. Dabei ist die Verwendung eines in Dreieck geschalteten CHB vorteilhaft, weil sich selbst bei maximal unsymmetrisch erzeugter Leistung in den unterschiedlichen Zweigen die Zweigströme durch die Zweigenergieregulierung nur geringfügig erhöhen [27].

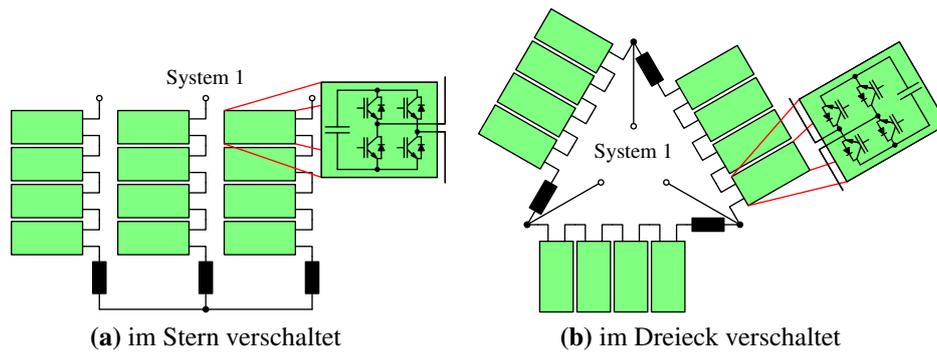


Abbildung 2.8: CHB

Aufgrund der simplen Struktur des CHB mit nur drei Zweigen gestaltet sich die Strom- und Zweigenergieregulation im Vergleich zu anderen modularen Multilevelumrichter-Topologien einfach. Für den CHB in Dreieckschaltung wird der Kreisstrom für die Zweigenergieregulation eingesetzt, wie beispielsweise in [42], [44]–[46] beschrieben. Üblicherweise wird dabei eine kaskadierte Regelung basierend auf PI-Reglern eingesetzt, wobei der innere Regler die Ströme und der äußere Regler die Energien regelt. Als zusätzliche Anforderung durch die Anwendung als STATCOM zur Flickerkompensation bei Lichtbogenöfen muss die Zweigenergieregulation auch für Gegensystem-Blindleistung sowie niederfrequente Blindleistungsanteile stabil bleiben [44]. Außer der Verwendung des CHB zur Flickerkompensation führen Hagiwara et al. in [44] gekoppelte Zweiginduktivitäten ein, welche nur noch für den Kreisstrom, nicht jedoch für die Systemströme wirksam sind. Alternativ zu den bisher aufgeführten Regelungen betrachtet [47] eine prädiktive Regelung, die den CHB in Dreieckschaltung als „multiple-input multiple-output“ System behandelt.

Für die Zweigenergieregulation des CHB in Sternschaltung steht kein Kreisstrom zur Verfügung. Stattdessen ist hier eine Nullsystem-Spannung zu nutzen, welche auch als Sternpunktspannung bezeichnet wird. Auf dem Einsatz von Sternpunktspannung basierende Zweigenergieregulungen, welche sich außerdem zum Betrieb mit unsymmetrischer Netzspannung eignen, stellen zum Beispiel [39], [48], [49] vor. Mithilfe der Sternpunktspannung können außerdem Modulausfälle in einzelnen Zweigen über eine Mittelpunktverschiebung kompensiert werden [39]. [50], [51] stellen prädiktive Stromregelungsverfahren für den CHB in Sternschaltung vor. Eine prädiktive Regelung unter Berücksichtigung ungleicher Zweigleistungen durch Photovoltaik-Module in den Modulen wird in [52] eingeführt. Nimmt man eine Störung der Netzströme in Kauf, sind die Zweigenergien außer mit der Sternpunktspannung auch über eine Gegensystem-Netzstromkomponente regelbar [53], [54]. Eine solche auf Gegensystem-Netzstromkomponenten basierende Zweigenergieregulation ist auch mit dem Einsatz von Sternpunktspannungen zur Regelung kombinierbar. [53] nutzt diese Kombination der beiden Zweigenergieregulungsansätze für den Fall ungleicher Einspeisung in die Module durch erneuerbare Energiequellen. Eine Gegenüberstellung der Zweigenergieregulungen für CHB in Sternschaltung und in Dreieckschaltung zeigt [27].

Der komprimierte Literaturüberblick zum CHB zeigt, dass die Regelung dieser Topologie bereits

ausführlich betrachtet wurde. Sowohl die Strom- als auch die Zweigenergieregulation wurden von verschiedenen Quellen untersucht. Bedingt durch die typischen Applikationen des CHB wurde dabei auch der Betrieb bei unsymmetrischen Netzen berücksichtigt.

Eine weitere aus modularen Multilevelzweigen realisierbare Topologie ist der MMC (auch „Modular Multilevel Cascade Converter based on Double-Star Bridge Cells“ beziehungsweise „Modular Multilevel Cascade Converter based on Double-Star Chopper Cells“ [19]), siehe Abbildung 2.9. Wie auch beim CHB gibt es eine Vielzahl an Publikationen zum MMC und bereits unterschiedliche industrielle Anwendungen. Besonders bedeutend ist der MMC für die HGÜ. Für diese Anwendung gibt es unter anderem Produkte von der Siemens AG und ABB Ltd basierend auf dem MMC mit Halbbrückenmodulen [55], [56]. Des Weiteren vertreiben die Siemens AG und General Electric einen MMC für HGÜ-Anwendungen mit Vollbrückenmodulen [55], [57]. Als vorteilhaft beim MMC mit Vollbrückenmodulen erweist sich dabei die Möglichkeit, DC Fehler behandeln zu können. Durch Vollbrückenmodule steigt im Gegenzug aber die Anzahl an benötigten Halbleiterschaltern.

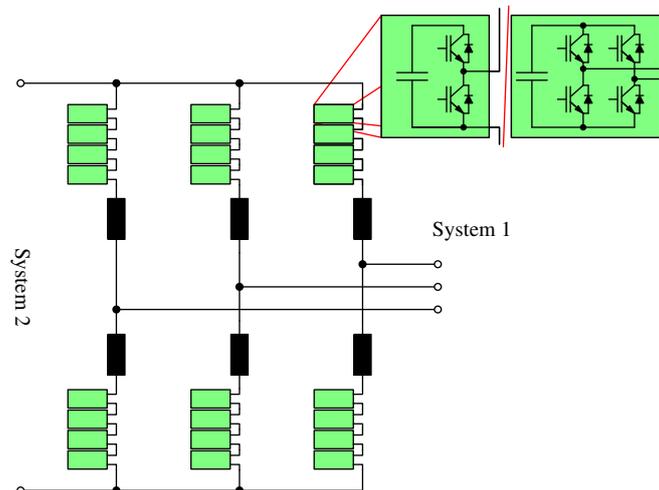


Abbildung 2.9: MMC

Außer für HGÜ-Anwendungen wird der MMC von der Siemens AG kommerziell als Umrichter für Mittelspannungsantriebe eingesetzt [58], [59]. Dort werden entweder zwei MMC mit Halbbrückenmodulen, ein MMC zusammen mit einem Dreilevel-NPC-Umrichter oder ein MMC zusammen mit einem passiven Gleichrichter über einen DC Zwischenkreis verbunden. Neben diesen Anwendungen wird wie beim CHB ebenfalls der Einsatz für Batteriespeichersysteme im Mittelspannungsnetz diskutiert [26], [60], [61]. Baruschka und Mertens vergleichen in [26] den MMC mit Halbbrückenmodulen und einem zentralen Batteriespeicher im Zwischenkreis mit einem CHB mit verteilten Batteriespeichern in den Modulen. Der Vergleich von Hillers et al. in [61] betrachtet statt des MMC mit einem zentralen Batteriespeicher den MMC mit Halbbrückenmodulen und verteilten Energiespeichern. Beide Veröffentlichungen kommen zum Schluss, dass der CHB für Batteriespeicheranwendung besser geeignet ist als der MMC. Neben dem MMC in Abbildung 2.9 existieren außerdem leicht angepasste Varianten mit auf unterschiedliche Weise

magnetisch gekoppelten Zweiginduktivitäten [62], [63]. Diese zielen auf eine Reduzierung der Kosten und des Volumens der Zweiginduktivitäten ab.

Alternativ zu einer Gleichspannung kann es sich beim einphasigen System auch um eine Wechselspannung handeln [64]. In diesem Fall müssen zwangsweise Vollbrückenmodule für den MMC verwendet werden, um die negativen Zweigspannungen realisieren zu können. Bei der einphasigen Wechselspannung kann es sich beispielsweise um das 16,7 Hz Bahnnetz handeln.

Die einfachste Möglichkeit, den MMC an einem DC Zwischenkreis zu betreiben, besteht darin, nur den Strom und die Gesamtenergie zu regeln, aber keine Zweigenergieregung zu verwenden [29], [65]. Diese Betriebsweise kann aber abhängig vom Arbeitspunkt des MMC zu instabilem Verhalten führen, weil die gespeicherte Energie nicht mehr gleichmäßig zwischen den Zweigen verteilt ist [62]. Infolgedessen werden bei vielen Veröffentlichungen getrennte Regler für jedes Zweigpaar (zwei Zweige, die mit derselben Phase des dreiphasigen Systems verbunden sind) eingesetzt [62], [66]. Aber auch dieses Vorgehen kann zu Problemen führen. Da die Regler jedes Zweigpaars bei Sollwertabweichungen der Zweigenergien unabhängig voneinander einen AC Strom durch die beiden zugehörigen Zweige einprägen können, kann es zu einem unerwünschten Stromanteil im einphasigen System mit der Frequenz des dreiphasigen Systems kommen. Mithilfe einer entkoppelten Stromregelung von Systemströmen und inneren Kreisströmen wie beispielsweise in [67]–[70] kann dies verhindert werden. Außerdem können durch die gezielte Regelung der Kreisströme die in vielen Veröffentlichungen diskutierten Zweigstromanteile mit doppelter Frequenz des dreiphasigen Systems beseitigt werden. Diese treten bei Verzicht auf eine Kreisstromregelung oder spezielle Maßnahme zur Unterdrückung – beispielsweise im Rahmen der Modulation – auf [71]. Alternativ zu den üblicherweise kaskadierten Regelungsansätzen führen Münch et al. in [72] eine vollständige Betrachtung und Regelung der Ströme und Energien des MMC im Zustandsraum durch, was aber zu einer komplizierteren bilinearen Zustandsraumdarstellung führt.

Der Betrieb des MMC bei einer niedrigen Frequenz für das dreiphasige System ist durch die frequenzabhängige Vergrößerung der betriebsbedingten Energieschwankung in den Zweigen kritisch. Die größere Energieschwankung erhöht für solche Betriebspunkte den Kapazitätsbedarf der Module. Außerdem ist bei einer Frequenz von Null kein stabiler Betrieb mehr möglich. Über eine zusätzliche Vorsteuerung für Kreisströme und Sternpunktspannung des MMC sind die niederfrequenten Zweigleistungsanteile kompensierbar, wodurch die Zweigenergieschwankungen bei niedrigen Frequenzen sinken und auch ein Betrieb mit einer Frequenz von Null möglich wird [73]. Nachteilig sind dabei die erhöhten Zweigströme, welche durch die benötigten Kreisströme entstehen, und die damit verbundenen Verluste.

Neben den bereits industriell genutzten CHB und MMC existieren noch weitere Topologien, die aus modularen Multilevelzweigen aufgebaut sind. Eine davon ist der in Abbildung 2.10 gezeigte MMMC (auch „Modular Multilevel Cascade Converter based on Triple-Star Bridge Cells“ [19]). Dieser verbindet zwei Drehstromsysteme direkt ohne einen zentralen DC Zwischenkreis und verwendet wegen der benötigten negativen Zweigspannung Vollbrückenmodule. Kommerziell findet der MMMC noch keine Verwendung, er wird aber als Alternative zum „Cycloconverter“ für Mittelspannungsantriebe mit niedriger Nennfrequenz gesehen [74]. Okazaki et al. vergleichen

in [74] den MMC und MMC für Antriebsanwendungen. Es wird gezeigt, dass der MMC wegen seiner kleineren Zweigenergieschwankung bei niedrigen Frequenzen besser für langsam drehende Antriebe mit einem konstanten Lastmoment wie zum Beispiel bei Förderbändern, Erzmühlen und Walzwerken geeignet ist. Der MMC ist hingegen bei Antrieben mit höheren Nenn Drehzahlen und quadratischer Drehmoment-Drehzahlkennlinie wie beispielsweise bei Pumpen, Gebläsen und Verdichtern überlegen. Wie beim CHB und MMC kann der MMC auch mit magnetisch gekoppelten Induktivitäten aufgebaut werden, womit sich Kosten und Volumen der Zweiginduktivitäten verringern [75], [76].

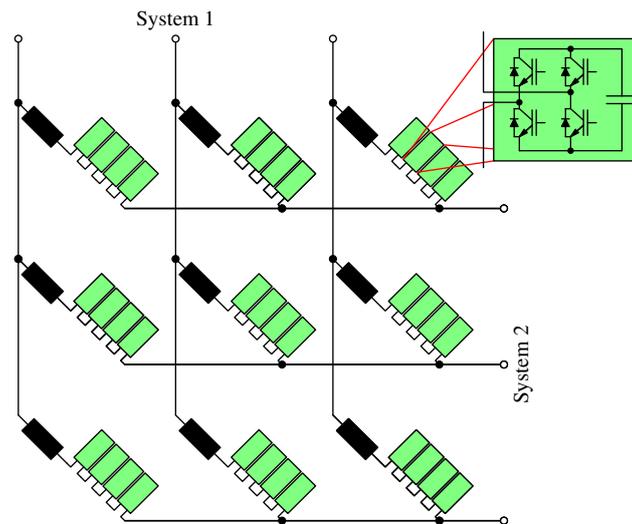


Abbildung 2.10: MMC

Ähnlich zur Regelung des MMC findet beim MMC eine entkoppelte Regelung für die Systemströme und Kreisströme Verwendung [77]–[80]. Für die Zweigenergieregulation können die Kreisströme und die Sternpunktspannung genutzt werden. Aufgrund der größeren Anzahl an Kreisströmen als beim MMC ergeben sich mehr Möglichkeiten, die Zweigenergieregulation zu realisieren. Verschiedene Varianten der Zweigenergieregulation basierend auf Kombinationen von gruppierten Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteilen werden von Kawamura et al. in [81] vorgestellt. Außerdem analysieren Kammerer et al. in [82] detailliert, welche Zweigleistungen durch welche Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteile mit unterschiedlichen Frequenzen und Phasenlagen entstehen.

Genau wie beim MMC ist der Betrieb des MMC bei niedriger Frequenz für eines der Systeme kritisch. Auch hier ist die unerwünschte niederfrequente Zweigleistung mithilfe von vorgesteuerten Kreisstromanteilen kompensierbar, wobei zwei verschiedene Ansätze in der Literatur zu finden sind [83], [84]. Zusätzlich zum Betrieb bei niedrigen Frequenzen ist ebenfalls der Betrieb bei ähnlichen oder gleichen Frequenzen der verbundenen Systeme problematisch. Auch hier steigt die Zweigenergieschwankung und es ergibt sich ohne zusätzliche Maßnahmen ein instabiles Verhalten für gleiche Frequenzen. Durch eine Vorsteuerung der Kreisströme nach [85] ist ein Betrieb bei solchen Arbeitspunkten ohne erhöhten Kapazitätsbedarf, aber auf Kosten zusätzlicher Zweigströme und Verluste, möglich. Eine zusätzliche Einschränkung ist, dass bei

diesem Verfahren die Blindleistung eines Systems nicht mehr frei gewählt werden kann. Ein von Kammerer et al. in [82] vorgestelltes Alternativverfahren ohne diese Einschränkung verwendet eine Vorsteuerung für die Sternpunktspannung zusammen mit zusätzlichen Kreisströmen.

Eine weitere aus modularen Multilevelzweigen bestehende Topologie zur Verbindung zweier Drehstromsysteme ohne zentralen DC Zwischenkreis ist der Hexverter (auch „Modular Multilevel Cascade Converter based on Double-Delta Bridge Cells“, entsprechend [19]), siehe Abbildung 2.11. Eine mögliche Anwendung des Hexverters stellen wie beim MMC Mittelspannungsantriebe dar. Ilves et al. vergleichen in [86] den Hexverter, den MMC und den MMC (in „back to back“ Verschaltung) als AC/AC-Umrichter hinsichtlich deren Halbleiterbedarfs und über die Zweigenergieschwankung hinsichtlich deren Kapazitätsbedarfs. Dabei ist der Halbleiterbedarf des MMC geringer als der des Hexverters und des MMMC, wobei der Halbleiterbedarf des MMMC ohne spezielle Betriebsmodi kleiner ist als der des Hexverters. Für ähnliche Frequenzen in beiden Systemen ist bei der Betrachtung von Ilves et al. der MMC ebenfalls bezüglich der Zweigenergieschwankung überlegen. Die Zweigenergieschwankung bei niedrigen Frequenzen ist beim Hexverter niedriger als beim MMC, aber höher als beim MMMC. Ein Vergleich zwischen den drei Topologien für die Anwendung als Umrichter einer Windenergieanlage in [87] kommt für das gewählte Szenario zum gleichen Ergebnis. Vorteilhaft beim Hexverter ist die geringere Modulanzahl als beim MMC und MMMC. Neben der Nutzung für Mittelspannungsantriebe wird der Hexverter auch für Netzanwendungen vorgeschlagen. Dort wird er als Umrichter zur Leistungsflussregelung und für sogenannte „Soft Open Points“ untersucht [88], [89]. Eine besondere Anwendungsmöglichkeit des Hexverters ist der Betrieb eines MMC mit reduzierter Leistung als Hexverter nach einem Zweigausfall [90]. Analog zu den zuvor beschriebenen Topologien lassen sich auch beim Hexverter Kosten und Volumen der Zweiginduktivitäten verringern, indem diese magnetisch gekoppelt werden [91].

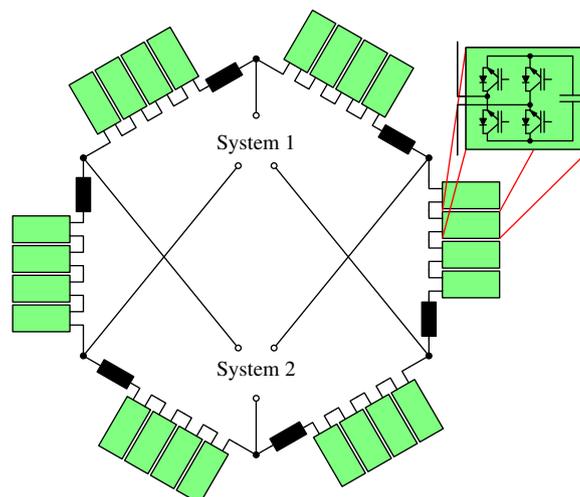


Abbildung 2.11: Hexverter

Da der Hexverter nur einen Kreisstrom besitzt, kann die Zweigenergieregulation nicht ausschließlich mit Kreisstromanteilen erfolgen. Zusätzlich ist immer die Verwendung einer Sternpunktspannung notwendig. Neben der Stromregelung beschreibt [32] die für den Betrieb mit

Blindleistung benötigte Vorsteuerung für Kreisstrom und Sternpunktspannung. Eine vollständige Betrachtung der Zweigenergieregulation folgt in [92], [93]. Auch der Betrieb bei niedrigen Frequenzen und die dafür benötigte Kompensation der problematischen Zweigleistungskomponenten wurde für den Hexverter vorgestellt [94]. Im Gegensatz zum MMC existiert bisher kein Verfahren, um den Betrieb bei ähnlichen oder gleichen Frequenzen zu ermöglichen.

Neben den zuvor beschriebenen Topologien, welche ausschließlich aus modularen Multilevelzweigen aufgebaut sind, existieren auch modulare Multilevelumrichter, welche ebenfalls aus zusätzlichen Komponenten bestehen. Zu diesen Hybridtopologien gehört zum Beispiel der „Alternate Arm Converter“ [95]. Dieser entspricht einem MMC mit Vollbrückenmodulen und einem zusätzlich in Serie geschalteten Schalter in jedem Zweig. Im Gegensatz zum MMC teilt sich bei diesem Umrichter der Strom einer Phase nicht gleichmäßig zwischen den beiden an die Phase angeschlossenen Zweigen auf, sondern fließt immer nur durch einen der beiden Zweige. Durch die von den zusätzlichen Schaltern gesperrte Spannung kann die Anzahl der Module je Zweig verkleinert werden. Ein Nachteil beim „Alternate Arm Converter“ ist, dass DC-seitig ein Strom mit sechsfacher Netzfrequenz auftritt, weshalb ein zusätzliches Filter nötig ist. Eine andere Hybridtopologie stellen Kucka und Baruschka in [96] vor. Dort wird der MMC mit Vollbrücken als AC/AC-Umrichter betrieben und der einphasige Ausgang über einen Mittelfrequenztransformator mit einem Thyristorgleichrichter in Zweipulsbrückenschaltung verbunden. Dieser wiederum ist an einen DC Zwischenkreis angeschlossen. Die Kommutierungsspannung der Thyristoren wird bei dieser Topologie vom MMC bereitgestellt. Durch die höher wählbare Frequenz am einphasigen Ausgang und die angewendete Regelung verringert sich der Kapazitätsbedarf gegenüber dem MMC. Ein ähnlicher Ansatz basierend auf dem MMC im AC/AC-Betrieb und Mittelfrequenztransformatoren wird in [97] verfolgt.

Außer diesen beiden Hybridtopologien wurde eine Vielzahl weiterer vorgestellt, unter anderem in [98], [99]. Die nur beispielhaft aufgeführten Hybridtopologien sollen deutlich machen, dass es sich bei den zuvor erwähnten CHB, MMC, MMMC und Hexverter nicht um eine vollständige Übersicht aller modularen Multilevelumrichter-Topologien handelt. Die in dieser Arbeit betrachtete Klasse von Umrichtern beinhaltet aber ausschließlich Topologien, welche nur aus modularen Multilevelzweigen aufgebaut sind.

2.5 Definition von Kreisströmen und Sternpunktspannung

Für die Regelung modularer Multilevelumrichter gehören die schon zuvor erwähnten Kreisströme und Sternpunktspannungen zu den entscheidenden Größen. An dieser Stelle sollen diese ausführlicher beschrieben und die Bedeutungen der Begriffe definiert werden. Gerade beim Begriff des Kreisstroms existieren im Zusammenhang mit dem MMC in der Literatur unterschiedliche Definitionen. Die Begriffserklärung wird auch deshalb anhand des MMC als Topologiebeispiel illustriert.

Abbildung 2.12 zeigt den MMC mit eingezeichneten Stromzählpfeilen und mit eingezeichneter

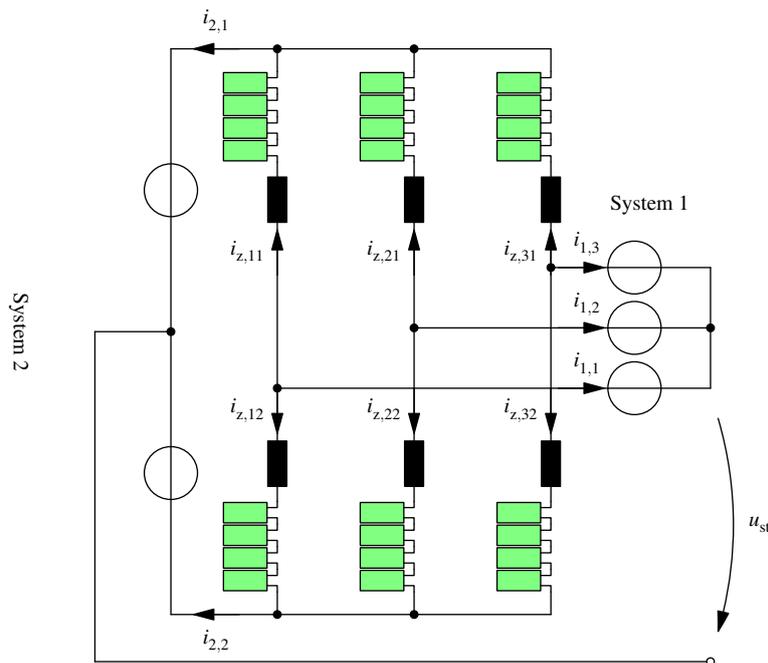


Abbildung 2.12: MMC mit Zählpfeilen für Ströme und Sternpunktspannung

Sternpunktspannung. Die beiden verbundenen Systeme sind vereinfacht als ideale Spannungsquellen dargestellt. Die zu den beiden Systemen fließenden Ströme werden in dieser Arbeit als Systemströme bezeichnet. Für das Beispiel in Abbildung 2.9 sind dies die Ströme $i_{1,1}$, $i_{1,2}$, $i_{1,3}$, $i_{2,1}$ und $i_{2,2}$. Neben den Systemströmen können die Zweigströme $i_{z,11}$, $i_{z,12}$, $i_{z,21}$, $i_{z,22}$, $i_{z,31}$ und $i_{z,32}$ auch weitere Anteile beinhalten. Diese fließen nur innerhalb des Umrichters und beeinflussen nicht die Ströme in den beiden Systemen. Solche inneren Ströme werden in dieser Arbeit als Kreisströme bezeichnet. Es ist möglich, die inneren Ströme auf unterschiedliche Art und Weise auszudrücken. Beispielsweise kann für jeden Zweigstrom ein eigener Kreisstromanteil definiert werden. Im Fall des MMC erhält man damit sechs Kreisströme bei sechs Zweigen. Der Nachteil dieser Beschreibungsform ist, dass diese sechs Kreisstromanteile voneinander abhängig sind. Der Grund hierfür ist, dass es abgesehen von den Systemströmen beim MMC nur zwei unabhängige Ströme gibt, was in Abschnitt 3.2 noch ausführlicher erläutert wird. Deshalb werden in dieser Arbeit voneinander unabhängige Ströme als Kreisströme definiert. Im Fall des MMC gibt es also zwei Kreisströme. Auch wenn die Bedingungen erfüllt sind, dass die definierten Ströme voneinander unabhängig sind und nicht die Systemströme beeinflussen, kann es trotzdem noch immer unterschiedliche Definitionen von Kreisströmen geben. All diese fallen unter den im Rahmen dieser Arbeit verwendeten Begriff Kreisstrom und sind als solche für die vorgestellte Regelung einsetzbar. Für das Beispiel des MMC ist

$$\begin{aligned}
 i_{\text{cir},1} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,11} - i_{z,22} - i_{z,21} + i_{z,22}), \\
 i_{\text{cir},2} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,21} - i_{z,22} - i_{z,31} + i_{z,32})
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

eine Möglichkeit, die Kreisströme zu definieren, welche auch bei der späteren Betrachtung des MMC verwendet wird. Analog dazu sind die Kreisströme für alle Topologien in dieser Arbeit entlang der Strompfade von Maschen innerhalb der Umrichter definiert. Kennt man alle Systemströme und Kreisströme, sind dadurch auch alle Zweigströme eindeutig bestimmbar.

Außerdem wird der Begriff Sternpunktspannung im Rahmen dieser Arbeit genutzt. Diese beschreibt die Spannung zwischen den beiden Sternpunkten (beziehungsweise Mittelpunkten) der verbundenen Systeme. Die Sternpunktspannung hängt damit direkt mit der für die beiden Systeme verwendeten Nullkomponente der Ausgangsspannung des Umrichters zusammen. Für das Beispiel des MMC ist die Sternpunktspannung u_{st} in Abbildung 2.12 eingezeichnet. Im Gegensatz zu den Kreisströmen, deren Anzahl von der betrachteten Topologie abhängt, gibt es immer nur eine Sternpunktspannung.

3 Randbedingungen, Annahmen und Eigenschaften

Dieses Kapitel beschreibt die unterschiedlichen für die Herleitung des verallgemeinerten Regelungsverfahrens festgelegten Randbedingungen und Einschränkungen sowie die getroffenen Annahmen. Modulare Multilevelumrichter-Topologien, welche diese Randbedingungen erfüllen, werden außerdem auf Basis der Graphen ihrer elektrischen Netzwerke allgemein analysiert und deren Gemeinsamkeiten aufgezeigt.

3.1 Randbedingungen und Annahmen

Die betrachtete Klasse von modularen Multilevelumrichtern ist über eine Reihe von gemeinsamen Eigenschaften definiert. Abgesehen von optional verwendeten Netzfiltern sind alle Topologien ausschließlich aus modularen Multilevelzweigen entsprechend Abschnitt 2.2 aufgebaut. Diese modularen Multilevelzweige sind sowohl mit Halb- als auch Vollbrückenmodulen entsprechend Abbildung 2.2 realisierbar. Jedoch berücksichtigt diese Arbeit keine zusätzlichen Anbindungen zur Speisung der Kondensatoren in den Modulen. Damit sind beispielsweise der AC/AC-CHB mit Mehrphasentransformator oder modulare Multilevelumrichter mit Batteriespeichern in den Modulen nicht Teil der Betrachtung.

Aufgabe der untersuchten modularen Multilevelumrichter-Topologien ist die Verbindung eines x -Leiter- mit einem y -Leiter-Systems. Bei den beiden Systemen handelt es sich typischerweise um das 3-phasige Netz, eine 3-phasige Maschine oder einen DC Zwischenkreis. Eine Ausnahme bildet der im Stern geschaltete CHB und seine Äquivalente für mehr als drei Phasen. Bei diesen gibt es nur ein x -Leiter-System, das mit einem Sternpunkt verbunden wird. Im Rahmen der später hergeleiteten Gleichungen können diese Sonderfälle als die Verbindung von einem x -Leiter-System mit einem "1"-Leiter-System interpretiert werden. Ohne Beschränkung der Allgemeinheit erfolgt die gesamte Betrachtung für im Stern geschaltete Systeme. Die Mittelpunkte der Systeme sind nicht verbunden und die Verbindung der beiden Systeme geschieht ausschließlich über die modularen Multilevelzweige. Jeder dieser Zweige verbindet den Leiter eines Systems mit dem Leiter eines anderen Systems, aber nicht die Leiter eines Systems untereinander.

Im Rahmen dieser Arbeit wird des Weiteren zwischen vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-

Matrixumrichtern und reduzierten $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichtern unterschieden. Bei den Ersteren ist jede Phase von System 1 mit jeder Phase von System 2 verbunden. Im Fall der reduzierten Anordnungen trifft dies nicht zu. Von den reduzierten $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichtern berücksichtigt diese Arbeit nur symmetrisch reduzierte Topologien. Bei diesen ist jeder Leiter eines Systems mit der gleichen Anzahl an Leitern des anderen Systems verbunden. Außerdem wird gefordert, dass der Graph des Umrichters ohne die beiden Systeme wie bei den vollständigen Topologien zusammenhängend ist. Ein Graph gilt als zusammenhängend, wenn alle Knoten untereinander über einen Pfad von Zweigen verbunden sind. Diese Anforderungen schließen zum Beispiel den Hexverter ein, bei dem jeder Leiter eines dreiphasigen Systems mit jeweils zwei Leitern des anderen dreiphasigen Systems verbunden ist und umgekehrt. Ein Gegenbeispiel für eine unsymmetrisch reduzierte Topologie wäre ein MMMC, bei dem nur genau ein Zweig entfernt wurde. Grundsätzlich lässt sich die vorgestellte verallgemeinerte Regelung auch auf diese reduzierten $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter anwenden. Aufgrund der Unsymmetrie ergeben sich aber schon bei der späteren Herleitung der Systemgleichung kompliziertere Zusammenhänge, die zusätzlich zu berücksichtigen sind.

Damit definiert sich die untersuchte Klasse von modularen Multilevelumrichter-Topologien über die folgenden Eigenschaften der zur Klasse gehörenden Topologien:

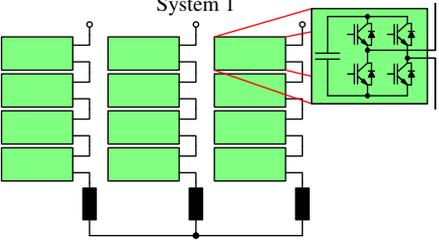
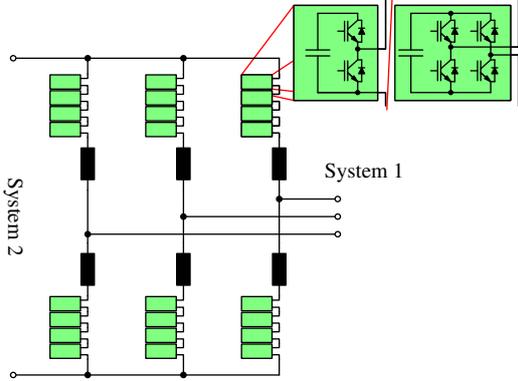
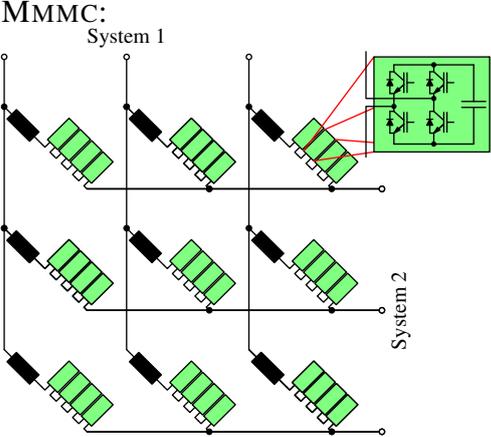
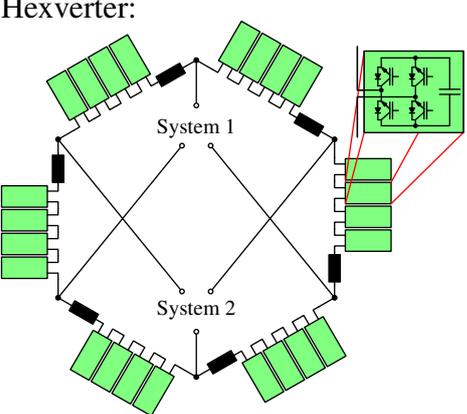
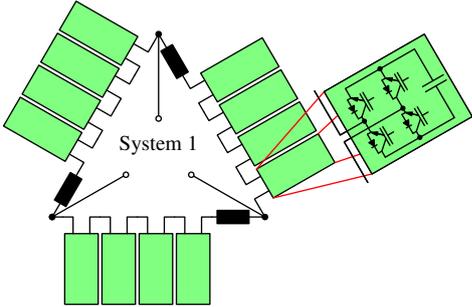
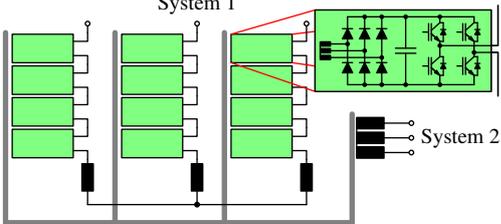
- Abgesehen von Netzfiltern bestehen die Topologien nur aus modularen Multilevelzweigen,
- die modularen Multilevelzweige verbinden den Leiter eines Systems mit einem Leiter des anderen Systems und
- die Module der modularen Multilevelzweige sind ausschließlich Halbbrücken- oder Vollbrückenmodule ohne eine zusätzliche Einspeisung in die Modulkondensatoren.

Die damit berücksichtigten und nicht berücksichtigten Topologien von denen in anderen Veröffentlichungen untersuchten modularen Multilevelumrichter-Topologien sind in Tabelle 3.1 gezeigt.

Für die folgenden Untersuchungen an der Klasse von modularen Multilevelumrichter-Topologien werden außerdem die folgenden Annahmen getroffen. Da Halbleiterverluste und Spannungsabfälle über den Halbleitern keinen Einfluss auf die grundsätzliche Funktion der Regelung haben, sind beide bei allen Betrachtungen vernachlässigbar. Für Betrachtungen bezüglich der Energieinhalte in den Zweigen wird nur die gespeicherte Energie in den Modulkondensatoren berücksichtigt, da die gespeicherte Energie in den Zweiginduktivitäten im Vergleich zu der gespeicherten Energie in den Modulkondensatoren gering ist. Weiterhin wird bei der Analyse und Herleitung die Modulation sowie die Regelung der Energien innerhalb der modularen Multilevelzweige als funktionierend angenommen. Dieser Teil der Energieregulation ist basierend auf den Grundlagen in Abschnitt 2.3 unabhängig von der betrachteten Umrichter-Topologie realisierbar.

Außerdem werden für die in der Arbeit durchgeführten Untersuchungen die mit den jeweiligen

Tabelle 3.1: Berücksichtigte und nicht berücksichtigte modulare Multilevelumrichter-Topologien aus der Literatur

Berücksichtigt	Nicht berücksichtigt
<p>CHB in Sternschaltung:</p>  <p>MMC:</p>  <p>MMMC:</p>  <p>Hexverter:</p> 	<p>CHB in Dreieckschaltung:</p>  <p>AC/AC-CHB:</p> 

modularen Multilevelumrichter-Topologien verbundenen Systeme als Spannungsquellen dargestellt. In Serie zu den Spannungsquellen werden Induktivitäten und Widerstände angenommen. Dabei werden alle Systeme zur Vereinfachung wie Netze behandelt, in die der Umrichter einen von außen vorgegebenen Sollstrom eingepreist. Diese zu Netzen analoge Betrachtung kann aber auch mit geringfügigen Anpassungen auf das für modulare Multilevelumrichter große Anwendungsgebiet der Mittelspannungsantriebe übertragen werden. Bei diesen Anwendungen sind die an den Umrichter angeschlossenen Maschinen beispielsweise drehzahlregelt betrieben. Da eine solche Drehzahlregelung übergeordnet zu der untersuchten Stromregelung implementierbar ist, lässt sich die beschriebene Regelungsstruktur auch direkt für Antriebsanwendungen einsetzen. Unterschiede ergeben sich nur bei der in den Simulationen und Messungen verwendeten Erkennung der Spannungsphasenlage der Systeme. Im Fall einer Antriebsregelung wäre die durch eine Phasenregelschleife („Phase-Locked Loop“, PLL) bestimmte Spannungsphasenlage durch eine Rotorlagemessung oder Schätzung zu ersetzen. Bei Steuerungs- oder Regelungsverfahren für die Maschine, die keine unterlagerte Stromregelung vorsehen, müssen die entsprechenden Stromregler im vorgestellten Konzept durch eine direkte Vorgabe der Spannung ersetzt werden.

Bei der exemplarischen Anwendung des Konzepts auf den MMC und MMMC in Kapitel 5 und Kapitel 6 wird des Weiteren angenommen, dass die Frequenzen der verbundenen Systeme unterschiedlich und ungleich Null sind. Eine Diskussion für die notwendigen Änderungen an der Regelung für gleiche Frequenzen oder eine Frequenz von Null erfolgt anhand eines Beispiels in Kapitel 7.

3.2 Elektrische Ersatzschaltbilder und Analyse der elektrischen Netzwerke

Aufgrund der Gemeinsamkeiten der untersuchten modularen Multilevelumrichter-Topologien ist eine allgemeine Analyse der dazugehörigen elektrischen Netzwerke möglich. Diese gibt Einblick in gemeinsame Netzwerkeigenschaften, welche für einen verallgemeinerten Regelungsansatz genutzt werden können. Diese Analyse der elektrischen Netzwerke basiert auf den Graphen der Ersatzschaltbilder. Wie bereits beschrieben sind bei diesen elektrischen Ersatzschaltbildern die in Serie geschalteten Module durch gesteuerte Spannungsquellen ersetzt, vergleiche Abbildung 2.3.

Abgesehen vom CHB verbinden alle analysierten Umrichter ein x -phasiges System mit einem y -phasigen System. Für die Analyse der Umrichterklasse werden im ersten Schritt die Graphen der elektrischen Netzwerke – Umrichter und verbundene Systeme – betrachtet. Dabei wird im Folgenden von den „Zweigen“ dieser Graphen gesprochen. Diese repräsentieren zwar für den Umrichter die modularen Multilevelzweige, aber auch die Phasen der beiden Systeme sind als Zweige des Graphen dargestellt. Für den Fall von vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter-Anordnungen haben die auf den elektrischen Ersatzschaltbildern basierenden

Graphen die in Abbildung 3.1 gezeigte Form. Die gerichteten Zweige des Graphen symbolisieren die Zählpfeilrichtung der Spannungen und Ströme dieses Zweigs beziehungsweise der Phase. Die Darstellung des Graphen von reduzierten $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichtern hängt davon ab, welche und wie viele Zweige im Vergleich zu einer vollständigen Topologie entfernt werden und ist hier deshalb nicht gegeben.

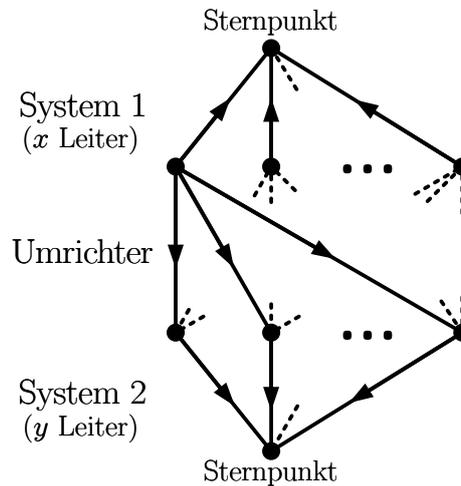


Abbildung 3.1: Allgemeine Darstellung des Graphen der vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter

Der CHB in Sternschaltung kann wie bereits erwähnt als Sonderfall von Abbildung 3.1 gesehen werden, wenn für das nicht vorhandene System nur ein fiktiver Knoten mit einem fiktivem Zweig betrachtet wird, siehe Abbildung 3.2. Dadurch bleiben die im Folgenden hergeleiteten Zusammenhänge auch für den CHB in Sternschaltung für $y = 1$ gültig.

Für $x \geq 1$ und $y \geq 1$ ergibt sich die Anzahl der Knoten k eines Netzwerks nach Abbildung 3.1 mit

$$k = 2 + x + y \quad (3.1)$$

und die Anzahl der Zweige z mit

$$z = x + y + x \cdot y - r. \quad (3.2)$$

Hierbei ist r die Anzahl der entfernten Zweige einer reduzierten Anordnung im Vergleich zu der dazugehörigen vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter-Topologie. Basierend auf der Anzahl der Knoten und Zweige lässt sich die Anzahl der unabhängigen Energiespeicher und damit der Zustandsgrößen für die Systembeschreibung bestimmen. Aus der Anzahl der Knoten k und Zweige z des Graphen können die Anzahl der Baumzweige

$$n_{bz} = k - 1 \quad (3.3)$$

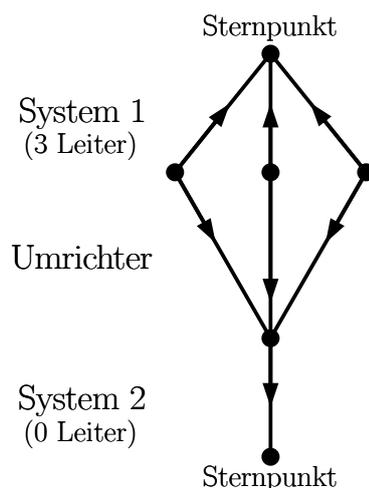


Abbildung 3.2: Graph des CHB als Spezialfall von Abbildung 3.1. Das nicht vorhandene System 2 wird mit einem fiktiven Leiter dargestellt, womit die allgemeinen Zusammenhänge für $y = 1$ gültig bleiben.

und die Anzahl der Verbindungszweige

$$n_{vz} = z - k + 1 \quad (3.4)$$

berechnet werden [100]. Die Definition von Baumzweigen und Verbindungszweigen ist beispielsweise von Naunin in [100] gegeben und folgt aus dem Baum des Graphen. Ein Baum eines Graphen ist ein zusammenhängender Teilgraph, welcher alle Knoten enthält und mit den enthaltenen Zweigen keine Schleifen bildet. Folglich sind Baumzweige die in dem als Baum bezeichneten Teilgraph enthaltenen Zweige. Verbindungszweige sind die verbleibenden Zweige des Graphen, die keine Baumzweige sind.

Im Folgenden werden die Fundamentalschleifen des Netzwerks betrachtet. Eine Fundamentalschleife in einem elektrischen Netzwerk ist eine Schleife, die nur einen Verbindungszweig und sonst nur Baumzweige beinhaltet. Der Schleifenstrom einer Fundamentalschleife ist definiert als der Zweigstrom durch den Verbindungszweig der Fundamentalschleife. Es gilt, dass alle Baumzweigströme des Graphen als Linearkombinationen der Verbindungszweigströme darstellbar sind [100]. Es gibt also n_{vz} unabhängige Zweigströme. Da im Ersatzschaltbild die in Serie geschalteten Module und damit deren Modulkondensatoren durch gesteuerte Spannungsquellen ersetzt wurden, haben für die untersuchte Umrichterklasse alle Zweige des Graphen nur eine Induktivität als Energiespeicher. Daraus folgt, dass es n_{vz} unabhängige Induktivitätsströme und damit n_{vz} unabhängige Energiespeicher in dem elektrischen Netzwerk gibt. Für die Zustandsraumdarstellung des Ersatzschaltbilds gibt es also $n_{sv} = n_{vz}$ Zustandsvariablen, bei denen es sich immer um Ströme handelt.

Die Anzahl der Zustandsvariablen n_{sv} lässt sich nun mithilfe von (3.1) und (3.2) in Abhängigkeit von der Phasenanzahl der Systeme ausdrücken:

$$n_{sv} = x \cdot y - 1 - r \quad . \quad (3.5)$$

Da die beiden verbundenen Systeme sternförmig angeordnet sind, lässt sich einer der Phasenströme immer als Summe der restlichen Phasenströme ausdrücken. Damit haben die Systeme $x - 1$, beziehungsweise $y - 1$, unabhängige Ströme. Da die Systemströme die zu regelnden Größen sind, werden $x - 1$ Ströme von System 1 und $y - 1$ Ströme von System 2 als Zustandsgrößen verwendet. Für die verbleibenden Zustandsvariablen werden Kreisströme definiert (siehe Abschnitt 2.5). Die Anzahl der Kreisströme n_{cir} lässt sich entsprechend über

$$n_{cir} = n_{sv} - (x - 1) - (y - 1) = (x - 1) \cdot (y - 1) - r \quad (3.6)$$

bestimmen.

Des Weiteren ist jede der gesteuerten Spannungsquellen in den modularen Multilevelzweigen eine Eingangsgröße für die Zustandsraumdarstellung. Damit gibt es

$$n_{in} = x \cdot y - r \quad (3.7)$$

Eingangsgrößen. Betrachtet man nun den Unterschied zwischen den verfügbaren Eingangsgrößen und den Zustandsgrößen, so ergibt sich, dass mit

$$n_{in} - n_{sv} = x \cdot y - r - (x \cdot y - 1 - r) = 1 \quad (3.8)$$

für alle Topologien immer eine Eingangsgröße mehr als Zustandsgrößen vorhanden ist. Diese gemeinsame Eigenschaft aller betrachteten Topologien wird sich später bei der Herleitung der Stromregelung zunutze gemacht.

4 Regelung

Die Analyse der modularen Multilevelumrichter und die darauf aufbauende Herleitung der Regelung findet im Rahmen dieser Arbeit in zwei Teilen statt. Zuerst wird eine Zustandsraumdarstellung zur Beschreibung der Ströme gewonnen und der Einfluss der Modulkondensatoren vernachlässigt, indem die in Serie geschalteten Module in den modularen Multilevelzweigen als ideale Spannungsquellen behandelt werden. Darauf aufbauend folgt die Herleitung der Stromregelung. Im zweiten Schritt wird dann erst die Änderung der Kondensatorspannung in den Modulen in Abhängigkeit von unterschiedlichen Frequenzkomponenten in den Zweigströmen und Zweigspannungen betrachtet und die Zweigenergieregung beschrieben. Diese Trennung führt zu einer linearen Zustandsraumdarstellung für die Ströme und einer vereinfachten Betrachtung der Kondensatorspannungen in den Modulen. Außerdem entspricht diese Trennung ebenfalls der später angewendeten kaskadierten Regelungsstruktur.

4.1 Systembeschreibungen im Zustandsraum

Das Systemverhalten der untersuchten modularen Multilevelumrichter-Topologien bezüglich der Ströme wird mithilfe einer Zustandsraumdarstellung beschrieben. Diese dient dann ebenfalls als Grundlage für die Stromregelung des verallgemeinerten Regelungsansatzes. Ziel der Zustandsraumdarstellung ist, das Verhalten der Ströme durch die beiden verbundenen Systeme und der inneren Kreisströme der Umrichter zu beschreiben. Entsprechend fällt die Wahl auch auf diese beiden Gruppen von Strömen als Zustandsgrößen. Die Systemmatrix **A**, Eingangsmatrix **B** und Störmatrix **E** der Zustandsraumdarstellung

$$\underbrace{\dot{\mathbf{x}}}_{(n_{sv} \times 1)} = \underbrace{\mathbf{A}}_{(n_{sv} \times n_{sv})} \cdot \underbrace{\mathbf{x}}_{(n_{sv} \times 1)} + \underbrace{\mathbf{B}}_{(n_{sv} \times n_{in})} \cdot \underbrace{\mathbf{u}}_{(n_{in} \times 1)} + \underbrace{\mathbf{E}}_{(n_{sv} \times (x+y))} \cdot \underbrace{\mathbf{z}}_{((x+y) \times 1)} \quad (4.1)$$

einer speziellen Topologie folgen aus den Maschen- und Knotengleichungen des jeweiligen Ersatzschaltbilds.

Der Zustandsgrößenvektor \mathbf{x} beinhaltet die gewählten Systemströme und inneren Kreisströme. Dadurch, dass bei allen Topologien die Sternpunkte der beiden Systeme nicht verbunden sind, reichen $x - 1$ beziehungsweise $y - 1$ Ströme zur Beschreibung der Ströme in System 1 und System 2 aus. Eine Transformation der Systemströme, beispielsweise mit der dq-Transformation oder der $\alpha\beta$ -Transformation bei dreiphasigen Systemen, bietet sich entsprechend an, ist aber

nicht zwangsweise notwendig. Im Rahmen dieser Arbeit wird bei dreiphasigen Systemen die $\alpha\beta$ -Transformation genutzt. Für die Kreisströme sind ebenfalls unterschiedliche Definitionen möglich, solange die definierten Ströme nur innere Ströme beschreiben, welche die Systemströme nicht beeinflussen. Um ein für alle Topologien anwendbares Vorgehen zu erhalten, erfolgt hier die Wahl der Kreisströme basierend auf Strompfaden entlang von Maschen innerhalb des Umrichters.

Der Störgrößenvektor \mathbf{z} setzt sich aus den Spannungen der beiden verbundenen Systeme zusammen. Auch hier ist es möglich, diese Systemspannungen zu transformieren (beispielsweise mit der $\alpha\beta 0$ -Transformation bei einem dreiphasigen System). Außerdem entsprechen die Spannungen der gesteuerten Quellen in den modularen Multilevelzweigen den Elementen des Eingangsvektors \mathbf{u} .

Die beschriebene Wahl der Zustandsgrößen als Systemströme, die das äußere Verhalten beschreiben, und als Kreisströme, die ausschließlich Ströme innerhalb des Umrichters beschreiben, lässt einige Rückschlüsse zu. Diese betreffen unter anderem die Zusammensetzung der Zweigströme aus Anteilen der Systemströme und der Kreisströme. Zur Erläuterung der Zusammenhänge zeigt Abbildung 4.1 den Ausschnitt des Ersatzschaltbilds eines vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichters. Dieser Ausschnitt beinhaltet vier Zweige des Umrichters und zwei Phasen eines der angeschlossenen Systeme.

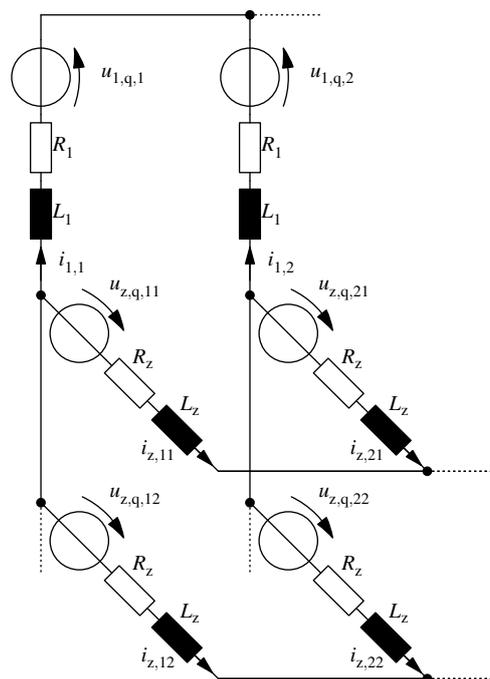


Abbildung 4.1: Ausschnitt des Ersatzschaltbilds eines vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichters bestehend aus vier modularen Multilevelzweigen und zwei Phasen von System 1

Eine Möglichkeit die Kreisströme so zu definieren, dass sie die Systemströme nicht beeinflussen, ist die in dieser Arbeit genutzte Definition entlang des Strompfads einer Masche innerhalb

des Umrichters (siehe Abschnitt 2.5). Für den Fall des Ausschnitts in Abbildung 4.1 folgt entsprechend einer der Kreisströme des Umrichters mit

$$i_{\text{cir},1} = \frac{1}{4} \cdot (i_{z,11} - i_{z,21} + i_{z,22} - i_{z,12}). \quad (4.2)$$

Für die Berechnung der Zweigströme aus den Systemströmen und Kreisströmen ergibt sich aufgrund der Definition der Kreisströme, den als identisch angenommenen Induktivitäten und Widerständen der Zweige des Umrichters und den symmetrisch angenommenen Systemen, dass die Systemströme zu gleichen Teilen auf die Zweige verteilt wirken:

$$i_{z,ij} = -\frac{1}{y} \cdot i_{1,i} + \frac{1}{x} \cdot i_{2,j} + \sum_{m=1}^{n_{\text{cir}}} k_{\text{cir},m} \cdot i_{\text{cir},m} \quad (4.3)$$

mit $i_{z,ij}$ als Strom eines Zweigs ij zwischen Phase i von System 1 und Phase j von System 2 sowie mit $k_{\text{cir},m}$ als nicht genauer betrachtete Gewichtungsfaktoren der verschiedenen Kreisströme. Eine nicht gleichmäßige Aufteilung der Systemströme zwischen den Zweigen lässt sich also durch die Kreisströme ausdrücken. Die durch die Definition der Kreisströme folgende gleichmäßige Aufteilung der Systemströme wird ersichtlich, wenn (4.3) in (4.2) eingesetzt wird. Die Systemstromanteile in den Gleichungen aller Kreisströme heben sich nur auf, wenn die Systemströme wie in (4.3) in allen Zweigen gleich gewichtet auftreten. Für symmetrisch reduzierte $x \times y$ modulare Multilevel-Matrixumrichter gilt der Zusammenhang (4.3) nicht in dieser einfachen Form. Eine gleichmäßige Aufteilung der Systemströme auf die Zweige folgt aufgrund der gewählten Definition der Kreisströme aber ebenfalls, wie auch am Beispiel des Hexverters in [92] zu erkennen ist.

Neben der Zusammensetzung der Zweigströme aus den System- und Kreisströmen folgen aus der Definition der Kreisströme ebenfalls Eigenschaften für die Systemmatrix \mathbf{A} der Zustandsraumdarstellung in (4.1). Dazu gehört, dass die Ableitung eines Kreisstroms nur von dem Kreisstrom selbst als Zustandsgröße abhängt. Dies zeigt die Masche

$$\begin{aligned} L_z \cdot (i_{z,11} - i_{z,21} + i_{z,22} - i_{z,12}) + R_z \cdot (i_{z,11} - i_{z,21} + i_{z,22} - i_{z,12}) \\ = -u_{z,q,11} + u_{z,q,21} - u_{z,q,22} + u_{z,q,12} \end{aligned} \quad (4.4)$$

für den Ausschnitt des Umrichters in Abbildung 4.1. Durch Einsetzen von (4.3) in (4.4) und Auflösen nach $i_{\text{cir},1}$ folgt

$$i_{\text{cir},1} = -\frac{R_z}{L_z} \cdot i_{\text{cir},1} + \frac{1}{L_z} \cdot (-u_{z,q,11} + u_{z,q,21} - u_{z,q,22} + u_{z,q,12}), \quad (4.5)$$

was diese Eigenschaft verdeutlicht. Die Betrachtung ist auf alle weiteren Kreisströme des vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter übertragbar und ist auch für reduzierte Topologien gültig.

Gleiches gilt auch für alle anderen Kreisstromdefinitionen, die Kreisströme beschreiben, welche

die Systemströme nicht beeinflussen. Grund hierfür ist, dass sich diese alternativen Kreisstromdefinitionen immer als Linearkombinationen der hier betrachteten Kreisströme darstellen lassen.

Auch für die Systemströme gilt, dass die Ableitung eines Systemstroms nur von dem jeweiligen Systemstrom als Zustandsvariable abhängig ist. Dies wird im Folgenden für die Ströme in System 1 gezeigt und lässt sich gleichermaßen für die Ströme in System 2 herleiten. Um dies für den Phasenstrom eines Systems zu zeigen, wird die Masche entlang einer Phase i von System 1, einer Phase k von System 1 und den jeweils zwischen diesen Phasen und einer Phase j von System 2 liegenden modularen Multilevelzweigen mit

$$\begin{aligned} L_1 \cdot (i_{1,i} - i_{1,k}) + L_z \cdot (i_{z,kj} - i_{z,ij}) + R_1 \cdot (i_{1,i} - i_{1,k}) + R_z \cdot (i_{z,kj} - i_{z,ij}) \\ = -u_{1,q,i} + u_{1,q,k} - u_{z,q,kj} + u_{z,q,ij} \end{aligned} \quad (4.6)$$

ausgedrückt. Durch Summieren der Maschen nach (4.6) zweier Phasen i und k für alle j und durch Ersetzen der Zweigströme durch System- und Kreisströme nach (4.3) hebt sich die Summe aller Anteile der Ströme von System 2 zu Null auf. Außerdem lässt sich beobachten, dass sich die Anteile der unterschiedlichen Kreisströme zu Null aufheben. Diese Aufhebung der Kreisstromanteile lässt sich außerdem durch die Forderung an die Kreisstromdefinition begründen, dass die Kreisströme die Systemströme nicht beeinflussen dürfen. Es sind also nur noch die Ströme der beiden Phasen von System 1 vorhanden:

$$\begin{aligned} y \cdot L_1 \cdot (i_{1,i} - i_{1,k}) + L_z \cdot (i_{1,i} - i_{1,k}) + y \cdot R_1 \cdot (i_{1,i} - i_{1,k}) + R_z \cdot (i_{1,i} - i_{1,k}) \\ = -y \cdot u_{1,q,i} + y \cdot u_{1,q,k} + \sum_{j=1}^y -u_{z,q,kj} + u_{z,q,ij} \end{aligned} \quad (4.7)$$

Die Wiederholung dieses Vorgehens für Kombinationen der Phase i mit allen weiteren Phasen von System 1 und die Summation der daraus resultierenden Gleichungen nach (4.7) führt mit $\mathbf{M} = \{1 \dots x\} \setminus i$ zu

$$\begin{aligned} y \cdot L_1 \cdot \left((x-1) \cdot i_{1,i} - \sum_{k \in \mathbf{M}} i_{1,k} \right) + L_z \cdot \left((x-1) \cdot i_{1,i} - \sum_{k \in \mathbf{M}} i_{1,k} \right) \\ + y \cdot R_1 \cdot \left((x-1) \cdot i_{1,i} - \sum_{k \in \mathbf{M}} i_{1,k} \right) + R_z \cdot \left((x-1) \cdot i_{1,i} - \sum_{k \in \mathbf{M}} i_{1,k} \right) \\ = -(x-1) \cdot y \cdot u_{1,q,i} + \sum_{k \in \mathbf{M}} (y \cdot u_{1,q,k}) + \sum_{k \in \mathbf{M}} \left(\sum_{j=1}^y -u_{z,q,kj} + u_{z,q,ij} \right) \end{aligned} \quad (4.8)$$

Da die Summe aller Phasenströme Null ist, lassen sich die Summenterme der weiteren Phasen-

ströme in (4.8) durch den Strom in Phase i ersetzen. Es verbleibt eine Differentialgleichung, in der nur noch der Systemstrom von Phase i als Zustandsgröße vorhanden ist, welche sich in

$$\begin{aligned} \dot{i}_{1,i} = & -\frac{x \cdot y \cdot R_1 + x \cdot R_z}{x \cdot y \cdot L_1 + x \cdot L_z} \cdot i_{1,i} + \frac{1}{x \cdot y \cdot L_1 + x \cdot L_z} \cdot \left(-(x-1) \cdot y \cdot u_{1,q,i} + \sum_{k \in \mathbf{M}} \left(y \cdot u_{1,q,k} \right) \right. \\ & \left. + \sum_{k \in \mathbf{M}} \left(\sum_{j=1}^y -u_{z,q,kj} + u_{z,q,ij} \right) \right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

umformen lässt. Die Gleichungen nach (4.9) für unterschiedliche Phasenströme lassen sich kombinieren, weshalb beispielsweise auch für Systemströme in $\alpha\beta 0$ -Koordinaten gilt, dass die Ableitung eines transformierten Systemstroms nur von dem jeweiligen transformierten Systemstrom als Zustandsvariable abhängig ist.

Aus diesen Betrachtungen der Differentialgleichungen der Kreisströme und der Systemströme folgt, dass es sich bei der Systemmatrix \mathbf{A} aller vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter um eine Diagonalmatrix handeln muss. Im Fall von reduzierten $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichtern existieren zwischen den als Zustandsgrößen verwendeten Systemströmen beider Systeme Kopplungen. Der Übergang von (4.6) zu (4.7) macht dies deutlich. Da bei reduzierten Topologien nicht zwischen allen Phasen der beiden Systeme eine direkte Verbindung über einen Zweig existiert, heben sich die in den Zweigströmen enthaltenen Anteile von System 2 nicht zu Null auf. Damit verbleibt eine Differentialgleichung, welche die Phasenströme von System 1 und System 2 beinhaltet.

Zusätzlich zur Zustandsraumdarstellung, welche die Ströme beschreibt, wird eine algebraische Gleichung für die Sternpunktspannung u_{st} , also die Spannung zwischen den Sternpunkten von System 1 und System 2, genutzt. Für symmetrische Systeme und gleiche Parameter in allen Zweigen ist es möglich, diese Sternpunktspannung allgemein für die gesamte Klasse von Topologien herzuleiten. Dafür lässt sich u_{st} als Spannung zwischen dem Sternpunkt von System 1 und dem Sternpunkt von System 2 des Graphen in Abbildung 3.1 als die Summe je einer Systemspannung und einer Zweigspannung ausdrücken:

$$u_{st} = u_{z,ij} - u_{1,i} + u_{2,j}. \quad (4.10)$$

In (4.10) repräsentieren $u_{1,i}$ die Spannung der Phase i von System 1, $u_{2,j}$ die Spannung der Phase j von System 2 und $u_{z,ij}$ die Spannung des Zweigs zwischen den Phasen i und j . Durch Summieren der insgesamt n_{in} Maschen nach (4.10) für alle vorhandenen Zweige b einer Topologie, folgt

$$n_{in} \cdot u_{st} = \left(\sum_{\forall b} u_{z,b} \right) - \frac{n_{in}}{x} \cdot \left(\sum_{i=1}^x u_{1,i} \right) + \frac{n_{in}}{y} \cdot \left(\sum_{j=1}^y u_{2,j} \right). \quad (4.11)$$

Aus (4.11) ergibt sich direkt

$$u_{\text{st}} = \left(\frac{1}{n_{\text{in}}} \cdot \sum_{\forall b} u_{z,b} \right) - u_{1,0} + u_{2,0}, \quad (4.12)$$

wobei $u_{1,0}$ und $u_{2,0}$ die Nullkomponenten der Spannungen der beiden Systeme sind. Die System- und Zweigspannungen aus (4.12) setzen sich aus jeweils einer Quellenspannung $u_{1,q,i}$, $u_{2,q,j}$, $u_{z,q,ij}$ sowie dem Spannungsabfall über einer Induktivität und einem Widerstand zusammen. Da die Summe der Ströme in beiden Systemen Null ist und symmetrische Systeme sowie identische modulare Multilevelzweige vorausgesetzt werden, lässt sich die Sternpunktspannung nach (4.12) unabhängig von den fließenden Strömen ausdrücken:

$$u_{\text{st}} = \left(\frac{1}{n_{\text{in}}} \cdot \sum_{\forall b} u_{z,q,b} \right) - u_{1,q,0} + u_{2,q,0}. \quad (4.13)$$

Demnach hängt die Sternpunktspannung nur von den Quellenspannungen der Systeme und der modularen Multilevelzweige ab.

4.2 Stromregelung

Die Hauptaufgabe der gesamten Regelung ist es, die Ströme in den angeschlossenen Systemen entsprechend der von außen vorgegebenen Sollwerte zu regeln. Diese Aufgabe wird von der Stromregelung adressiert. Gleichzeitig sind von dieser aber auch die inneren Ströme des Umrichters nach den vorgegebenen Werten der Energieregulation zu regeln, um einen dauerhaft stabilen Betrieb sicherzustellen. Dabei soll mit der Stromregelung eine möglichst entkoppelte Regelung der unterschiedlichen Ströme erreicht werden. Hierfür müssen einerseits die Ströme als Zustandsgrößen entkoppelt sein. Andererseits muss mithilfe einer Transformation für jeden Regler eine transformierte Eingangsgröße zur Verfügung stehen, die nur einen Strom (beziehungsweise eine Zustandsgröße) beeinflusst. Diese Transformation dient zur Umrechnung der Ausgänge der Regler in die Stellgrößen für die Spannungen der modularen Multilevelzweige.

Die Entkopplung der Zustandsgrößen (\mathbf{A} ist eine Diagonalmatrix) ist bereits durch die zuvor beschriebene Wahl der Zustandsgrößen für vollständige $x \times y$ modulare Multilevel-Matrixumrichter-Topologien gegeben. Bei den reduzierten Varianten gibt es eine Kopplung zwischen den Strömen der beiden Systeme, die aber mithilfe der Regelung kompensierbar ist. Die Transformation der Eingangsgrößen wird mithilfe der Zustandsraumdarstellung in (4.1) gewonnen. Wie in Abschnitt 3.2 gezeigt, gibt es immer eine Eingangsgröße mehr als Zustandsgrößen vorhanden sind. Soll nun jeweils eine der transformierten Eingangsgrößen einer Zustandsgröße zugeordnet sein, ergibt sich durch die zusätzliche Eingangsgröße ein Freiheitsgrad für die Wahl von \mathbf{u} . Dieser Freiheitsgrad wird genutzt, um die Sternpunktspannung einzustellen. Folglich wird die

Zustandsraumdarstellung (4.1) um die algebraische Gleichung für die Sternpunktspannung (4.13) erweitert und es ergibt sich

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ u_{\text{st}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} \\ 0 \dots 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}'} \cdot \mathbf{x} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ \frac{1}{n_{\text{in}}} \dots \frac{1}{n_{\text{in}}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}'} \cdot \mathbf{u} + \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ 0 \dots 0 \quad -1 \quad 0 \dots 0 \quad 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{E}'} \cdot \mathbf{z}. \quad (4.14)$$

Der Störgrößenvektor \mathbf{z} in (4.14) setzt sich aus den transformierten Systemspannungen zusammen. Die beiden Elemente ungleich Null in \mathbf{E}' werden mit den Nullkomponenten der Systemspannungen in \mathbf{z} und die Nullelemente mit den verbleibenden transformierten Spannungen in \mathbf{z} multipliziert. Bei (4.14) handelt es sich nur um eine prinzipielle Darstellung, wobei die Anzahl der Nullelemente von der Topologie abhängt. Für den Spezialfall des CHB in Sternschaltung existiert außerdem nur ein Element ungleich Null, weil nur ein System und damit nur eine Nullkomponente der Systemspannungen vorhanden ist (siehe Abbildung 2.8a und Abbildung 3.2).

Die erweiterte Eingangsmatrix \mathbf{B}' ist quadratisch und vollrangig. Eine anschauliche Erklärung für die immer vorliegende Vollrangigkeit beginnt mit einer Betrachtung von \mathbf{B} . Da durch die geforderte Anordnung der modularen Multilevelzweige nie zwei der Eingangsquellenspannungen zusammengefasst werden können, hat \mathbf{B} vollen Zeilenrang. Es sind also alle Zeilen von \mathbf{B} linear unabhängig voneinander. Weiterhin gibt es keinen Nullstrompfad zwischen den Systemen, weshalb die Sternpunktspannung die Zustandsgrößen nicht beeinflusst. Damit ist die zusätzliche Zeile in \mathbf{B}' immer linear unabhängig von den anderen Zeilen der Matrix. Dies führt zwangsläufig zu einer vollrangigen Matrix. Der volle Rang von \mathbf{B}' bedeutet, dass die Änderung der einzelnen Zustandsgrößen und die Sternpunktspannung unabhängig voneinander über die Spannungsquellen in den modularen Multilevelzweigen eingestellt werden können. Wird der Eingangsvektor \mathbf{u} durch

$$\mathbf{u} = \mathbf{B}'^{-1} \cdot (\mathbf{u}' - \mathbf{E}' \cdot \mathbf{z}) \quad (4.15)$$

ersetzt, vereinfacht sich die um die algebraische Sternpunktspannungsgleichung erweiterte Zustandsraumdarstellung aus (4.14) zu

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ u_{\text{st}} \end{bmatrix} = \mathbf{A}' \cdot \mathbf{x} + \mathbf{I}_{n_{\text{in}}} \cdot \mathbf{u}', \quad (4.16)$$

wobei $\mathbf{I}_{n_{\text{in}}}$ hier die Einheitsmatrix der Dimension $n_{\text{in}} \times n_{\text{in}}$ bezeichnet. Der Term $-\mathbf{E}' \cdot \mathbf{z}$ in (4.15) dient dabei als eine Störgrößenkompensation. Diese Störgrößenkompensation ist optional und der Einfluss der Systemspannungen ist ebenfalls durch die Stromregler ausregelbar. Die Transformation mit \mathbf{B}'^{-1} erfüllt die Forderung nach einer eigenen Eingriffsgröße pro Zustandsgröße, da je ein Element von \mathbf{u}' einer Zustandsgröße beziehungsweise der Sternpunktspannung zugeordnet ist. Außerdem ist \mathbf{A} bei vollständigen $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter-Topologien eine Diagonalmatrix und alle Zustandsgrößen sind entsprechend unabhängig voneinander regelbar. Dies hat ebenfalls den Vorteil, dass sich die Auslegung der einzelnen Stromregler vereinfacht.

Im Fall von reduzierten $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichter-Topologien sind zusätzlich zu Termen auf der Hauptdiagonalen auch Koppelterme in \mathbf{A} vorhanden. Diese sind beispielsweise kompensierbar, indem (4.15) zu

$$\mathbf{u} = \mathbf{B}'^{-1} \cdot \left(\mathbf{u}' - \mathbf{E}' \cdot \mathbf{z} - \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} - \text{diag}(a_{1,1}, \dots, a_{n_{sv}, n_{sv}}) \\ 0 \dots 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}'_{\text{kop}}} \cdot \mathbf{x} \right) \quad (4.17)$$

erweitert wird. Der Term $\text{diag}(a_{1,1}, \dots, a_{n_{sv}, n_{sv}})$ entspricht dabei einer Matrix, die nur aus den Elementen der Hauptdiagonalen von \mathbf{A} besteht. Alternativ ist es auch möglich, die Kopplungen zwischen den Systemströmen durch die Stromregler als Störung auszuregeln.

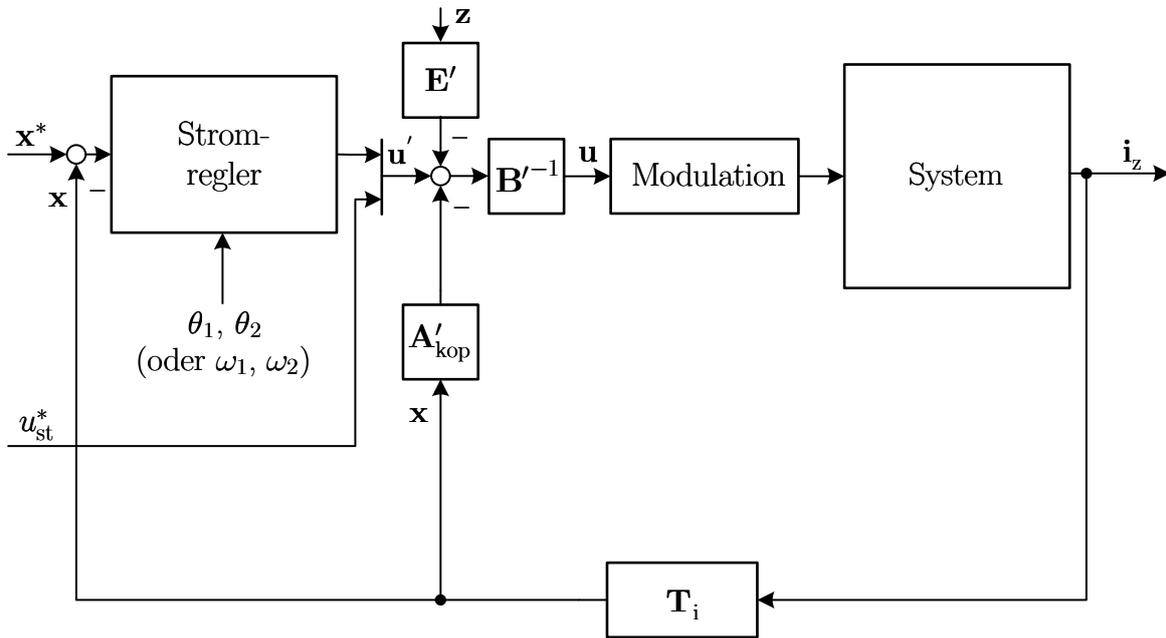


Abbildung 4.2: Blockschaltbild der Stromregelung; $\theta_1 = \omega_1 t$ und $\theta_2 = \omega_2 t + \psi$ sind die Ausgaben der PLLs (nicht gezeigt) für die Phasenlage der Systemspannungen; der Vektor \mathbf{i}_z setzt sich aus den gemessenen Zweigströmen zusammen.

Basierend auf diesem Ansatz lässt sich die Stromregelung für die untersuchten modularen Multilevelumrichter-Topologien entsprechend Abbildung 4.2 aufbauen. Die Kompensation der Koppelterme wird für die vollständigen $x \times y$ Anordnungen durch $\mathbf{A}'_{\text{kop}} = 0$ zu Null gesetzt. Die Matrix \mathbf{T}_i in Abbildung 4.2 dient zur Umrechnung der gemessenen Zweigströme in die Systemströme und Kreisströme (also in die Zustandsgrößen):

$$\underbrace{\mathbf{x}}_{(n_{sv} \times 1)} = \underbrace{\mathbf{T}_i}_{(n_{sv} \times n_{in})} \cdot \underbrace{\mathbf{i}_z}_{(n_{in} \times 1)} \quad (4.18)$$

Die Stromregler in Abbildung 4.2 regeln direkt die gewählten Zustandsgrößen. Zusammen mit dem Sollwert der Sternpunktspannung u_{st}^* ergeben die Ausgänge der Stromregler den transfor-

mierten Eingangsvektor \mathbf{u}' . Dieser wird mit der Störgrößenkompensation und der eventuell vorhandenen Entkopplung der Ströme nach (4.15) beziehungsweise (4.17) beaufschlagt und mittels \mathbf{B}'^{-1} in den Eingangsvektor u – also in die Ausgangsspannungen für die Zweige des modularen Multilevelumrichters – umgerechnet.

Die eigentlichen Regler im Stromregler-Block aus Abbildung 4.2 sind auf unterschiedliche Arten realisierbar. Die Regelungen in dieser Arbeit nutzen eine Parallelschaltung aus einem P-Regler mit einem oder mehreren verallgemeinerten Integratoren. Eine Beschreibung der Funktion und eine detaillierte mathematische Betrachtung von verallgemeinerten Integratoren ist in [101] zu finden. Vereinfacht zusammengefasst integrieren verallgemeinerte Integratoren die Amplitude eines bestimmten Frequenzanteils eines Signals und geben ein sinusförmiges Ausgangssignal mit der gleichen Phasenlage wie dieser Anteil aus. Bei dreiphasigen Systemen lassen sich zwei verallgemeinerte Integratoren in $\alpha\beta$ -Koordinaten mathematisch in je zwei Integratoren in rotierenden dq-Koordinaten für das Mit- und das Gegensystem überführen. Dadurch vereinfacht die Verwendung von verallgemeinerten Integratoren die Realisierung, insbesondere für die Regler der Kreisströme. Für diese kann nicht direkt eine dq-Transformation durchgeführt werden, da es sich um Einzelgrößen handelt. Außerdem bestehen sie aus mehreren Frequenzanteilen, die alle stationär genau geregelt werden sollen. Dies ist leicht durch die parallel geschalteten verallgemeinerten Integratoren zu erreichen.

4.3 Zweigleistungsanalyse

Während Abschnitt 4.1 und Abschnitt 4.2 die Modulkondensatoren vernachlässigen, werden diese Kondensatoren nun ebenfalls berücksichtigt und der Einfluss der zuvor betrachteten Ströme auf sie untersucht. Basierend darauf wird die Zweigenergieregulation entwickelt. Wie zuvor erwähnt, soll diese Betrachtung nur auf Zweigebene geschehen, das heißt, es wird die gesamte gespeicherte Energie in den Kondensatoren aller Module eines Zweigs zusammengefasst. Diese Zweigenergie hängt über

$$\mathbf{e}_z(t) = \int_0^t \mathbf{p}_z(\tau) d\tau + \mathbf{e}_z(0) \quad (4.19)$$

von der Leistung eines Zweigs ab. In (4.19) ist \mathbf{e}_z der Vektor aller Zweigenergien und \mathbf{p}_z der Vektor der Zweigleistungen. Die Zweigleistungen bestehen aus einem Gleich- beziehungsweise Wirkleistungsanteil \mathbf{P}_z und einem Wechsel- beziehungsweise Blindleistungsanteil \mathbf{p}_z^{\sim} :

$$\mathbf{p}_z = \mathbf{P}_z + \mathbf{p}_z^{\sim} . \quad (4.20)$$

Für die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführte Betrachtung der Zweigenergieregulation ist der Wirkleistungsanteil \mathbf{P}_z der Zweigleistungen entscheidend. Der Blindleistungsanteil wird hingegen insbesondere für die Untersuchung von Verfahren zur Verringerung der betriebsbedingten

Energieschwankungsbreite der Zweige benötigt. Eine Untersuchung dieser Verfahren erfolgt im Rahmen der Arbeit aber nicht.

Es ist möglich, Wirkleistungsanteile der Zweigleistungen mit Hilfe von sinusförmigen Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteilen verschiedener Frequenzen zu generieren. Außerdem führen die durch die Zweige fließenden Systemstromanteile zu Zweigwirkleistungen. All diese Anteile sind Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregung, weshalb sie im Mittelpunkt der Zweigleistungsanalyse stehen. Unter der Voraussetzung symmetrischer Systeme mit den Systemspannungen

$$u_{1,q,i}(t) = \hat{u}_1 \cdot \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi \cdot (i-1)}{x}\right), \quad (4.21)$$

$$u_{2,q,j}(t) = \hat{u}_2 \cdot \cos\left(\omega_2 t - \frac{2\pi \cdot (j-1)}{y} + \psi\right) \quad (4.22)$$

und den Systemströmen

$$i_{1,i}(t) = \hat{i}_1 \cdot \cos\left(\omega_1 t - \varphi_1 - \frac{2\pi \cdot (i-1)}{x}\right), \quad (4.23)$$

$$i_{2,j}(t) = \hat{i}_2 \cdot \cos\left(\omega_2 t - \varphi_2 - \frac{2\pi \cdot (j-1)}{y} + \psi\right), \quad (4.24)$$

gegeben für eine Phase $i = 1 \dots x$ beziehungsweise $j = 1 \dots y$, erzeugen die Systemströme in allen Zweigen identische Wirkleistungsanteile. Dies folgt aus der gleichmäßigen Aufteilung der Systemströme innerhalb der Zweigströme nach (4.3) und der Zusammensetzung der Zweigspannung. Die Zusammensetzung einer Zweigspannung $u_{z,ij}$ resultiert aus einer Maschengleichung über den Zweig ij , die mit diesem verbundenen Phasenspannungen $u_{1,i}$ und $u_{2,j}$ sowie die Sternpunktspannung u_{st} :

$$u_{z,ij} = u_{1,i} - u_{2,j} + u_{st}. \quad (4.25)$$

Die Summe der durch die Systemströme und Systemspannungen verursachten Wirkleistungsanteile entspricht der Differenz der beiden Systemleistungen

$$\Delta P = \frac{x}{2} \cdot \hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1 \cdot \cos(\varphi_1) + \frac{y}{2} \cdot \hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2 \cdot \cos(\varphi_2). \quad (4.26)$$

Alle weiteren Eingriffsgrößen zur Beeinflussung der Zweigenergien werden mithilfe der Kreisströme und der Sternpunktspannung erzeugt. Dafür wird ein Kreisstrom $m = 1 \dots n_{\text{cir}}$ mit den folgenden Frequenzanteilen angenommen:

$$\begin{aligned} i_{\text{cir},m}(t) = & \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_1,\alpha} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) + \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_1,\beta} \cdot \cos\left(\omega_1 \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) \dots \\ & + \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_2,\alpha} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t + \psi) + \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_2,\beta} \cdot \cos\left(\omega_2 \cdot t + \psi - \frac{\pi}{2}\right) \dots \\ & + \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_a} \cdot \cos(\omega_a \cdot t + \varphi_a). \end{aligned} \quad (4.27)$$

Analog dazu gilt für die Sternpunktspannung

$$\begin{aligned}
 u_{\text{st}}(t) &= \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \cos(\omega_1 \cdot t - \varphi_1) + \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \cos\left(\omega_1 \cdot t - \frac{\pi}{2} - \varphi_1\right) \dots \\
 &\quad + \hat{u}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \cos(\omega_2 \cdot t + \psi - \varphi_2) + \hat{u}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \cos\left(\omega_2 \cdot t + \psi - \frac{\pi}{2} - \varphi_2\right) \dots \\
 &\quad + \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \cdot \cos(\omega_a \cdot t + \varphi_a) .
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

An dieser Stelle sei angemerkt, dass die α -Komponenten (beziehungsweise die β -Komponenten) der Kreisströme sich nur für den Sonderfall $\varphi_1 = 0$, beziehungsweise $\varphi_2 = 0$, in Phase mit den α -Komponenten (beziehungsweise den β -Komponenten) der Sternpunktspannung befinden, wie (4.27) und (4.28) zeigen. Das bedeutet, dass das $\alpha\beta$ -Koordinatensystem der Sternpunktspannung gegenüber dem $\alpha\beta$ -Koordinatensystem der Kreisströme um φ_1 , beziehungsweise φ_2 , gedreht ist. Dies vereinfacht die spätere Darstellung des Zusammenhangs zwischen Eingriffsgrößen und Wirkleistungen der Zweige.

Die Anteile der Kreisströme in den Zweigströmen (siehe (4.3)) mit den Systemfrequenzen ω_1 und ω_2 führen zusammen mit den Spannungskomponenten der Zweige (siehe (4.25)) mit jeweils gleicher Frequenz und passender Phasenlage zu Wirkleistungen. Analog dazu interagiert die Sternpunktspannung (als Komponente der Zweigspannung) mit den Zweigstromanteilen der Frequenzen ω_1 und ω_2 , die durch die Systemströme verursacht werden. Der verbleibende Anteil der Kreisströme und Sternpunktspannung mit ω_a verursacht Zweigwirkleistungen durch das gleichzeitige Auftreten dieser Kreisstromkomponente als Teil der Zweigströme und dieser Sternpunktspannungskomponente als Teil der Zweigspannung. Für die Frequenz dieses Anteils muss

$$\omega_a \neq \omega_1, \omega_2 \tag{4.29}$$

gelten, was beispielsweise auch eine Frequenz von Null beinhaltet. In der praktischen Realisierung sollte ω_a außerdem nicht zu nahe bei ω_1 und ω_2 liegen, um Leistungsanteile mit niedriger Frequenz und damit große Energieschwankungen zu vermeiden. Anstelle eines Anteils der Frequenz ω_a in (4.27) und (4.28), ist es auch möglich Anteile bei mehreren Frequenzen zu nutzen. Entsprechend können auch nicht sinusförmige Strom- und Spannungsformen für diesen Anteil genutzt werden, solange die beinhalteten Frequenzanteile die Bedingung (4.29) nicht verletzen. Da aber alle Anteile unabhängig von der gewählten Frequenz in gleicher Weise Zweigleistungen verursachen, führt die Verwendung mehrerer Frequenzen ω_a nicht zu zusätzlichen Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregung. Ohne Einschränkung der Allgemeinheit erfolgen die Untersuchungen in dieser Arbeit nur mit einem sinusförmigen Anteil der Frequenz ω_a entsprechend (4.27) und (4.28).

Alle aus Leistungsbilanz, Kreisströmen und Sternpunktspannung resultierenden Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregung sind in Tabelle 4.1 zusammengefasst. Die Anzahl der möglichen Eingriffsgrößen hängt von der Anzahl der Kreisströme ab und lässt sich mit

$$n_{\text{in,e,gesamt}} = 5 \cdot n_{\text{cir}} + 4 + 1 = 5 \cdot (x \cdot y - x - y + 2 - r) \tag{4.30}$$

bestimmen.

Fasst man alle Eingriffsgrößen aus Tabelle 4.1 im Vektor

$$\mathbf{x}_{\text{in,e,gesamt}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1 \\ \dots \\ \hat{u}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_2 \\ \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \dots \\ \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \\ \dots \\ \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 \\ \Delta P \end{bmatrix}}_{(n_{\text{in,e,gesamt}} \times 1)} \quad (4.31)$$

zusammen, lassen sich die Zweigwirkleistungen mit

$$\underbrace{\mathbf{P}_z}_{(n_{\text{in}} \times 1)} = \mathbf{f}(\mathbf{x}_{\text{in,e,gesamt}}) = \underbrace{\mathbf{M}_{\text{e,gesamt}}}_{(n_{\text{in}} \times n_{\text{in,e,gesamt}})} \cdot \underbrace{\mathbf{x}_{\text{in,e,gesamt}}}_{(n_{\text{in,e,gesamt}} \times 1)} + \underbrace{\mathbf{P}_{\text{kop}}}_{(n_{\text{in}} \times 1)} + \underbrace{\mathbf{P}_Q}_{(n_{\text{in}} \times 1)} \quad (4.32)$$

als nichtlineare Funktion dieser ausdrücken. Die Nichtlinearität folgt aus dem gleichzeitigen Vorhandensein von Kreisströmen und Sternpunktspannungen mit den Frequenzen ω_1 oder ω_2 . Zusammen verursachen sie analog zu den ω_a -frequenten Anteilen Zweigwirkleistungen, welche aber unerwünscht sind. Die so verursachten Zweigwirkleistungen können nicht als Eingriffsgrößen für die Energieregung aufgefasst werden, da die Kreisstromanteile schon zusammen mit den Systemspannungen und die Sternpunktspannungsanteile schon zusammen mit den Systemströmen (entsprechend Spalte 2 und Spalte 3 in Tabelle 4.1) als Eingriffsgrößen dienen und damit das Produkt aus Kreisstromanteil und Sternpunktspannungsanteil keinen neuen Freiheitsgrad liefert.

Wie (4.32) zeigt, kann die Gleichung in einen linearen Anteil $\mathbf{M}_{\text{e,gesamt}} \cdot \mathbf{x}_{\text{in,e,gesamt}}$ und einen

Tabelle 4.1: Mögliche Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregung

Wirkleistungs-bilanz	Kreisstrom und Systemspannung	Sternpunktspannung und Systemstrom	Kreisstrom und Sternpunktspannung
ΔP	$\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1, \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1,$ $\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2, \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2,$ \dots $\hat{i}_{\text{cir},m,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2, \hat{i}_{\text{cir},m,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2$	$\hat{u}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1, \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1,$ $\hat{u}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_2, \hat{u}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_2,$	$\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a},$ \dots $\hat{i}_{\text{cir},m,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a}$

Anteil \mathbf{P}_{kop} , der die unerwünschten Wirkleistungen durch die gleichzeitige Nutzung von Kreisströmen und Sternpunktspannungen mit ω_1 und ω_2 repräsentiert, aufgeteilt werden. Da die Amplituden der Systemströme und Systemspannungen Bestandteil der Eingriffsgrößen in $\mathbf{x}_{\text{in,e,gesamt}}$ sind, ist die Matrix $\mathbf{M}_{\text{e,gesamt}}$ betriebspunktunabhängig. Zusätzlich beschreibt \mathbf{P}_{Q} eine Abhängigkeit der Zweigwirkleistungen von den Blindleistungen der beiden verbundenen Systeme. Diese Abhängigkeit tritt aber nur bei reduzierten $x \times y$ modularen Multilevel-Matrixumrichtern auf und kann entweder direkt von den Energieregler oder mithilfe einer Vorsteuerung kompensiert werden. Grund für das Auftreten solcher Abhängigkeiten von den Blindleistungen bei reduzierten Topologien ist der von (4.3) abweichende Zusammenhang zwischen Zweigströmen und Systemströmen. Bei den reduzierten Topologien heben sich die Stromanteile des einen Systems in den Zweigen, die mit derselben Phase des anderen Systems verbunden sind, am entsprechenden Knotenpunkt nicht zu Null auf. Durch die resultierenden Überlagerungen der unterschiedlichen Phasenströme stimmt die Phasenlage der Stromanteile eines Systems in den Zweigen nicht mit der Phasenlage des Systemstroms in der mit dem Zweig verbundenen Phase überein, wie für den Hexverter in [92] zu sehen ist. Für die Zweigspannungen gilt hingegen weiterhin (4.25). Dadurch verursachen Blindströme in den Systemen aufgrund der je nach Zweig abweichenden Phasenlage der Systemstromanteile die mit \mathbf{P}_{Q} beschriebenen Wirkleistungen.

Für die später gezeigte Energieregulation könnte die Nichtlinearität \mathbf{P}_{kop} in (4.32) ignoriert und ebenfalls nur durch eine Sollwertaufschaltung behandelt werden. Die im folgenden Abschnitt 4.4 hergeleitete Optimierung der Zweigenergieregulation liefert dann aber nicht das korrekte Ergebnis (genaue Erläuterung in Abschnitt 4.6). Deshalb wird im Rahmen dieser Arbeit angenommen, dass entweder nur Eingriffsgrößen aus den Spalten 1, 2 und 4 oder 1, 3 und 4 von Tabelle 4.1 gleichzeitig zum Einsatz kommen – also entweder nur Kreisströme oder nur Sternpunktspannungen mit ω_1 und ω_2 zur gleichen Zeit nutzbar sind. Auch die Kombination von Kreisstromanteilen mit nur einer Systemfrequenz und Sternpunktspannungsanteilen der anderen Systemfrequenz ist nicht möglich, da damit nicht alle Zweigleistungen frei einstellbar sind. Dieser Effekt wird in Kapitel 5 und Kapitel 6 für den MMC und MMMC an deren Gleichungen der Zweigwirkleistungen (5.9) und (6.10) deutlich. Es ist zu beobachten, dass nur Kreisstromanteile und Sternpunktspannungsanteile derselben Frequenz linear unabhängige Spalten in $\mathbf{M}_{\text{e,gesamt}}$ verursachen.

Mit dem entsprechend reduzierten Vektor von Eingriffsgrößen $\mathbf{x}_{\text{in,e}}$ folgend aus (4.31) und ohne die einfach zu behandelnde Blindleistungsabhängigkeit bei reduzierten Topologien verändert sich die Gleichung für die Zweigwirkleistungen (4.32) zu

$$\underbrace{\mathbf{P}_{\text{z}}}_{(n_{\text{in}} \times 1)} = \underbrace{\mathbf{M}_{\text{e}}}_{(n_{\text{in}} \times n_{\text{in,e}})} \cdot \underbrace{\mathbf{x}_{\text{in,e}}}_{(n_{\text{in,e}} \times 1)}, \quad (4.33)$$

was als Ausgangsgleichung für die Herleitung der Zweigenergieregulation dient. Die Dimensionen in (4.33) variieren dabei über die Anzahl der verwendeten Eingriffsgrößen $n_{\text{in,e}}$ für die Energieregulation.

Für eine vereinfachte Analyse, wie bestimmte Eingriffsgrößen die Zweigleistungen beeinflussen,

kann eine Transformation der Zweigleistungen angewendet werden. Eine solche Transformation ist nicht notwendig, veranschaulicht aber die Zusammenhänge für die jeweiligen Topologien. Veröffentlichungen für bestimmte Topologien verfolgen diesen Ansatz bereits für den MMC und den MMMC [67], [82]. Da diese Transformationen nur auf diese speziellen Topologien zugeschnitten sind, wird hier eine möglichst allgemeingültige Transformation eingeführt, welche für alle Umrichter der betrachteten Klasse von modularen Multilevelumrichter-Topologien anwendbar ist. Falls die Systemströme in oder analog zu $\alpha\beta$ -Koordinaten ausgedrückt werden, kann die Transformation der Leistungen basierend auf der Umrechnung der Zweigströme in die Systemströme und Kreisströme durchgeführt werden. Basierend auf der Umrechnungsmatrix \mathbf{T}_i in (4.18) ergibt sich dann durch Hinzufügen einer Zeile für die Summe aller Zweigleistungen

$$\mathbf{T}_p = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{T}_i \\ 1 \dots 1 \end{bmatrix}}_{(n_{in} \times n_{in})}. \quad (4.34)$$

Damit die Transformation in (4.34) zum gewünschten Ergebnis führt, sind die Zählpfeilrichtungen für die System- und Zweigströme entsprechend dem allgemein dargestellten Graph in Abbildung 3.1 zu wählen. Die resultierende transformierte Gleichung für die Wirkleistungen in den Zweigen ist

$$\mathbf{P}_{z,T} = \mathbf{T}_p \cdot \mathbf{P}_z = \underbrace{\mathbf{T}_p \cdot \mathbf{M}_e}_{\mathbf{M}_{e,T}} \cdot \mathbf{x}_{in,e}. \quad (4.35)$$

Die transformierten Leistungen in (4.35) haben keine direkte physikalische Bedeutung. Die Matrix $\mathbf{M}_{e,T}$ besteht aber verglichen mit \mathbf{M}_e aus mehr Elementen, die gleich Null sind. Damit lassen sich auf gleiche Weise auf die Zweigleistungen wirkende Eingriffsgrößen einfacher identifizieren. Dies ist in Kapitel 5 und Kapitel 6 für den MMC und den MMMC in (5.9) und (A.1) sowie (6.10) und (A.6) zu beobachten.

4.4 Zweigenergieregung

Das Hauptproblem bei der Entwicklung einer Zweigenergieregung ist die Bestimmung einer Berechnungsvorschrift der Eingriffsgrößen $\mathbf{x}_{in,e}$ in Abhängigkeit der gewollten Wirkleistungen der modularen Multilevel Zweige \mathbf{P}_z beziehungsweise $\mathbf{P}_{z,T}$. Im Folgenden wird nur noch mit den transformierten Leistungen $\mathbf{P}_{z,T}$ gearbeitet, aber das gesamte Vorgehen ist auch auf die nicht transformierten Leistungen \mathbf{P}_z anwendbar. Ausgangspunkt zum Bestimmen dieser Berechnungsvorschrift ist die Gleichung für die Wirkleistung in den Zweigen (4.35), die nach den Eingriffsgrößen aufgelöst werden muss:

$$\underbrace{\mathbf{x}_{in,e}}_{(n_{in,e} \times 1)} = \underbrace{\mathbf{M}_{in,e,T}}_{(n_{in,e} \times n_{in})} \cdot \underbrace{\mathbf{P}_{z,T}}_{(n_{in} \times 1)}. \quad (4.36)$$

In (4.36) steht $n_{\text{in},e}$ für die Anzahl an Eingriffsgrößen aus Tabelle 4.1, die für die Zweigenergieregulation verwendet werden sollen. Dabei ist für den vorgestellten verallgemeinerten Regelungsansatz zwischen zwei Varianten zu unterscheiden:

- Verwendung von Eingriffsgrößen aus Spalte 1, Spalte 2 und Spalte 4 in Tabelle 4.1 (Wirkleistungsbilanz; Kreisstrom und Systemspannung; Kreisstrom und Sternpunktspannung),
- Verwendung von Eingriffsgrößen aus Spalte 1, Spalte 3 und Spalte 4 in Tabelle 4.1 (Wirkleistungsbilanz; Sternpunktspannung und Systemstrom; Kreisstrom und Sternpunktspannung).

Je nachdem wie groß $n_{\text{in},e}$ und n_{in} sind, also abhängig von der Dimension von $\mathbf{M}_{e,T}$, ändert sich das Vorgehen zur Bestimmung einer Lösung (4.36):

- $n_{\text{in},e} < n_{\text{in}}$: (4.35) entspricht einem überbestimmten Gleichungssystem, welches nicht gelöst werden kann;
- $n_{\text{in},e} = n_{\text{in}}$: (4.35) ist eindeutig lösbar und es gilt

$$\mathbf{M}_{\text{in},e,T} = \mathbf{M}_{e,T}^{-1}; \quad (4.37)$$

- $n_{\text{in},e} > n_{\text{in}}$: (4.35) entspricht einem unterbestimmten Gleichungssystem und es gibt unendlich viele Lösungen für das Energieregulierungsproblem.

Für ein eindeutig lösbares Gleichungssystem folgt die Umrechnung der Zweigleistungen in die Eingriffsgrößen direkt aus (4.37). Im am häufigsten auftretenden Fall eines unterbestimmten Gleichungssystems mit unendlich vielen Lösungen stellt sich hingegen die Frage nach der Auswahl einer dieser Lösungen. Eine Methode zur Auswahl durch ein Optimierungsverfahren wird im Folgenden vorgestellt. Diese Methode stellt einen der Hauptbeiträge der vorliegenden Arbeit dar.

Die Menge aller Lösungen des unterbestimmten Gleichungssystems ist darstellbar, indem $n_{\text{par}} = n_{\text{in},e} - n_{\text{in}}$ der Eingriffsgrößen als Parameter

$$\mathbf{k}_p = \begin{bmatrix} k_{p,1} \\ \dots \\ k_{p,n_{\text{par}}} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

gewählt werden. Der Vektor der Eingriffsgrößen $\mathbf{x}_{\text{in},e}$ wird um die als Parameter gewählten Eingriffsgrößen zu $\mathbf{x}_{\text{in},e,\text{red}}$ reduziert. Da die Anzahl der verbleibenden Eingriffsgrößen gleich

der Anzahl der Zweigwirkleistungen ist, kann (4.35) nach den verbleibenden Eingriffsgrößen $\mathbf{x}_{\text{in,e,red}}$ aufgelöst werden:

$$\underbrace{\mathbf{x}_{\text{in,e,red}}}_{n_{\text{in}} \times 1} = \mathbf{f}(\mathbf{P}_{z,T}, \mathbf{k}_p). \quad (4.39)$$

Über die Parameter \mathbf{k}_p , die beliebige Werte annehmen können, werden damit alle Lösungen des unterbestimmten Gleichungssystems abgebildet. Für die Wahl von \mathbf{k}_p ist nun ein Optimierungskriterium nötig. Auch wenn die Zweigenergieregung üblicherweise nur kleine Ströme und Spannungen als Eingriffsgrößen benötigt, macht es hinsichtlich der Umrichterdimensionierung Sinn, möglichst kleine zusätzliche Zweigströme und Zweigspannungen durch die Regelung zu verursachen. Im Fall von Netz- oder Lastunsymmetrien sind ohne zusätzliche Vorsteuerung auch größere Eingriffsgrößen zur Energieregung zu erwarten. Obwohl solche Unsymmetrien nicht im Fokus dieser Arbeit stehen, lässt sich der verallgemeinerte Regelungsansatz einschließlich der im Folgenden vorgestellten Optimierung auf diese erweitern. Weil der Einfluss der Sternpunktspannungskomponenten auf alle Zweigspannungen gleich ist, erfolgt die Optimierung hinsichtlich der zusätzlichen Zweigströme, welche die Kreisströme verursachen. Die verfügbare Spannungsreserve der Zweige, welche für eine Sternpunktspannung zur Verfügung steht, wird nur als Randbedingung für die Optimierung behandelt.

Zunächst lassen sich die zusätzlichen Zweigstromanteile, welche durch die $\omega_1\alpha$ -, $\omega_1\beta$ -, $\omega_2\alpha$ -, $\omega_2\beta$ - und ω_a -Komponenten der Kreisströme verursacht werden, allgemein für jeden Zweig b ausdrücken. Dies geschieht mithilfe der Umrechnung zwischen Zweigströmen und System- sowie Kreisströmen

$$\underbrace{\mathbf{i}_z}_{(n_{\text{in}} \times 1)} = \underbrace{\mathbf{T}_{\text{sv}}}_{(n_{\text{in}} \times n_{\text{sv}})} \cdot \underbrace{\mathbf{x}}_{(n_{\text{sv}} \times 1)}, \quad (4.40)$$

welche der Rücktransformation zu (4.18) entspricht. Hierbei sei angemerkt, dass \mathbf{T}_{sv} nicht der Inversen von \mathbf{T}_i entspricht, da die Matrizen aufgrund $n_{\text{in}} = n_{\text{sv}} + 1$ nicht quadratisch und damit nicht invertierbar sind. Für die zusätzlichen Zweigstromanteile folgt mit (4.40)

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{z,11,\omega_1,\alpha/\dots/\omega_2,\beta/\omega_a} \\ \dots \\ \hat{i}_{z,xy,\omega_1,\alpha/\dots/\omega_2,\beta/\omega_a} \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{\text{sv}} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \\ \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha/\dots/\omega_2,\beta/\omega_a} \\ \dots \\ \hat{i}_{\text{cir},n_{\text{cir}},\omega_1,\alpha/\dots/\omega_2,\beta/\omega_a} \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

Die Einträge mit Null im Vektor auf der rechten Seite von (4.41) entsprechen den Elementen von \mathbf{x} , welche einen Systemstrom darstellen. Die Umrechnung in (4.41) erfolgt wie angedeutet getrennt für die unterschiedlichen $\omega_1\alpha$ -, $\omega_1\beta$ -, $\omega_2\alpha$ -, $\omega_2\beta$ - und ω_a -Komponenten.

Abgesehen von Eingriffsgrößen, die als Parameter dienen, werden die Kreisstromanteile in (4.41) mit den Eingriffsgrößen aus (4.39) substituiert. Damit lassen sich die $\omega_1\alpha$ -, $\omega_1\beta$ -, $\omega_2\alpha$ -, $\omega_2\beta$ -, und ω_a -Komponenten der Zweigströme ebenfalls als Funktionen der Zweigleistungen $\mathbf{P}_{z,T}$ und der Parameter \mathbf{k}_p ausdrücken. Aus (4.41) wird dann die Obergrenze für den Effektivwert der zusätzlich auftretenden Zweigströme

$$I_{z,b} = \sqrt{\frac{\hat{i}_{z,b,\omega_1,\alpha}^2 + \hat{i}_{z,b,\omega_1,\beta}^2}{2} + \frac{\hat{i}_{z,b,\omega_2,\alpha}^2 + \hat{i}_{z,b,\omega_2,\beta}^2}{2} + \frac{\hat{i}_{z,b,\omega_a}^2}{2}} \quad (4.42)$$

jedes Zweigs b gebildet. Aus diesen lässt sich wiederum die quadratische Summe aller Zweigstromeffektivwerte

$$f_{\text{opt}}(\mathbf{P}_{z,T}, \mathbf{k}_p) = \sum_{\forall b} I_{z,b}^2 \quad (4.43)$$

berechnen, welche als Zielgröße der Optimierung dient. Ziel ist es, diese quadratische Summe der zusätzlichen Zweigstromeffektivwerte, die durch die Zweigenergieregulation auftreten, zu minimieren. Folglich wird die Jacobi-Matrix von f_{opt} nach \mathbf{k}_p gebildet und gleich Null gesetzt:

$$\mathbf{J}_{f_{\text{opt}}} = \frac{\partial f_{\text{opt}}}{\partial \mathbf{k}_p} \stackrel{!}{=} 0. \quad (4.44)$$

Das resultierende Gleichungssystem (4.44) wird dann zur Bestimmung des Minimums nach \mathbf{k}_p aufgelöst. Eine Erläuterung, warum dieses Gleichungssystem immer nur eine Lösung hat, die ein Minimum ist, folgt im Anschluss.

Die aus der Lösung von (4.44) folgenden Parameter \mathbf{k}_p beschreiben die optimale Lösung von (4.35) bezüglich der quadratischen Summe der Zweigstromeffektivwerte. Werden diese Parameter in (4.39) eingesetzt und der Vektor der verbleibenden Eingriffsgrößen $\mathbf{x}_{\text{in},e,\text{red}}$ mit den als Parametern gewählten Eingriffsgrößen erweitert, so dass man den ursprünglichen Vektor aller Eingriffsgrößen $\mathbf{x}_{\text{in},e}$ erhält, resultiert die optimale Lösung

$$\underbrace{\mathbf{x}_{\text{in},e}}_{(n_{\text{in},e} \times 1)} = \underbrace{\mathbf{M}_{\text{in},e,T}}_{(n_{\text{in},e} \times n_{\text{in}})} \cdot \underbrace{\mathbf{P}_{z,T}}_{(n_{\text{in}} \times 1)}. \quad (4.45)$$

Je nach betrachteter Topologie und entsprechend verfügbaren Eingriffsgrößen kann $\mathbf{M}_{\text{in},e,T}$ vom Verhältnis der Spannungen der beiden Systeme und der verfügbaren Sternpunktspannung abhängen.

Es stellt sich die Frage, ob das Gleichungssystem in (4.44) für die beschriebene Optimierung nach der quadratischen Summe der Zweigstromeffektivwerte für alle betrachteten modularen Multilevelumrichter-Topologien lösbar ist und ein eindeutiges Minimum liefert. Dies kann an-

schaulich gezeigt werden. Ausgangspunkt dafür sind die verschiedenen Anteile der Zweigstromamplituden, welche mit (4.41) basierend auf \mathbf{T}_{sv} berechnet werden. Diese Berechnung liefert

$$\begin{aligned} \hat{i}_{z,b,\omega_1,\alpha \dots / \omega_2,\beta / \omega_a} &= \sum_{i=1}^{n_{par}} t_{sv,p,b,i} \cdot \frac{k_{p,i}}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}} + \sum_{j=1}^{n_{in,e}-n_{par}} t_{sv,x,b,j} \cdot x_{in,e,red,j} \\ &= f(\mathbf{P}_{z,T}, \mathbf{k}_p), \end{aligned} \quad (4.46)$$

wobei $t_{sv,p,b,n}$ und $t_{sv,x,b,n}$ die aus \mathbf{T}_{sv} folgenden Vorfaktoren sind und $x_{in,e,red,j}$ die Elemente von $\mathbf{x}_{in,e,red}$ bezeichnet. Die Parameter $k_{p,i}$ in (4.46) werden entweder durch \hat{u}_1 , \hat{u}_2 oder \hat{u}_{st,ω_a} geteilt – je nachdem, welche Eingriffsgröße durch den Parameter repräsentiert wird. In (4.46) werden diese drei möglichen Nenner durch $\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}$ dargestellt. Eine wichtige Erkenntnis ist, dass die Parameter $k_{p,i}$ nur in der ersten Potenz auftreten. Die Elemente $\mathbf{x}_{in,e,red}$ lassen sich durch (4.39) ersetzen und sind damit Funktionen der Zweigleistungen $\mathbf{P}_{z,T}$ und der Parameter \mathbf{k}_p , wobei auch hier die Parameter nur in der ersten Potenz vorhanden sind.

Durch Einsetzen der Effektivwerte der zusätzlich auftretenden Zweigströme aus (4.42) in die als Zielgröße der Optimierung genutzte Funktion f_{opt} aus (4.43) folgt

$$f_{opt}(\mathbf{P}_{z,T}, \mathbf{k}_p) = \sum_{\forall b} \left(\frac{\hat{i}_{z,b,\omega_1,\alpha}^2 + \hat{i}_{z,b,\omega_1,\beta}^2}{2} + \frac{\hat{i}_{z,b,\omega_2,\alpha}^2 + \hat{i}_{z,b,\omega_2,\beta}^2}{2} + \frac{\hat{i}_{z,b,\omega_a}^2}{2} \right). \quad (4.47)$$

Die Zweigstromamplituden in (4.47) werden wiederum durch (4.46) substituiert. Dadurch dass die Zweigstromamplituden in (4.47) quadriert auftreten, wird jedes Element der beiden Summen aus (4.46) mit sich selbst und jeweils allen weiteren Elementen der Summen multipliziert. Folglich tritt jeder Parameter $k_{p,i}$ entweder quadriert, als Produkt mit einem anderen Parameter oder über die Elemente $x_{in,e,red,j}$ als Produkt mit einer Zweigleistung auf. Alle Produkte mit den verschiedenen Zweigleistungen sind zur besseren Lesbarkeit als Funktionen λ_i ($i = 1 \dots n_{par}$) zusammengefasst:

$$\begin{aligned} f_{opt}(\mathbf{P}_{z,T}, \mathbf{k}_p) &= \underbrace{\lambda_1}_{=f(\mathbf{P}_{z,T})} \cdot \frac{k_{p,1}}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}} + m_{1,1} \cdot \frac{k_{p,1}^2}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}^2} + m_{1,2} \cdot \frac{k_{p,1} \cdot k_{p,2}}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a} \cdot \hat{u}_{1/2/st,\omega_a}} + \dots \\ &+ \underbrace{\lambda_2}_{=g(\mathbf{P}_{z,T})} \cdot \frac{k_{p,2}}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}} + m_{2,2} \cdot \frac{k_{p,2}^2}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}^2} + \dots \end{aligned} \quad (4.48)$$

mit $m_{i,j}$ als Vorfaktoren. Bei Betrachtung der Jacobi-Matrix von (4.48)

$$\begin{aligned} \mathbf{J}_{f_{opt}} &= \frac{\partial f_{opt}}{\partial \mathbf{k}_p} \\ &= \left[\frac{\lambda_1}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}} + m_{1,1} \cdot \frac{2 \cdot k_{p,1}}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a}^2} + m_{1,2} \cdot \frac{k_{p,2}}{\hat{u}_{1/2/st,\omega_a} \cdot \hat{u}_{1/2/st,\omega_a}} + \dots \quad \dots \right] \stackrel{!}{=} 0 \end{aligned} \quad (4.49)$$

wird klar, dass es sich um ein lineares Gleichungssystem handelt, das heißt, $k_1 \dots k_{n_{\text{par}}}$ kommen erneut nur in der ersten Potenz vor. Außerdem gibt es genauso viele Gleichungen wie Parameter, wodurch das Gleichungssystem entweder eine oder keine Lösung haben kann. Da es physikalisch betrachtet mindestens ein Minimum geben muss ($I_{z,b} > 0$, siehe (4.42)), hat (4.49) immer genau ein Minimum als Lösung.

Alternativ zur quadratischen Summe der Zweigstromeffektivwerte in (4.43) sind auch andere Optimierungsgleichungen denkbar. Ein Beispiel wäre die Minimierung der Summe der Zweigstromamplituden. Diese führt aber abhängig von der Topologie zu nicht mehr analytisch lösbaren Gleichungssystemen (4.44). Der Grund dafür ist die veränderte Form von (4.48) im Fall der Minimierung der Summe der Zweigstromamplituden, welche sich dann aus mehreren Wurzeltermen zusammensetzt, die die Summe aus unterschiedlichen Kombinationen der Parameter und Zweigleistungen enthalten. Für den Spezialfall des MMC ist dieser Ansatz lösbar, falls nur Eingriffsgrößen aus Spalte 1 und Spalte 2 von Tabelle 4.1 verwendet werden, und führt zu dem gleichen Ergebnis wie die Optimierung mit der quadratischen Summe der Zweigstromeffektivwerte. Beim MMMC ist (4.44) bereits nicht mehr analytisch lösbar.

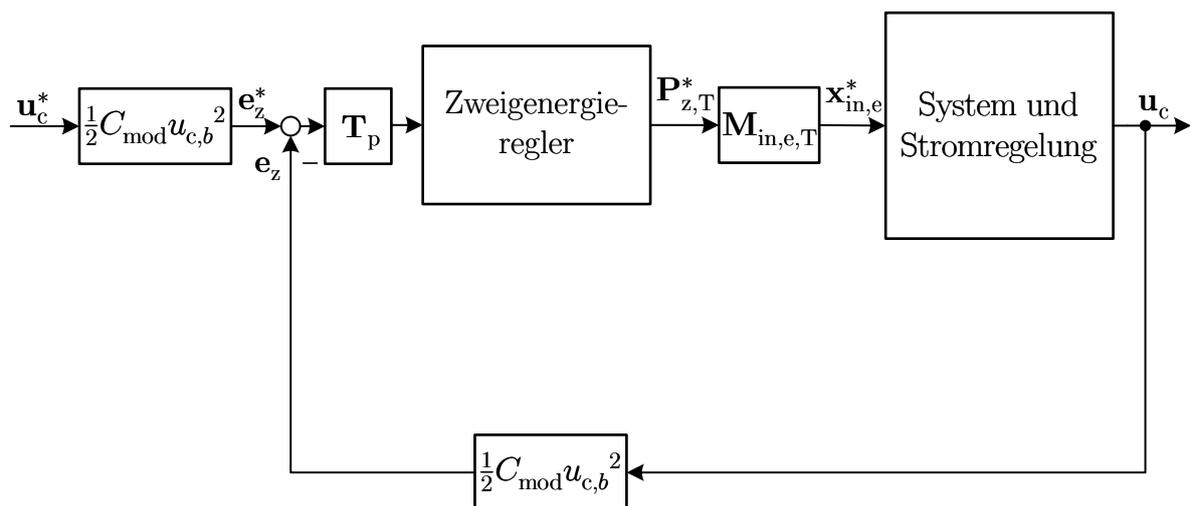


Abbildung 4.3: Blockschaltbild der Energieregulation; der Vektor \mathbf{u}_c setzt sich aus den Mittelwerten der gemessenen Modulkondensatorspannungen je Zweig zusammen; C_{mod} ist die Kapazität eines Modulkondensators.

Die Lösung der Optimierung im Fall eines unterbestimmten Gleichungssystems oder die Lösung der Matrixinvertierung im Fall eines eindeutigen Gleichungssystems wird mit der Regelungsstruktur in Abbildung 4.3 angewendet. Diese nutzt ebenfalls die optionale Transformation \mathbf{T}_p aus (4.34), wodurch beispielsweise nur ein Regler die Abweichung der gesamten gespeicherten Energie in den Zweigen (und deren Dynamik) beeinflusst. Abhängig von der Anzahl der verwendeten Eingriffsgrößen für die Energieregulation ändert sich die Dimension von $\mathbf{x}_{\text{in,e}}^*$. Die einzelnen Zweigenergieregler werden in dieser Arbeit als PI-Regler realisiert. Neben unterschiedlichen $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ hat die Wahl unterschiedlicher Eingriffsgrößen auch Auswirkungen auf das Systemverhalten und damit die Reglerauslegung.

4.5 Resultierende Gesamtregelung

Die Stromregelung aus Abschnitt 4.2 und die Energieregulation aus Abschnitt 4.4 bilden zusammen als eine kaskadierte Regelungsstruktur die Gesamtregelung in Abbildung 4.4. Zusätzlich zu den Reglerstrukturen in Abbildung 4.2 und Abbildung 4.3 muss dafür ein Block zur Berechnung der Strom- und Sternpunktspannungssollwerte hinzugefügt werden. Dieser bestimmt aus den Sollwerten für die Eingriffsgrößen der Energieregulation und aus von außen kommenden Sollwerten für die Systemströme die Sollwerte für den Vektor der Zustandsgrößen \mathbf{x}^* und die Sternpunktspannung u_{st}^* . Die Sollwerte der Eingriffsgrößen der Energieregulation repräsentieren das Produkt von einer Stromamplitude und einer Spannungsamplitude. Um daraus die sinusförmigen Sollgrößen für die Zustandsgrößen und die Sternpunktspannung zu berechnen, sind außerdem noch die Systemspannungsamplituden \hat{u}_1, \hat{u}_2 und Systemstromamplituden \hat{i}_1, \hat{i}_2 sowie die Phasenlagen der Systemspannungen θ_1, θ_2 nötig. Die von außen vorgegebenen Sollwerte für den Wirk- und Blindstrom in System 1 $i_{1,P}^*, i_{1,Q}^*$ und für den Blindstrom in System 2 $i_{2,Q}^*$ stellt beispielsweise eine übergeordnete Netz- oder Maschinenregelung bereit.

Die Regelung in Abbildung 4.4 zeigt eine kompakte Form der Regelungsstruktur, die nur die essentiellen Komponenten beinhaltet. Die zusätzlich benötigten PLLs und gegebenenfalls FLLs („Frequency-Locked Loop“) sind nicht gezeigt. Insbesondere für die gemessenen Spannungen der Modulkondensatoren ist eine Filterung empfehlenswert. Die betriebsbedingten Spannungsschwankungen der Kondensatoren können sonst zu einer ungewollten Anregung der Zweigenergieregler führen. Für die Simulationen und Messungen in dieser Arbeit wurde deshalb auf eine Serienschaltung mehrerer Notch-Filter (Kerbfiler) zweiter Ordnung zurückgegriffen [102]. Alternativ sind die betriebsbedingten Spannungsschwankungen auch basierend auf den Zweigströmen und den Zweigspannungen vorausberechenbar [68], [79].

Weiterhin zeigt Abbildung 4.4 die zusätzlichen Vorsteuerterme \mathbf{x}_{add}^* und $u_{st,add}^*$ für die Zustandsgrößen und die Sternpunktspannung. Mit diesen Aufschaltungen können Verfahren zur Verringerung der betriebsbedingten Energieschwankungen in den Modulkondensatoren in Kombination mit dem hier behandelten verallgemeinerten Regelungsansatz kombiniert werden. Solche Verfahren existieren für mehrere der betrachteten modularen Multilevelumrichter-Topologien und sind immer auf eine zusätzliche Vorsteuerung der Zustandsgrößen (insbesondere der Kreisströme) und/oder der Sternpunktspannung zurückzuführen. Diese arbeitspunktabhängigen Terme aus den entsprechenden Veröffentlichungen müssen nur gemäß der Stromdefinitionen umgerechnet werden und können ansonsten direkt verwendet werden. Dies wird in Kapitel 7 exemplarisch für den MMC demonstriert.

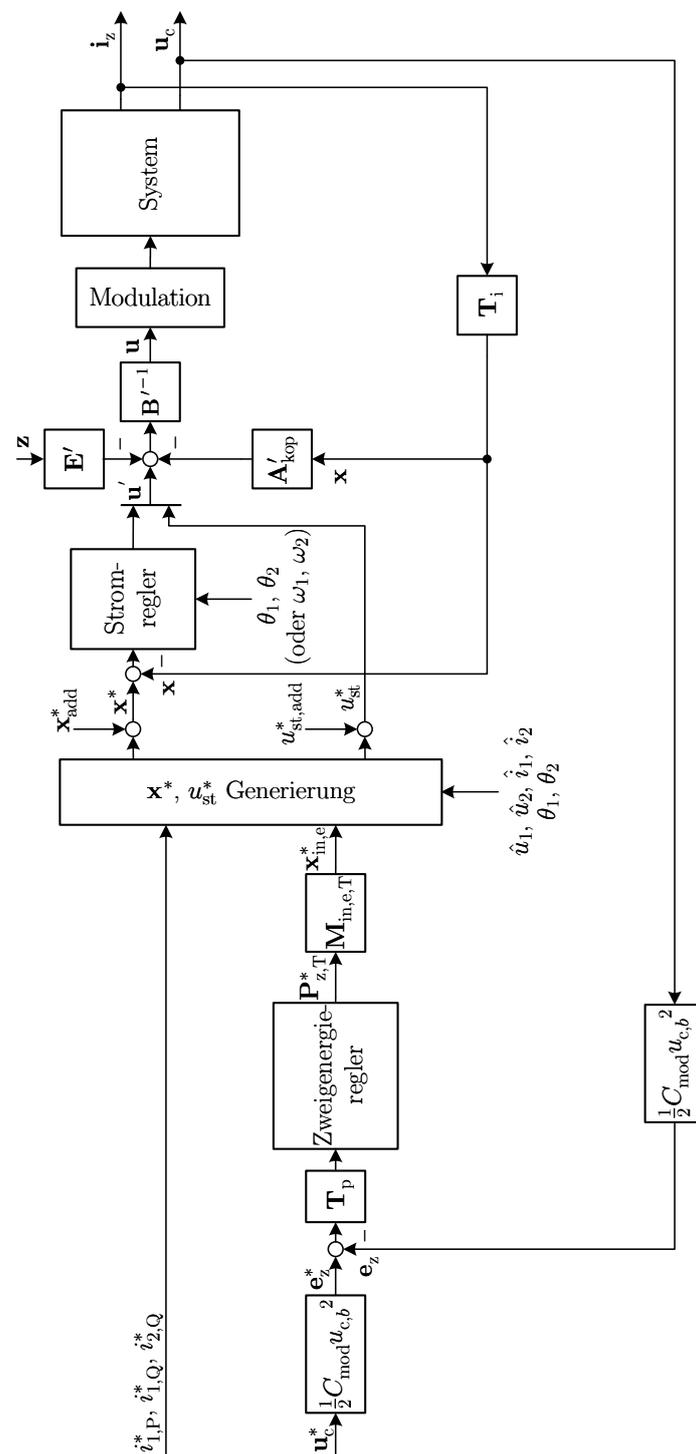


Abbildung 4.4: Blockschaltbild der Regelung; $\theta_1 = \omega_1 t$ und $\theta_2 = \omega_2 t + \psi$ sind die Ausgaben der PLLs (nicht gezeigt) für die Phasenlage der Systemspannungen; der Vektor \mathbf{i}_z setzt sich aus den gemessenen Zweigströmen zusammen; der Vektor \mathbf{u}_c setzt sich aus den Mittelwerten der gemessenen Modulkondensatorspannungen je Zweig zusammen.

4.6 Einschränkungen und Anmerkungen

Der in diesem Kapitel vorgestellte verallgemeinerte Regelungsansatz unterliegt einigen Einschränkungen, welche dieser Abschnitt noch einmal zusammenfassen soll.

Die größte Einschränkung betrifft die Zweigenergieregung. Die dort vorgestellte Optimierung ermöglicht nicht den gleichzeitigen Einsatz aller prinzipiell möglichen Eingriffsgrößen aus Tabelle 4.1. Wie bereits in Abschnitt 4.4 beschrieben, können entweder nur die Eingriffsgrößen basierend auf Wirkleistungsbilanz, Kreisstrom und Systemspannung sowie Kreisstrom und Sternpunktspannung oder basierend auf Wirkleistungsbilanz, Sternpunktspannung und Systemstrom sowie Kreisstrom und Sternpunktspannung zusammen verwendet werden. Grund hierfür ist der sonst resultierende nichtlineare Zusammenhang zwischen den Wirkleistungen in den Zweigen und den Eingriffsgrößen der Zweigenergieregung, wie bereits in (4.32) dargestellt. Dieser Zusammenhang lässt sich ebenfalls über die transformierten Leistungen zeigen:

$$\begin{aligned} \mathbf{P}_{z,T} &= \mathbf{T}_p \cdot \mathbf{f}(\mathbf{x}_{in,e,gesamt}) = \mathbf{f}_T(\mathbf{x}_{in,e,gesamt}) \\ &= \mathbf{M}_{e,T,gesamt} \cdot \mathbf{x}_{in,e,gesamt} + \mathbf{P}_{Q,T} + \mathbf{P}_{kop,T} \end{aligned} \quad (4.50)$$

Die Koppelterme $\mathbf{P}_{kop,T}$, die zur Darstellung der Nichtlinearität verwendet werden, haben grundsätzlich die gleiche Wirkungsweise wie die Eingriffsgrößen mit ω_a aus gleichzeitiger Verwendung von Kreisströmen und Sternpunktspannung. Wie bereits in Abschnitt 4.3 angedeutet, besteht die Möglichkeit, die Koppelterme für die Herleitung der Energieregungsmatrix $\mathbf{M}_{in,e,T}$ zu ignorieren und über eine zusätzliche Vorsteuerung in der Regelung als Störgrößen zu kompensieren. Da die Optimierung der Zweigenergieregung die Koppelterme dann aber nicht berücksichtigt, werden in vielen Fällen für die Kompensation Zweigstromanteile mit ω_1 und ω_2 verwendet, die selbst Koppelterme verursachen. Dies resultiert in höheren Strömen und damit höheren Verlusten. Werden alternativ die Koppelterme für die Optimierung ebenfalls vernachlässigt und außerdem ausschließlich durch Eingriffsgrößen mit ω_a aus gleichzeitiger Verwendung von Kreisströmen und Sternpunktspannung kompensiert, vermeidet dies die Generierung zusätzlicher Koppelterme. Abhängig vom Zweigleistungssollvektor ergeben sich aber Arbeitspunkte, in denen die entstehenden Koppelterme bei der Erzeugung der gewünschten Zweigleistung unterstützend wirken können. Werden sie nun direkt mithilfe der ω_a Eingriffsgrößen kompensiert, verbleibt diese unterstützende Wirkung ungenutzt.

Die Probleme dieser beiden Vorgehensweisen zeigen, dass zwar eine funktionierende Regelung entwickelt werden kann, eine Minimierung der zur Zweigenergieregung genutzten Ströme aber nur durch die Berücksichtigung der Koppelterme bei der Optimierung zu erreichen ist. Problem hierbei ist das resultierende Gleichungssystem aus (4.44). Durch die im vorherigen Absatz beschriebene Nichtlinearität ist auch dieses Gleichungssystem nichtlinear und lässt sich nicht mehr analytisch lösen. Diese Einschränkung stellt vor allem für die Regelung bei niedrigen Systemfrequenzen oder ähnlichen Frequenzen in beiden System ein Problem dar, da dort die gleichzeitige Verwendung von Kreisstromanteilen und Sternpunktspannungsanteilen gleicher Frequenz sinnvoll erscheint. Eine ausführlichere Diskussion dieser Arbeitspunkte erfolgt in

Kapitel 7. Durch die potentielle Bedeutung für solche Arbeitspunkte ist die Lösung des nichtlinearen Gleichungssystems eine wichtige offene Forschungsfrage, die in zukünftigen Arbeiten zu untersuchen ist. Mögliche Ansätze können in der Anwendung numerischer Lösungsverfahren auf das Gleichungssystem liegen.

Auch andere Veröffentlichungen zeigen keine Lösung für das Problem der Koppelterme. Für den MMC wird das Problem der Koppelterme in [82] zwar beschrieben, aber keine optimale Auswahl der Eingriffsgrößen zur Zweigenergieregulation getroffen. Ebenfalls für den MMC verwenden Kawamura et al. in [81] gleichzeitig Kreisstromanteile und Sternpunktspannungsanteile gleicher Frequenz, ohne das Entstehen von Koppeltermen zu diskutieren. Die dort realisierte Regelung kompensiert die ungewollten Leistungen entsprechend als Störgrößen.

Des Weiteren ist anzumerken, dass bei der Verwendung von Wirkleistungsbilanz, Sternpunktspannungsanteilen und Systemströmen mit ω_1 , ω_2 sowie Kreisstromanteilen und Sternpunktspannungsanteilen mit ω_a als Eingriffsgrößen für alle bekannten Topologien das Gleichungssystem (4.35) eindeutig lösbar ist. Es muss also keine Optimierung zur Herleitung der Zweigenergieregulation durchgeführt werden. Dies folgt aus der Anzahl der verfügbaren Eingriffsgrößen. Bei mehr als einer Phase für die beiden verbundenen Systeme können je Systemfrequenz zwei Kreisstromanteile und zwei Systemspannungsanteile genutzt werden. Außerdem liefern die Anteile mit ω_a eine Eingriffsgröße je Kreisstrom. Die Anzahl der Eingriffsgrößen einschließlich der Leistungsbilanz ist dann entsprechend (4.30)

$$n_{\text{in,e}} = 5 \cdot n_{\text{cir}} + 4 + 1 = 5 \cdot (x \cdot y - x - y + 1 - r) + 5. \quad (4.51)$$

Ist eines der Systeme einphasig, gibt es für die Systemfrequenz von diesem nur eine nutzbare Eingriffsgröße je Kreisstrom und Sternpunktspannung:

$$n_{\text{in,e}} = 4 \cdot n_{\text{cir}} + 3 + 1 = 4 \cdot (x \cdot y - x - y + 1 - r) + 4. \quad (4.52)$$

Ursache für die reduzierte Anzahl an Eingriffsgrößen bei einphasigen Systemen ist, dass das System in den Zweigspannungen und Zweigströmen nur Anteile mit einer Phasenlage verursacht. Entsprechend sind für diese Frequenz nur Kreisstromanteile und Sternpunktspannungsanteile mit genau dieser Phasenlage sinnvoll einsetzbar, um Wirkleistungen zu generieren.

Nutzt man dagegen wie oben angegeben nur Sternpunktspannungsanteile mit ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Kreisstromanteile mit ω_a , reduzieren sich (4.51) und (4.52) zu

$$n_{\text{in,e}} = 1 \cdot n_{\text{cir}} + 4 + 1 = x \cdot y - x - y + 6 - r \quad (4.53)$$

und

$$n_{\text{in,e}} = 1 \cdot n_{\text{cir}} + 3 + 1 = x \cdot y - x - y + 5 - r. \quad (4.54)$$

Für den MMC ($x = 3$, $y = 2$, $r = 0$) ist damit die Anzahl der Eingriffsgrößen $n_{\text{in,e}} = n_{\text{in}} = 6$, also gleich der Anzahl der vorhandenen Zweige. Gleiches gilt beim MMC ($x = 3$, $y = 3$, $r = 0$) mit $n_{\text{in,e}} = n_{\text{in}} = 9$ und beim Hexverter ($x = 3$, $y = 3$, $r = 3$) mit $n_{\text{in,e}} = n_{\text{in}} = 6$. Erst für $x > 3$

beziehungsweise $y > 3$ gilt dann $n_{in,e} < n_{in}$. Es sind also nicht mehr genug Eingriffsgrößen vorhanden und die Zweigenergieregung kann nicht ohne Kreisstromanteile mit ω_1 und ω_2 realisiert werden. Für diese Topologien wird die zuvor diskutierte, noch fehlende Optimierung bei gleichzeitiger Nutzung von systemfrequenten Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteilen also um so wichtiger, weil sonst die Sternpunktspannungsanteile mit ω_1 und ω_2 für keine optimierte Zweigenergieregung verwendet werden können.

5 Modular Multilevel Converter

Der MMC in Abbildung 5.1 gehört zu den modularen Multilevelumrichtern mit der häufigsten praktischen Verwendung. Er wird bei Umrichtern für HGÜs und für Mittelspannungs-Antriebsumrichter eingesetzt. Je nach Anwendungsgebiet handelt es sich bei System 2 in Abbildung 5.1 entweder um eine Gleichspannung (Zwischenkreis, Hochspannungsgleichstromnetz) oder um eine Wechselspannung (einphasiges Bahnnetz, Hochfrequenztransformator). Für die Module können entweder Halbbrückenmodule oder Vollbrückenmodule eingesetzt werden. Im Fall einer Gleichspannung für System 2 werden häufig Halbbrückenmodule verwendet. Der untersuchte verallgemeinerte Regelungsansatz lässt sich auf den MMC mit Halb- und Vollbrückenmodulen sowie für Gleichspannungen und Wechselspannungen für System 2 gleichermaßen einsetzen. Bei der exemplarischen simulativen und experimentellen Überprüfung der Regelung wird eine Wechselspannung für System 2 verwendet.

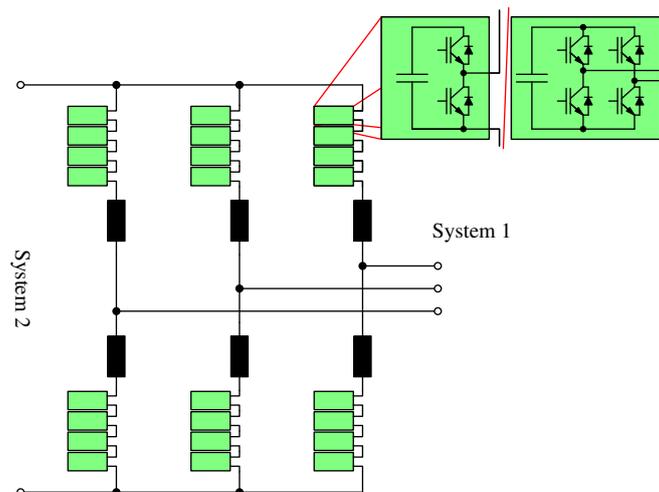


Abbildung 5.1: MMC mit Vollbrücken- oder Halbbrückenmodulen

5.1 Systembeschreibung

Beim MMC handelt es sich um den vollständigen 3×2 modularen Multilevel-Matrixumrichter. Zur Systembeschreibung bezüglich des Stromverhaltens und als Ausgangspunkt für die Herleitung von \mathbf{B}^{-1} sowie \mathbf{T}_p für die Stromregelung wird die Zustandsraumdarstellung des Systems

ohne Berücksichtigung der Modulkondensatoren verwendet. Abbildung 5.2 zeigt das Ersatzschaltbild des Umrichters. In Abbildung 5.3 ist der Graph des elektrischen Netzwerks dieses Ersatzschaltbilds abgebildet.

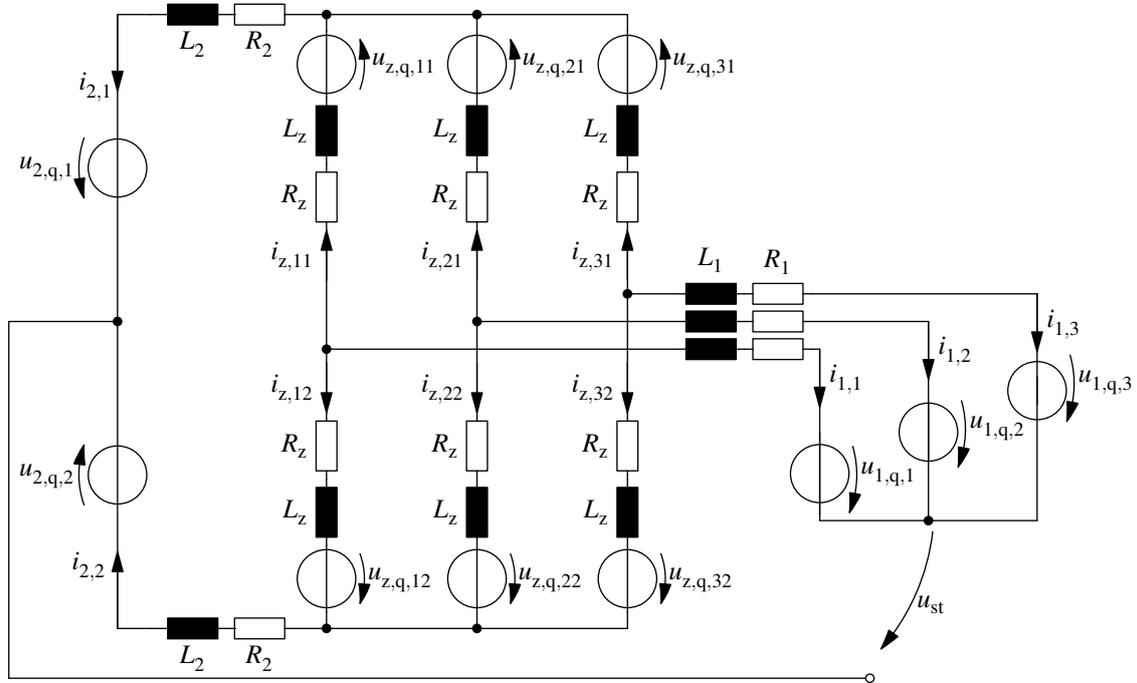


Abbildung 5.2: Ersatzschaltbild des MMC, $u_{2,q,2} = -u_{2,q,1}$, $i_2 = i_{2,1} = -i_{2,2}$

Basierend auf dem Graphen des MMC sowie (3.5), (3.6) und (3.7) hat das Ersatzschaltbild der Topologie damit

- $n_{sv} = 5$ Zustandsvariablen (unter Vernachlässigung der Modulkondensatoren),
- $n_{cir} = 2$ Kreisströme und
- $n_{in} = 6$ Eingangsgrößen.

Zustandsgrößen sind hier die in $\alpha\beta$ -Koordinaten transformierten Ströme in System 1

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_{1,0} \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_{1,1} \\ i_{1,2} \\ i_{1,3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{123}}, \quad (5.1)$$

wobei wegen des nicht verbundenen Sternpunkts von System 1 $i_{1,0} = 0$ gilt. Eine Transformation

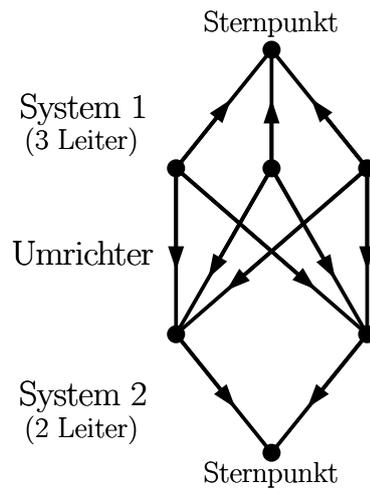


Abbildung 5.3: Graph des MMC basierend auf dem Ersatzschaltbild in Abbildung 5.2

des Zweileitersystems analog zur $\alpha\beta$ -Transformation in (5.1), welche in eine Nullkomponente und eine weitere Komponente transformiert, ist

$$\begin{bmatrix} i_2 \\ i_{2,0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{2,1} \\ i_{2,2} \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Dadurch, dass der Mittelpunkt von System 2 nicht angeschlossen ist, gilt ebenfalls $i_{2,0} = 0$. Die Definitionen der beiden Kreisströme basieren auf zwei Strompfaden entlang von Maschen innerhalb des Umrichters in Abbildung 5.2:

$$\begin{aligned} i_{\text{cir},1} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,11} - i_{z,12} - i_{z,21} + i_{z,22}), \\ i_{\text{cir},2} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,21} - i_{z,22} - i_{z,31} + i_{z,32}). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Der Zustandsgrößenvektor \mathbf{x} , der Eingangsvektor \mathbf{u} und der Störgrößenvektor \mathbf{z} sind

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_2 \\ i_{\text{cir},1} \\ i_{\text{cir},2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{z,q,1} \\ u_{z,q,2} \\ u_{z,q,3} \\ u_{z,q,4} \\ u_{z,q,5} \\ u_{z,q,6} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{z} = \begin{bmatrix} u_{1,q,\alpha} \\ u_{1,q,\beta} \\ u_{1,q,0} \\ u_{2,q} \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Dabei sind die Quellenspannungen von System 1 analog zu (5.1) und die Quellenspannung von System 2 mit $u_{2,q} = u_{2,q,1} - u_{2,q,2}$ definiert.

Aus den System- und Kreisstromdefinitionen folgt die Umrechnung zwischen den Zweigströmen und Zustandsgrößen:

$$\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_2 \\ i_{\text{cir},1} \\ i_{\text{cir},2} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_i} \cdot \begin{bmatrix} i_{z,11} \\ i_{z,12} \\ i_{z,21} \\ i_{z,22} \\ i_{z,31} \\ i_{z,32} \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

Basierend auf Abbildung 5.2 ergibt sich für die Systemmatrix \mathbf{A} , die Eingangsmatrix \mathbf{B} und die Störgrößenmatrix \mathbf{E} der Zustandsraumdarstellung

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{R_z+2\cdot R_1}{L_z+2\cdot L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_z+2\cdot R_1}{L_z+2\cdot L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_z+3\cdot R_2}{L_z+3\cdot L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z}{L_z} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z}{L_z} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{2}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{-1}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{-1}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{-1}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{-1}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{\sqrt{3}}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{-\sqrt{3}}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} & \frac{-\sqrt{3}}{3\cdot L_z+6\cdot L_1} \\ \frac{-1}{2\cdot L_z+6\cdot L_2} & \frac{1}{2\cdot L_z+6\cdot L_2} & \frac{-1}{2\cdot L_z+6\cdot L_2} & \frac{1}{2\cdot L_z+6\cdot L_2} & \frac{-1}{2\cdot L_z+6\cdot L_2} & \frac{1}{2\cdot L_z+6\cdot L_2} \\ \frac{1}{4\cdot L_z} & \frac{-1}{4\cdot L_z} & \frac{-1}{4\cdot L_z} & \frac{1}{4\cdot L_z} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{4\cdot L_z} & \frac{-1}{4\cdot L_z} & \frac{-1}{4\cdot L_z} & \frac{1}{4\cdot L_z} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} \frac{-2}{L_z+2\cdot L_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-2}{L_z+2\cdot L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-3}{2\cdot L_z+6\cdot L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.6)$$

Auf Basis der zwei Kreisströme und der Sternpunktspannung folgt Tabelle 5.1 mit allen verfügbaren Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregung. Für die Frequenz ω_2 gibt es beim MMC

Tabelle 5.1: Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregung des MMC

Wirkleistungsbilanz	Kreisstrom und Systemspannung	Sternpunktspannung und Systemstrom	Kreisstrom und Sternpunktspannung
ΔP	$\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1, \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1,$ $\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1, \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1,$ $\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2} \cdot \hat{u}_2, \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2} \cdot \hat{u}_2$	$\hat{u}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1,$ $\hat{u}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1,$ $\hat{u}_{\text{st},\omega_2} \cdot \hat{i}_2$	$\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a},$ $\hat{i}_{\text{cir},2,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a}$

keine Eingriffsgrößen mit unterschiedlichen Phasenlagen α und β . Der Grund dafür ist, dass System 2 nur Zweigspannungsanteile mit einer Phasenlage in den Zweigen verursacht und es für die Zweigenergieregung folglich nur sinnvoll ist, Kreisstromanteile mit ω_2 und genau dieser Phasenlage einzuprägen. Um dazu 90° phasenverschobene Kreisstromanteile verursachen nur Blindleistungen in den Zweigen des MMC.

Ausgehend von idealen und symmetrischen Spannungen und Strömen

$$\begin{aligned}
 u_{1,q,k}(t) &= \hat{u}_1 \cdot \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi \cdot (k-1)}{3}\right), \\
 i_{1,k}(t) &= \hat{i}_1 \cdot \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi \cdot (k-1)}{3} - \varphi_1\right), \\
 u_{2,q,1}(t) &= -u_{2,q,2}(t) = \frac{\hat{u}_2}{2} \cdot \cos(\omega_2 t + \psi), \\
 i_{2,1}(t) &= -i_{2,2}(t) = \hat{i}_2 \cdot \cos(\omega_2 t - \varphi_2 + \psi)
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

mit $k = 1 \dots 3$ für System 1 und System 2 sowie $\omega_1 \neq \omega_2$, $\omega_1 \neq 0$ und $\omega_2 \neq 0$, lassen sich die Wirkleistungen in den Zweigen abhängig von den Eingriffsgrößen ausdrücken. Diese Gleichung für die untransformierten Zweigleistungen ist in (A.1)–(A.3) im Anhang zu finden. Zum leichteren Verständnis der Zusammenhänge werden die Zweigleistungen mit der Transformationsvorschrift

$$\mathbf{T}_p = \begin{bmatrix} & & & \mathbf{T}_i & & \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \tag{5.8}$$

transformiert, welche auf der Transformation der Ströme in (5.5) basiert. Es resultieren die transformierten Zweigwirkleistungen in Abhängigkeit der Eingriffsgrößen

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P_{z,1,\alpha} \\ P_{z,1,\beta} \\ P_{z,2} \\ P_{z,cir,1} \\ P_{z,cir,2} \\ P_{z,ges} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}_{z,T} = \mathbf{T}_p \cdot \mathbf{P}_z} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{3} & 0 \\
-1 & -\frac{1}{2} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 \\
\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{\sqrt{3}}{12} & -\frac{\sqrt{3}}{12} & 0 & 0 & 0 \\
0 & -\frac{1}{4} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{12} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1
\end{bmatrix} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix}
\hat{u}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1 \\
\hat{u}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1 \\
\hat{u}_{st,\omega_2} \cdot \hat{i}_2 \\
\hat{i}_{cir,1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \\
\hat{i}_{cir,2,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \\
\hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \\
\hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \\
\hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 \\
\hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 \\
\hat{i}_{cir,1,\omega_2} \cdot \hat{u}_2 \\
\hat{i}_{cir,2,\omega_2} \cdot \hat{u}_2 \\
\Delta P
\end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{in,e}} + \mathbf{P}_{kop,T} \cdot \quad (5.9)$$

Der Ausdruck für die Koppelterme $\mathbf{P}_{kop,T}$ ist von den Eingriffsgrößen mit ω_1 und ω_2 , den Systemspannungen und Systemströmen \hat{u}_1 , \hat{u}_2 , \hat{i}_1 und \hat{i}_2 sowie der Phasenlage der Systemströme φ_1 und φ_2 abhängig. Da dieser sehr komplex ist und für die Herleitung der Regelung nicht benötigt wird, ist er zur besseren Übersicht im Anhang in (A.4)–(A.5) angegeben.

5.2 Regelung

Für die Verwendung der aus Stromregelung und Zweigenergieregung bestehenden Reglerstruktur in Abbildung 4.4 werden die topologieabhängigen Matrizen \mathbf{T}_i , \mathbf{A}'_{kop} , \mathbf{B}'^{-1} , \mathbf{E}' , \mathbf{T}_p und $\mathbf{M}_{in,e,T}$ benötigt. Die Matrizen \mathbf{T}_i , \mathbf{A}'_{kop} , \mathbf{B}'^{-1} und \mathbf{E}' für die Stromregelung folgen aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 5.2 und der Definition der Zustandsgrößen in (5.5). Die Matrizen der Energieregung \mathbf{T}_p und $\mathbf{M}_{in,e,T}$ ergeben sich aus \mathbf{T}_i und einer Analyse der idealen Wirkleistungen in den Zweigen.

Da es sich beim MMC um einen vollständigen 3×2 modularen Multilevel-Matrixumrichter handelt, gibt es keine Kopplung der Zustandsgrößen und es gilt $\mathbf{A}'_{kop} = 0$, was auch an der Diagonalform von \mathbf{A} in (5.6) zu sehen ist. Die Umrechnung zwischen den gemessenen Zweigströmen

und den System- sowie Kreisströmen wird mit \mathbf{T}_i aus (5.5) durchgeführt. Die Inverse der erweiterten Eingangsmatrix und die erweiterte Störgrößenmatrix sind

$$\mathbf{B}'^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_z}{2} + L_1 & 0 & -\frac{L_z}{3} - L_2 & \frac{4L_z}{3} & \frac{2L_z}{3} & 1 \\ \frac{L_z}{2} + L_1 & 0 & \frac{L_z}{3} + L_2 & -\frac{4L_z}{3} & -\frac{2L_z}{3} & 1 \\ -\frac{L_z}{4} - \frac{L_1}{2} & \frac{\sqrt{3}L_z}{4} + \frac{\sqrt{3}L_1}{2} & -\frac{L_z}{3} - L_2 & -\frac{2L_z}{3} & \frac{2L_z}{3} & 1 \\ -\frac{L_z}{4} - \frac{L_1}{2} & \frac{\sqrt{3}L_z}{4} + \frac{\sqrt{3}L_1}{2} & \frac{L_z}{3} + L_2 & \frac{2L_z}{3} & -\frac{2L_z}{3} & 1 \\ -\frac{L_z}{4} - \frac{L_1}{2} & -\frac{\sqrt{3}L_z}{4} - \frac{\sqrt{3}L_1}{2} & -\frac{L_z}{3} - L_2 & -\frac{2L_z}{3} & -\frac{4L_z}{3} & 1 \\ -\frac{L_z}{4} - \frac{L_1}{2} & -\frac{\sqrt{3}L_z}{4} - \frac{\sqrt{3}L_1}{2} & \frac{L_z}{3} + L_2 & \frac{2L_z}{3} & \frac{4L_z}{3} & 1 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

und

$$\mathbf{E}' = \begin{bmatrix} & & \mathbf{E} & \\ 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

Die Stromregelung der Systemströme nutzt je einen P-Regler parallel mit einem verallgemeinerten Integrator für die jeweilige Netzfrequenz. Jeder Stromregler der Kreisströme besteht aus einem P-Regler parallel mit drei verallgemeinerten Integratoren, jeweils einer für ω_1 , ω_2 und ω_a . Die Auslegung erfolgt mithilfe der Zustandsraumdarstellung in (4.16) und (5.6).

Wie in Kapitel 4 beschrieben, kann die Energieregulation entweder mit Kreisstromanteilen der Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Sternpunktspannungsanteilen der Frequenz ω_a oder Sternpunktspannungsanteilen der Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Kreisstromanteilen der Frequenz ω_a durchgeführt werden. Werden die systemfrequenten Kreisstromanteile verwendet, erfolgt eine Optimierung nach Abschnitt 4.4. Die Transformationsvorschrift der Zweigleistungen \mathbf{T}_p ist in (5.8) gegeben. Die Umrechnung von Zweigleistungen zu Eingriffsgrößen der Energieregulation mit der Matrix $\mathbf{M}_{in,e,T}$ ist durch

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{i}_{cir,1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_2} \cdot \hat{u}_2 \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_2} \cdot \hat{u}_2 \\ \Delta P \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{in,e}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{8\kappa^2}{8\kappa^2+1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{8\kappa^2}{8\kappa^2+1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{2}{8\kappa^2+1} & \frac{2}{8\kappa^2+1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{8\kappa^2+1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{8\kappa^2+1} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{8\kappa^2+1} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{4}{8\kappa^2+1} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{2}{8\kappa^2+1} & 0 \\ -\frac{3}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\sqrt{3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{in,e,T}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} P_{z,1,\alpha} \\ P_{z,1,\beta} \\ P_{z,2} \\ P_{z,cir,1} \\ P_{z,cir,2} \\ P_{z,ges} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}_{z,T}} \quad (5.12)$$

gegeben und folgt aus der Optimierung. $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ ist eine Funktion von κ , welches die zur Verfügung stehende Sternpunktspannung mit der Frequenz ω_a über

$$\kappa = \frac{\hat{u}_{\text{st},\omega_a}}{\hat{u}_1} \quad (5.13)$$

beschreibt. An den von κ abhängigen Matrixelementen ist direkt erkennbar, dass mit steigender verfügbarer Sternpunktspannung die Kreisstromanteile, die mit dieser Spannung zusammen eine Eingriffsgröße bilden, stärker verwendet werden. Die Kreisstromanteile, die mit den Systemspannungen einen Freiheitsgrad ergeben, werden dafür weniger stark gewichtet. Im Gegensatz zur Abhängigkeit von der verfügbaren Sternpunktspannung hängt die Umrechnung nicht vom Verhältnis der Spannungen in System 1 und System 2 $\mu = \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2}$ ab.

Setzt man $\kappa = 0$ und verwendet somit nur Kreisstromanteile für die Energieregulung, lässt sich (5.12) in die von Kolb et al. in [67], [68] vorgestellte und auf Kreisströmen basierende Energieregulung überführen. Die optimale Wahl der Eingriffsgrößen unter Berücksichtigung der zur Verfügung stehenden Sternpunktspannung wurde bisher in keiner Veröffentlichung vorgestellt. Damit liefert das entwickelte Optimierungsverfahren sogar für den bereits vielfach untersuchten MMC eine Neuerung.

Basiert die Zweigenergieregulung stattdessen auf Sternpunktspannungsanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Kreisstromanteilen mit der Frequenz ω_a , gibt es eine eindeutige Lösung für das Energieregulungsproblem und eine Optimierung ist nicht notwendig. Die Umrechnung von Zweigleistungen zu Eingriffsgrößen der Energieregulung in

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1 \\ \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1 \\ \hat{u}_{\text{st},\omega_2} \cdot \hat{i}_2 \\ \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \Delta P \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\text{in,e}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} P_{z,1,\alpha} \\ P_{z,1,\beta} \\ P_{z,2} \\ P_{z,\text{cir},1} \\ P_{z,\text{cir},2} \\ P_{z,\text{ges}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}_z} \quad (5.14)$$

beinhaltet die nun quadratische Matrix $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$, die alternativ zu (5.12) verwendet werden kann. Dabei ist zu beachten, dass sich ebenfalls der Vektor der Eingriffsgrößen $\mathbf{x}_{\text{in,e}}$ in (5.14) von dem in (5.12) unterscheidet. Die Zweigenergieregulung des MMC basierend auf Sternpunktspannungsanteilen und nur mit Kreisstromanteilen mit einer Frequenz ungleich der beiden Systemfrequenzen nach (5.14) ist ebenso wie (5.12) in keiner bisherigen Veröffentlichung zu finden.

Die auf den systemfrequenten Sternpunktspannungsanteilen basierende Zweigenergieregulung stellt eine Alternative zu (5.12) im Fall von niedrigen Systemspannungen dar, beispielsweise im Bereich niedriger Drehzahlen einer Maschine bei gleichzeitig hohem Moment und damit hohem Systemstrom. Welcher Zweigenergieregulungsansatz vorteilhaft ist, hängt im Einzelfall

von einer Vielzahl von Randbedingungen wie der Dimensionierung und dem Betriebsbereich des betrachteten MMC ab. Ein Vergleich der beiden Möglichkeiten zur Zweigenergieregulation ist deshalb nicht Teil dieser Arbeit und es erfolgt nur ein prinzipieller Funktionsnachweis.

In beiden Fällen sind die Zweigenergieregler als PI-Regler ausgeführt. Für die Auslegung kann das Systemverhalten der Zweigenergien über den Zusammenhang zwischen Zweigenergie und Zweigwirkleistung in (4.19) und die Gleichung für die konstanten Zweigleistungen des MMC in (5.9) beschrieben werden.

5.3 Simulationsergebnisse

Für die Überprüfung der Funktionalität wird zuerst ein Simulationsmodell mit MATLAB-Simulink und der PLECS Blockset Toolbox verwendet. Die Modellierung des MMC erfolgt analog zum Ersatzschaltbild in Abbildung 5.2 mithilfe der PLECS Blockset Toolbox. Auch die modularen Multilevelzweige werden dort nur als ideale, gesteuerte Spannungsquellen dargestellt. Im Gegensatz zum idealen Ersatzschaltbild werden die verbundenen Systeme nicht als völlig starr modelliert, wodurch eine zusätzliche Netzinduktivität $L_{1,q}$ mit $R_{1,q}$ (beziehungsweise $L_{2,q}$ mit $R_{2,q}$) vorhanden ist. Deren Parameter werden bei der Reglerauslegung nicht berücksichtigt. Die Änderung des Energiegehalts der Module in den einzelnen Zweigen in Abhängigkeit vom Modulationsgrad für den Zweig und vom Zweigstrom wird über einen zusätzlichen Simulink Block implementiert. Weil die Energieregulation zwischen Modulen innerhalb eines Zweigs für den verallgemeinerten Regelungsansatz vernachlässigt wird, kann im Modell eine ideale Verteilung der Energieinhalte auf die Module des Zweigs angenommen werden. Dies entspricht der Modellierung eines Zweigs nach [103]. Folglich ist es nicht notwendig, die Energieregulation innerhalb der Zweige als Teil der Modulation zu implementieren, was die Komplexität und die Berechnungsdauer des Modells verringert. Trotzdem geben die idealen Spannungsquellen der Zweige eine pulsdauermodulierte Ausgangsspannung aus. Die Regelung ist zeitdiskret ausgeführt und in einem getriggerten Subsystem von Simulink aufgebaut.

Als möglichst allgemeines Beispiel wird die Verbindung von zwei Wechselspannungssystemen betrachtet. Dafür wird ein einphasiges 16,7 Hz System mit einem dreiphasigen 50 Hz System verbunden. Angelehnt an die Verwendung als Mittelspannungsumrichter beträgt die Spannung des dreiphasigen Systems $U_{1,11} = 3,3 \text{ kV}$ und die Spannung des einphasigen Systems $U_{2,11} = 3,81 \text{ kV}$. Tabelle 5.2 zeigt die angenommenen Induktivitäten für die beiden Systeme sowie die aus der Dimensionierung folgenden Parameter für die weiteren Komponenten.

Um die Funktion der Stromregelung und der Zweigenergieregulation zu testen, wird der Sollwert für die mittlere Modulkondensatorspannung der sechs Zweige periodisch um 200 V (entspricht einer Energieänderung von 8,9 kJ) geändert. Abbildung 5.4 zeigt einen Zyklus, in dem die Anpassung der Sollwerte aller Zweige einmal erfolgt. Dabei findet die auf den Kreisströmen mit ω_1 und ω_2 basierende Energieregulation aus (5.12) Verwendung. Des Weiteren kommt keine Sternpunktspannung mit ω_a zum Einsatz, es gilt also $\kappa = 0$.

Tabelle 5.2: Simulationsparameter MMC

Parameter	Wert
Übertragene Leistung, P	1 MW
Leistungsfaktor System 1, $\cos \varphi_1$	1
Leistungsfaktor System 2, $\cos \varphi_2$	1
Spannung System 1, $U_{1,ll}$	3,3 kV
Spannung System 2, $U_{2,ll}$	3,81 kV
Frequenz System 1, f_1	50 Hz
Frequenz System 2, f_2	16,7 Hz
Filterinduktivität System 1, L_1	1,45 mH
Filterinduktivität System 2, L_2	4,35 mH
Filterwiderstand System 1, R_1	40,8 m Ω
Filterwiderstand System 2, R_2	40,8 m Ω
Netzinduktivität System 1, $L_{1,q}$	171 μ H
Netzinduktivität System 2, $L_{2,q}$	688 μ H
Netzwidestand System 1, $R_{1,q}$	5,4 m Ω
Netzwidestand System 2, $R_{2,q}$	7,22 m Ω
Zweiginduktivität, L_z	5,8 mH
Zweigwidestand, R_z	163 m Ω
Anzahl Module je Zweig, n_{mpb}	8
Modulkapazität, C_{mod}	7,4 mF
Sollwert Modulkondensatorspannung, u_c^*	700 V
Sollwert Zweigenergie, e_z^*	14,5 kJ
„Unit Capacitance Constant“, H [104]	87 ms
Schaltfrequenz je Modul, f_s	600 Hz

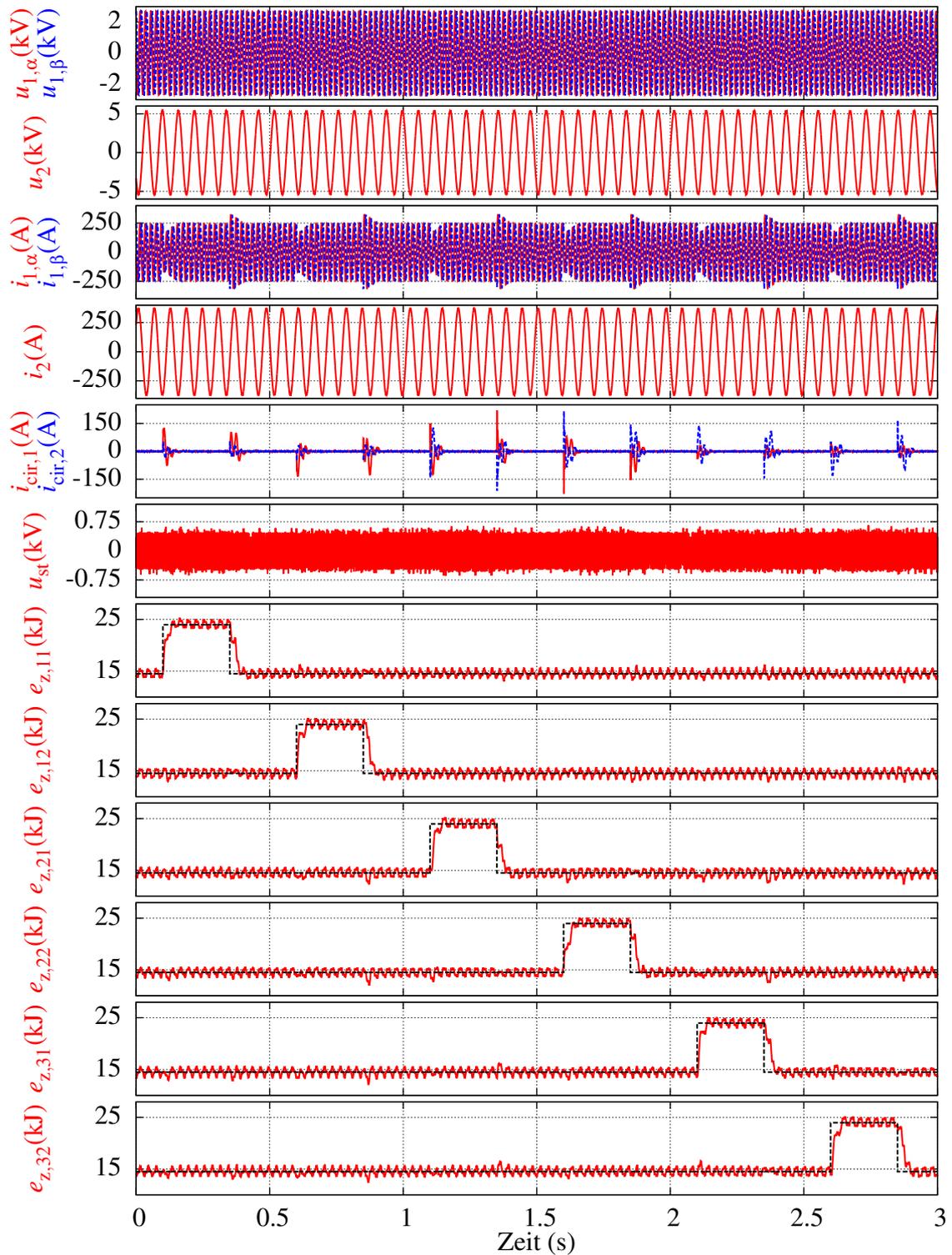


Abbildung 5.4: Simulationsergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregung nach (5.12) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 8,9 kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 5.2

Die Verläufe in Abbildung 5.4 zeigen, dass sowohl die Ströme als auch die Zweigenergien erfolgreich regelbar sind. Bei jedem Sollwertsprung der Zweigenergien ist zu erkennen, dass die beiden Kreisströme zur Energieregulation genutzt werden. Je nachdem in welchem Zweig sich der Sollwert für die Energie ändert, werden die beiden Kreisströme unterschiedlich stark für den Regelungsvorgang genutzt. Außerdem passt die Regelung die Amplitude des Stroms in System 1 an, um den Gesamtenergieinhalt über die Leistungsbilanz der Systeme ΔP zu beeinflussen. Neben der gewollten Änderung der Zweigenergien sind auch die vorhandenen betriebsbedingten Schwankungen erkennbar. Des Weiteren sind durch die pulsdauermodulierten Ausgangssignale der Zweige im Verlauf der Sternpunktspannung hochfrequente Abweichungen von Null zu sehen.

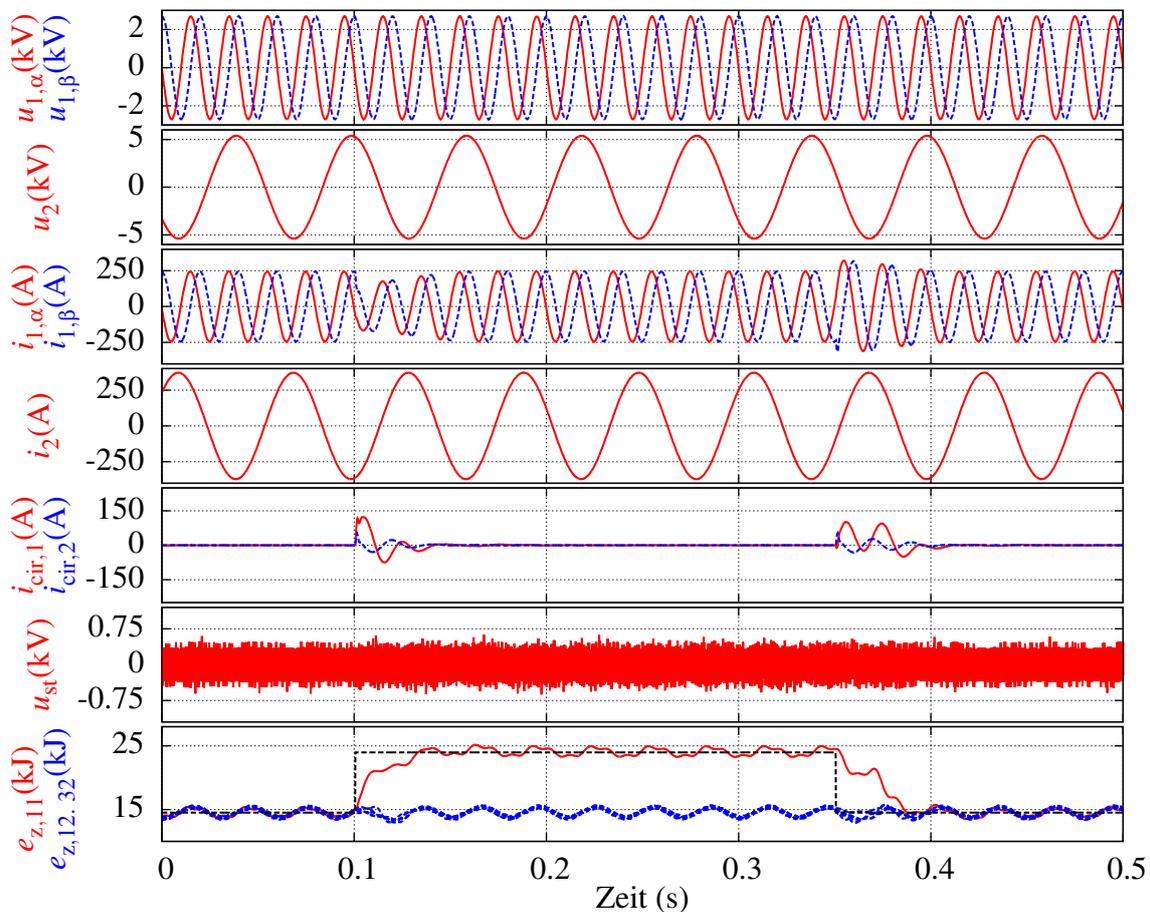


Abbildung 5.5: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.12) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergie von 8,9 kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 5.2

Abbildung 5.5 zeigt eine vergrößerte Ansicht für eine Sollwertänderung der Zweigenergie in Zweig 1. Bei dieser sind nun die für die Zweigenergieregulation verwendeten Komponenten der Kreisströme $i_{\text{cir},1}$ und $i_{\text{cir},2}$ im Detail erkennbar. Vergrößerte Ansichten der Energieänderung in den anderen Zweigen sind hier nicht dargestellt. Diese verhalten sich aber analog zu

Abbildung 5.5. Wie schon Abbildung 5.4 vermuten lässt, liegt der einzige Unterschied in den unterschiedlichen Kreisstromkomponenten, welche die Regelung verwendet.

Das gleiche Simulationsszenario wird für den Betrieb mit einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung untersucht. Es ist also eine Sternpunktspannung mit $\omega_a = 150\text{Hz}$ und $\kappa = \frac{1}{6}$ vorhanden, die ebenfalls in die Regelung mit einbezogen wird. Wie in Abbildung 5.4 findet sonst ebenfalls die auf den Kreisströmen mit ω_1 und ω_2 basierende Energieregulation Verwendung. Ein Zyklus mit der Änderung aller Zweigenergiesollwerte ist in Abbildung 5.6 gezeigt. Genau wie beim Betrieb ohne eine dritte Harmonische ist die Regelung aller Ströme und Zweigenergien erfolgreich.

Abbildung 5.7 beinhaltet die vergrößerte Ansicht der Energieänderung von Zweig 1. Im Unterschied zum Betrieb mit $\kappa = 0$ in Abbildung 5.5 sind die zusätzlichen 150Hz Kreisstromanteile zu erkennen.

Als dritte Betriebsweise erfolgt die Simulation der Zweigenergieregulation basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit ω_1 und ω_2 aus (5.14). Für diese Betriebsweise wird ebenfalls das gleiche Simulationsszenario verwendet, um eine bessere Vergleichbarkeit der Ergebnisse zu erreichen. Da aber für die Verwendung der Sternpunktspannungsanteile mit ω_1 und ω_2 eine zusätzliche Reserve für die Zweigspannungen vorhanden sein muss, wird die Anzahl der Module pro Zweig aus Tabelle 5.2 auf $n_{\text{mpb}} = 14$ erhöht. Dies zeigt, dass der betrachtete Arbeitspunkt für diese Betriebsweise nicht sinnvoll ist und nur zum Nachweis der prinzipiellen Funktion der Regelung dient. Normalerweise sollte diese Regelungsvariante beim Betrieb einer Maschine mit hohem Moment bei niedriger Drehzahl zur Anwendung kommen. Bei Arbeitspunkten mit niedrigen Drehzahlen bei gleichzeitig hohen Zweigströmen mit ω_1 und ω_2 steht dann ausreichend Spannungsreserve in den Zweigen zur Verfügung. Damit trotz geänderter Modulanzahl die gleiche Energieänderung in den Zweigen von 8,9kJ erreicht wird, darf der Sollwert für die mittlere Modulkondensatorspannung der sechs Zweige nur noch um 120,3V angepasst werden.

Auch hier sind Stromregelung und Zweigenergieregulation voll funktionsfähig, wie der abgebildete Zyklus mit je einer Energieänderung in jedem Zweig in Abbildung 5.8 zeigt. Da die Zweigenergieregulation nach (5.14) immer eine zusätzliche Sternpunktspannung benötigt, wird erneut eine dritte Harmonische für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\omega_a = 150\text{Hz}$ und $\kappa = \frac{1}{6}$ eingesetzt. Auch dieser Sternpunktspannungsanteil mit $\omega_a = 150\text{Hz}$ wäre für eine sinnvolle Anwendung der Betriebsweise anders zu wählen, da durch den niedrigen Sternpunktspannungsanteil mit ω_a vergleichsweise hohe Werte für die Kreisströme auftreten. Zur Reduzierung der benötigten Sternpunktspannung und Kreisströme sind die Zweigenergieregler langsamer ausgelegt, was beim Vergleich der Energieverläufe in Abbildung 5.8 mit den Verläufen in Abbildung 5.4 und Abbildung 5.6 zu erkennen ist. Die hohen Kreisströme und die hohe Sternpunktspannung führen bei der Sollwertänderung einer Zweigenergie zu größeren Störungen der übrigen Zweigenergien als es bei der Verwendung der Zweigenergieregulation nach (5.12) der Fall ist. Diese Störungen führen aber zu keiner Beeinträchtigung des Betriebs des MMC.

Bei der vergrößerten Ansicht der Energieänderung von Zweig 1 in Abbildung 5.9 zeigen sich

die Anpassung der Sternpunktspannung mit systemfrequenten Anteilen und die verwendeten Kreisstromanteile mit 150Hz.

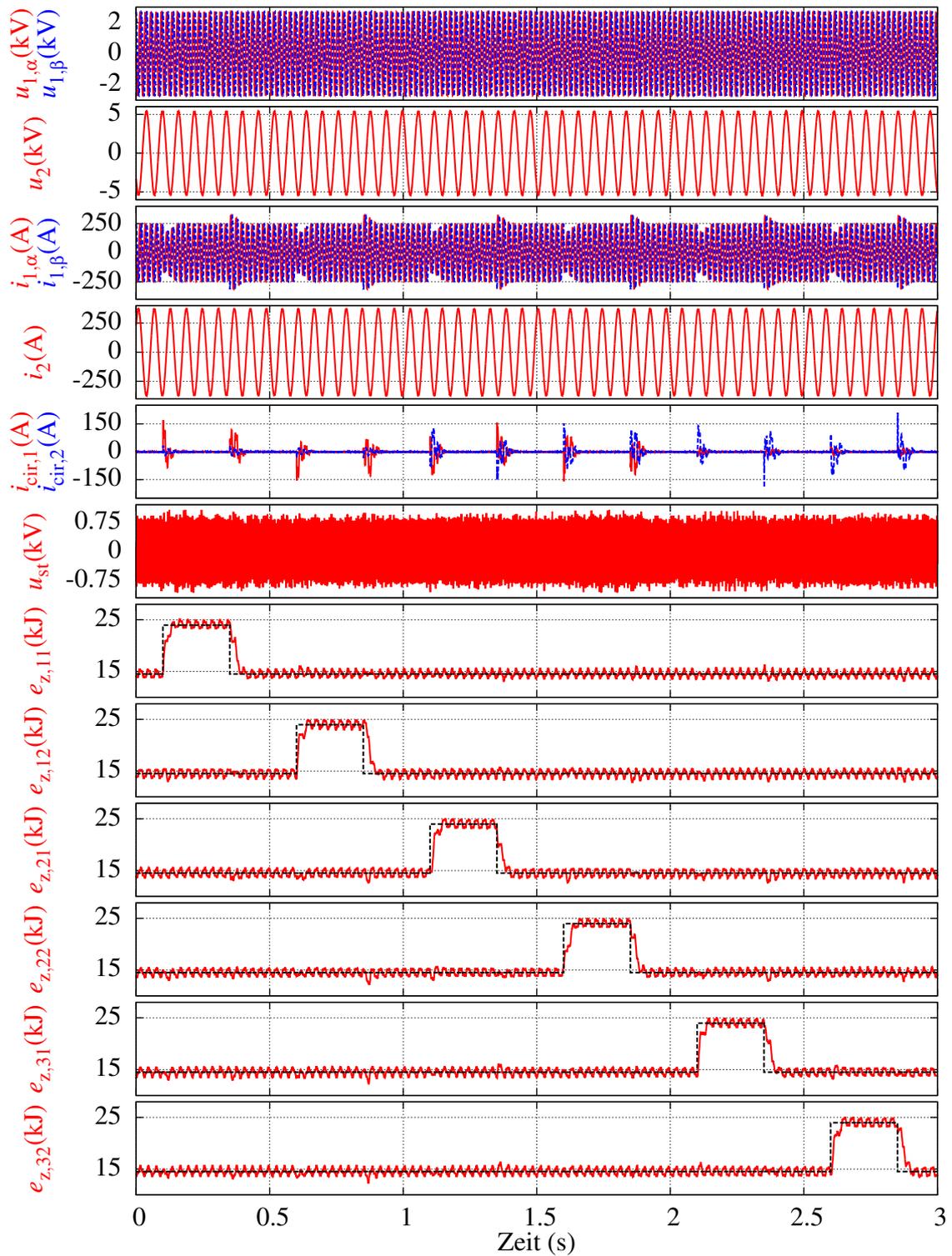


Abbildung 5.6: Simulationsergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.12) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 8,9 kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 5.2

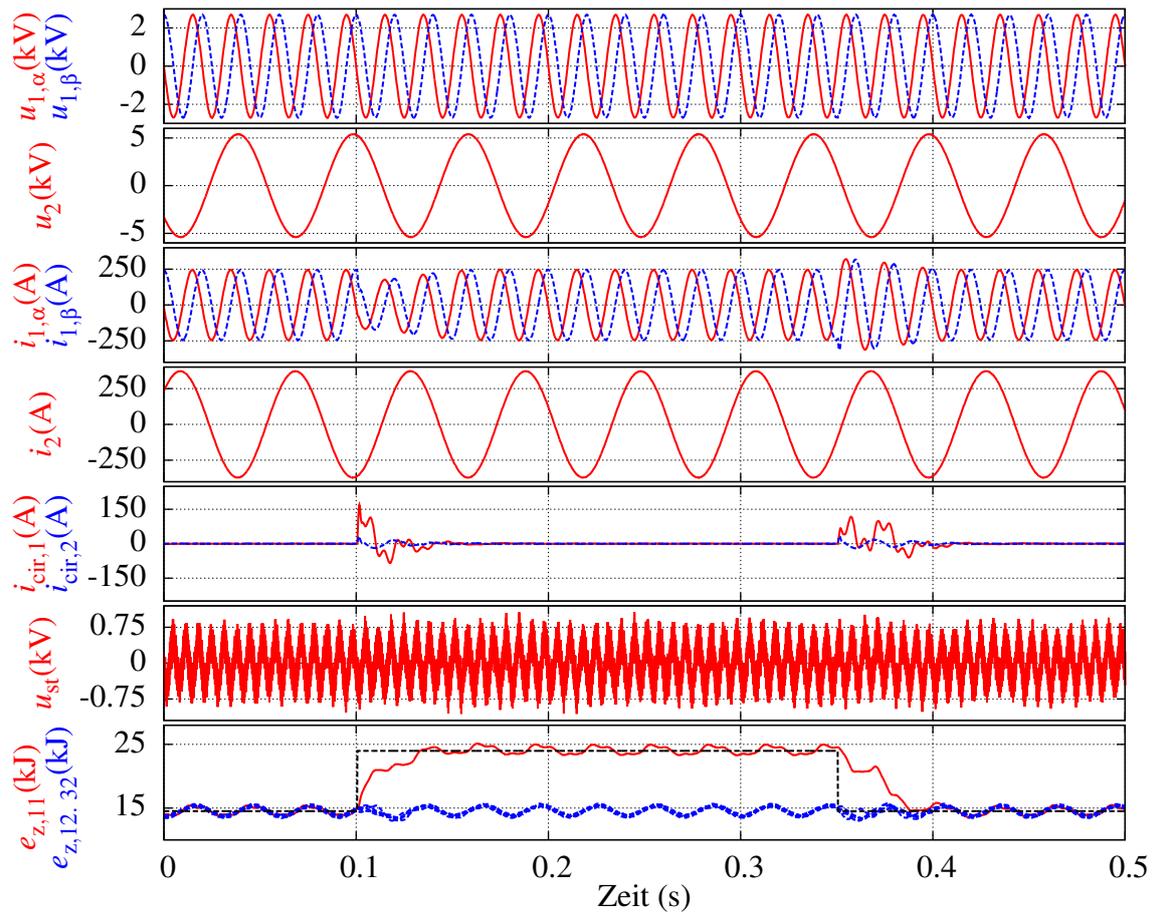


Abbildung 5.7: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.12) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergie von 8,9 kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 5.2

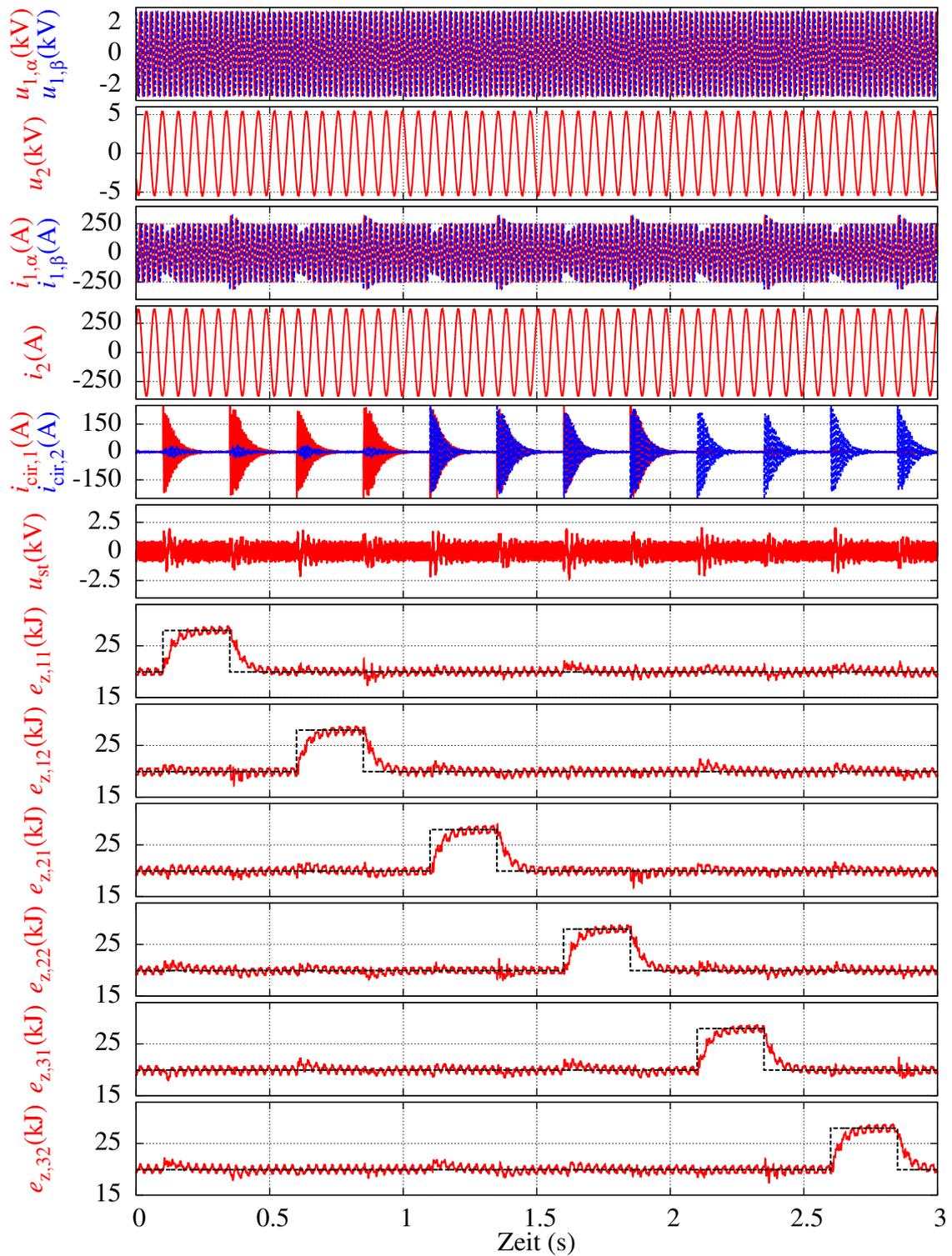


Abbildung 5.8: Simulationsergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.14) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 8,9 kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 5.2 und $n_{mpb} = 14$

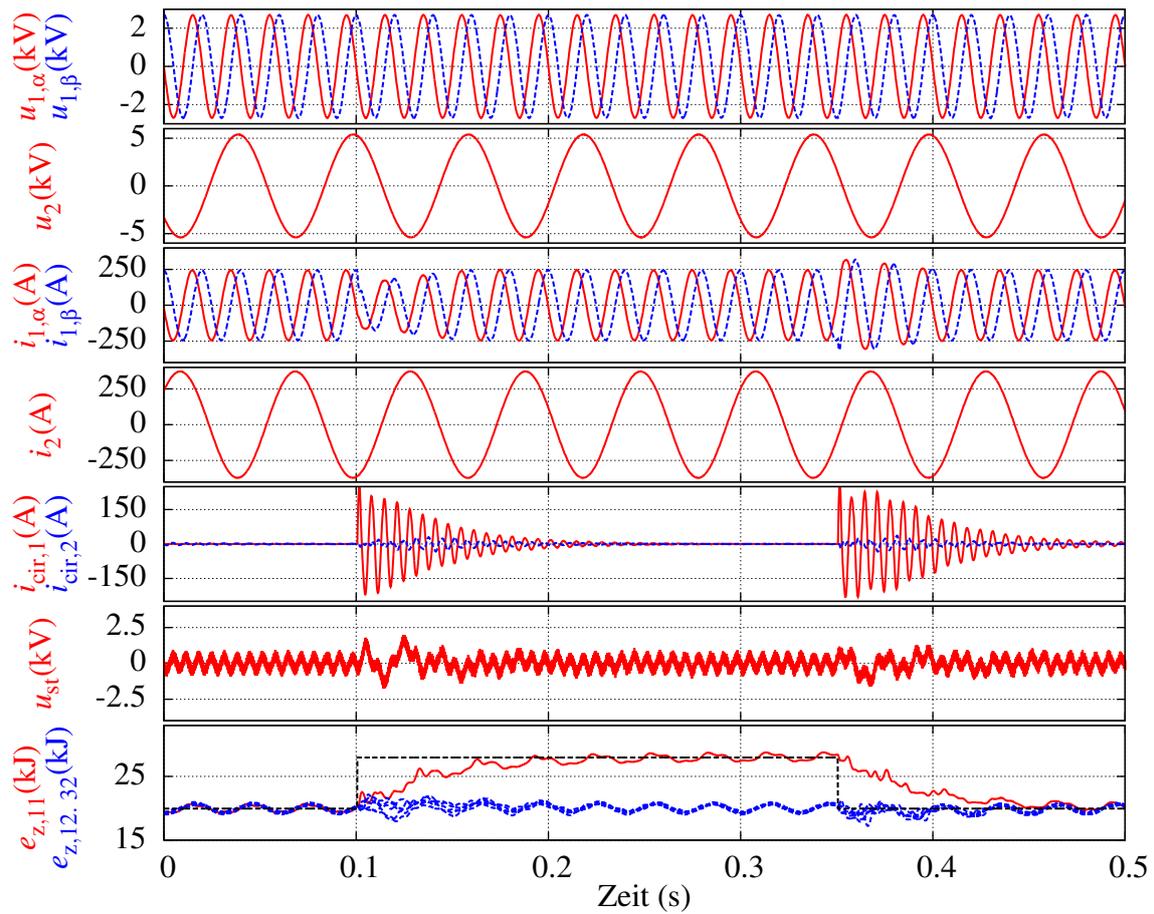


Abbildung 5.9: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.14) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 8,9 kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 5.2 und $n_{mpb} = 14$

5.4 Experimentelle Verifikation

Zur Verifikation der angewendeten Regelung beim MMC und zur Überprüfung der Simulationsergebnisse wird ein Prüfstand mit modularem Multilevelumrichter im Niederspannungsbereich verwendet. Die Struktur des Prüfstands ist in Abbildung 5.10 skizziert. Mit dem verwendeten Umrichter im Prüfstand sind unterschiedliche modulare Multilevelumrichter-Topologien durch Anpassung der Verkabelung realisierbar.

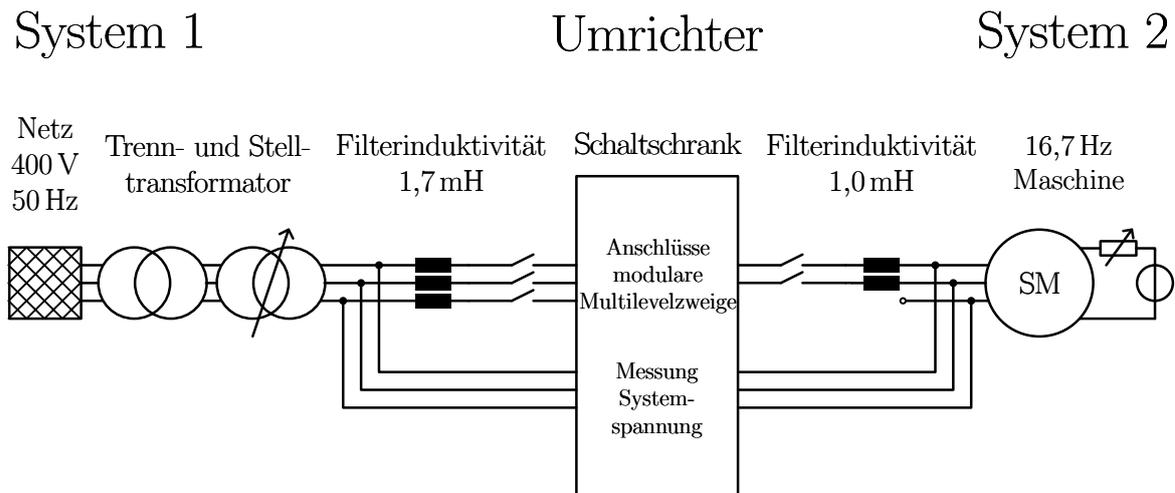


Abbildung 5.10: Aufbau des Niederspannungsprüfstands zur experimentellen Untersuchung des MMC

Zentrale Komponente des Prüfstands ist der Schaltschrank, welcher den verwendeten Umrichter beinhaltet. Dieser setzt sich aus 54 Vollbrückenmodulen zusammen, welche auf drei 19" Racks verteilt sind. Das Foto in Abbildung 5.11 zeigt das Innere des Schaltschranks. In der oberen Hälfte sind die drei identischen Racks mit jeweils 18 Modulplatinen zu erkennen. Die 18 Module eines jeden Trägers können beliebig zu modularen Multilevelzweigen verschaltet werden. Für den MMC werden beispielsweise zwei Zweige je Rack verschaltet, um die insgesamt sechs Zweige des MMC zu realisieren. Die Kapazität der Modulkondensatoren beträgt jeweils etwa 15,9 mF bei einer maximalen Kondensatorspannung von 70 V. Die Maximalwerte für die Schaltfrequenz und den Spitzenstrom der Module sind 50 kHz und 70 A. Die hohe Modulkapazität liegt in der Anforderung begründet, dass mit diesem Prüfstand auch modulare Multilevelumrichter-Topologien realisiert werden sollen, welche in bestimmten Arbeitspunkten einen hohen Kapazitätsbedarf aufweisen. Der Aufbau beinhaltet eine zusätzliche Vorladeschaltung für die Modulkondensatoren, so dass nicht über den eigentlichen Netzanschluss und einen Vorladewiderstand vorgeladen werden muss.

Eine Einschränkung für die Gesamtanzahl der Zweige besteht durch die Anzahl der vorhandenen Stromsensoren und Zweiginduktivitäten, von denen jeweils zwölf vorhanden sind. Abbildung 5.12 zeigt die als Luftspulen ausgeführten Zweiginduktivitäten. Jede besitzt eine



Abbildung 5.11: Foto des Schaltschranks; drei Trägerplatten mit jeweils 18 Modulplatten oben, Protolar ControlCube unten

Induktivität von etwa $350\mu\text{H}$. Neben den zwölf Strommessungen sind außerdem noch sieben Spannungsmessungen vorhanden, welche die Systemspannungen der beiden Systeme sowie die Sternpunktspannung messen. Da sich die Sternpunktspannung aus den pulsdauermodulierten Zweigspannungen ergibt, erfolgt für diese eine zusätzliche Tiefpassfilterung mit einer Eckfrequenz von 1 kHz, um Fehler durch die Abtastung zu vermeiden.

In der unteren Hälfte des Schaltschranks in Abbildung 5.11 ist außerdem der von der Protolar GmbH vertriebene „ControlCube“ als zentrale Regeleinheit des Umrichters zu sehen. Eine Detailaufnahme ist in Abbildung 5.13 gegeben. Der ControlCube nutzt einen Xilinx Zynq-7000 XC7Z020-1CLG484C. Dabei handelt es sich um ein sogenanntes „System-on-a-Chip“, dessen beide zentrale Komponenten ein „Field Programmable Gate Array“ (FPGA) äquivalent zum Xilinx Artix-7 FPGA und ein Dual-core ARM Cortex-A9 Prozessor sind [105]. Die Ansteuerung der Module erfolgt über die Lichtwellenleiteranschlüsse des ControlCubes. Die insgesamt 19 Strom- und Spannungsmessungen sind ebenfalls mit dem ControlCube verbunden. Des Weiteren werden 24 V Ein- und Ausgänge zur Ansteuerung der insgesamt sieben Schütze im Prüfstands Aufbau eingesetzt.



Abbildung 5.12: Foto der oberen 6 der insgesamt 12 vorhandenen Zweiginduktivitäten auf der Rückseite des Schaltschranks; als Luftspulen realisiert



Abbildung 5.13: Foto des Protolar ControlCube

Die zu testende Regelung, die Auswertung der Messsignale, die Ansteuerung der Schütze und die Fehlerbehandlung werden auf dem ersten der beiden Kerne des Prozessors im Zynq-7000 implementiert. Die für die Simulationen genutzte Reglerstruktur in Simulink wird dafür in leicht angepasster Form mithilfe des MATLAB Simulink Coder in C-Code umgewandelt und direkt eingebunden. Der zweite Kern übernimmt Kommunikationsaufgaben, beispielsweise mit der Protolar SuperVisor Software. Diese ist auf einem per LAN mit dem ControlCube verbundenen PC installiert und dient der Steuerung des Prüfstands durch den Nutzer und dem Anzeigen der Messwerte.

Als System 1 wird das dreiphasige 400 V, 50 Hz Labornetz verwendet. Aufgrund der je nach verschalteter Topologie nur begrenzt vorhandenen Zweigspannung wird ein Stelltransformator eingesetzt, um diese Netzspannung zu verringern. Da der Stelltransformator als Spartransformator ausgeführt ist, bietet ein zusätzlicher Trenntransformator mit dem Übersetzungsverhältnis 1:1 eine galvanischen Trennung. Die galvanische Trennung ist notwendig, weil System 2 mithilfe einer 16,7 Hz-Synchronmaschine realisiert wird, deren Sternpunkt mit Erde verbunden ist. Dadurch wären ohne zusätzliche galvanische Trennung die Sternpunkte beider Systeme miteinander verbunden. Die 16,7 Hz-Maschine für System 2 wird nicht geregelt betrieben, sondern entsprechend der angenommenen Vereinfachung in dieser Arbeit als schwaches Netz behandelt. Eine Lastmaschine hält sie auf konstanter Drehzahl. Die Maschinenparameter sind laut Typenschild $U = 220\text{ V}$, $I = 66\text{ A}$, $S = 25\text{ kVA}$ und $\cos(\varphi) = 0,8$. Über die einstellbare Erregung lässt sich die für die Versuchsdurchführung gewünschte Spannung einstellen.

Wie schon der Aufbau des Prüfstands in Abbildung 5.10 zeigt, werden für die experimentelle Untersuchung des MMC nur zwei Phasen der 16,7 Hz-Maschine mit dem Umrichter verbunden, da nur ein einphasiges System benötigt wird. Entsprechend wird die Maschine unter Schiefast betrieben. Dieser Betrieb ist möglich, weil die vom Umrichter übertragene Leistung im Vergleich zur Nennleistung der Maschine klein ist. Die Messergebnisse zeigen später jedoch, dass daraus einige Probleme folgen, die zu berücksichtigen sind.

Für beide Systeme werden zusätzliche induktive Filter zwischen System und Umrichter eingesetzt. Diese Filter erleichtern die Regelung der Systemströme, tragen aber in erster Linie dazu bei, die gemessene Spannung für die PLLs beider Systeme zu verbessern. Bei den direkt an den Umrichterklemmen gemessenen Spannungen sind wegen der kleinen Zweiginduktivität die Schaltvorgänge der Module sonst deutlich zu sehen.

Tabelle 5.3 listet alle für die MMC-Messungen relevanten Prüfstandsparameter auf. Identisch zu den Simulationen wird nacheinander für alle Zweige der Sollwert der mittleren Modulkondensatorspannung zuerst um 8 V erhöht und dann wieder verringert. Die Erhöhung der mittleren Modulkondensatorspannung in einem Zweig entspricht einer Zweigenergieänderung von 61,8 J. Für die ersten beiden Messungen wird die Zweigenergieregung nach (5.12) basierend auf Kreisstromanteilen mit ω_1 , ω_2 , ω_a und Sternpunktspannungsanteilen mit ω_a eingesetzt. Zuerst nutzt die Regelung keine zusätzliche Sternpunktspannung mit ω_a , es gilt also $\kappa = 0$. Abbildung 5.14 zeigt die Messergebnisse für die Änderung in allen sechs Zweigen. Die Stromregelung und Zweigenergieregung sind voll funktionsfähig. Im Vergleich zu den Simulationsergebnissen sind jedoch einige Unterschiede erkennbar.

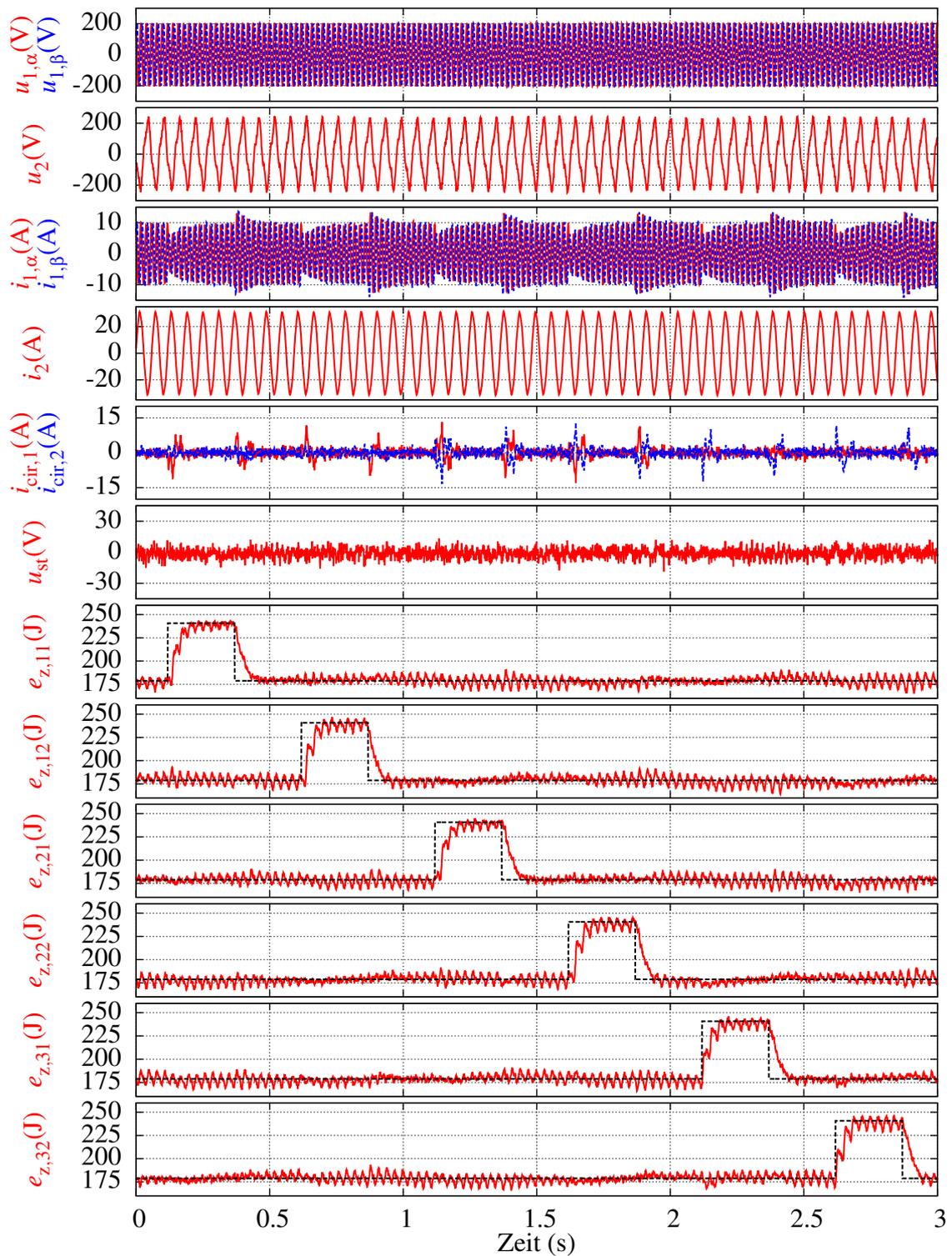


Abbildung 5.14: Messergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.12) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 61,8J in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 5.3

Tabelle 5.3: Parameter für experimentelle Untersuchung des MMC

Parameter	Wert
Übertragene Leistung, P	3 kW
Leistungsfaktor System 1, $\cos \varphi_1$	1
Leistungsfaktor System 2, $\cos \varphi_2$	1
Spannung System 1, $U_{1,ll}$	245 V
Spannung System 2, $U_{2,ll}$	141 V
Frequenz System 1, f_1	50 Hz
Frequenz System 2, f_2	16,7 Hz
Filterinduktivität System 1, L_1	1,7 mH
Filterinduktivität System 2, L_2	1,0 mH
Zweiginduktivität, L_z	350 μ H
Anzahl Module je Zweig, n_{mpb}	9
Modulkapazität, C_{mod}	15,9 mF
Sollwert Modulkondensatorspannung, u_c^*	50 V
Sollwert Zweigenergie, e_z^*	178,9 J
„Unit Capacitance Constant“, H [104]	358 ms
Scheinbare Schaltfrequenz je Zweig und Regelfrequenz, f_s	10 kHz

Abgesehen von den schon in der Simulation vorhandenen betriebsbedingten Zweigenergieschwankungen ist eine zusätzliche Schwankung mit sehr niedriger Frequenz von wenigen Hertz erkennbar. Diese resultiert aus dem Betrieb der 16,7 Hz-Maschine unter Schiefast. Die Spannung von System 2 ist nicht ideal sinusförmig, sondern enthält eine dritte Harmonische. Dies ist insbesondere an den detaillierten Verläufen in Abbildung 5.15 zu erkennen, die einen vergrößerten Ausschnitt für die Änderung der Energie in Zweig 1 zeigt. Da die Maschine für System 2 nicht exakt bei 16,7 Hz betrieben wird, entspricht die dritte Harmonische hierfür nur einer Frequenz nahe 50 Hz. Diese Systemspannungskomponente findet sich durch die Regelung auch in den Zweigspannungen wieder. In den Zweigen führt dieser Spannungsanteil leicht unterhalb oder oberhalb von 50 Hz zusammen mit den Zweigstromanteilen mit 50 Hz (durch System 1) zu einer Zweigenergieschwankung sehr niedriger Frequenz.

Des Weiteren stellt Abbildung 5.15 die zur Zweigenergieregulation verwendeten Kreisströme detailliert dar. Außer den Kreisströmen wird ebenfalls die Amplitude der Ströme in System 1 bei jeder Sollwertänderung der Zweigenergie angepasst, da die gesamte im Umrichter gespeicherte Energie verändert werden muss.

Der zweite Versuch wird unter den gleichen Rahmenbedingungen durchgeführt. Lediglich für System 1 wird eine zusätzliche dritte Harmonische in der Sternpunktspannung eingesetzt, um die benötigte Zweigmaximalspannung zu verringern. Entsprechend gelten für die Sternpunktspannung $\omega_a = 150$ Hz und $\kappa = \frac{1}{6}$. Abbildung 5.16 zeigt die Resultate bei dieser Betriebsweise. Erneut sind die Stromregelung und die Zweigenergieregulation funktionsfähig.

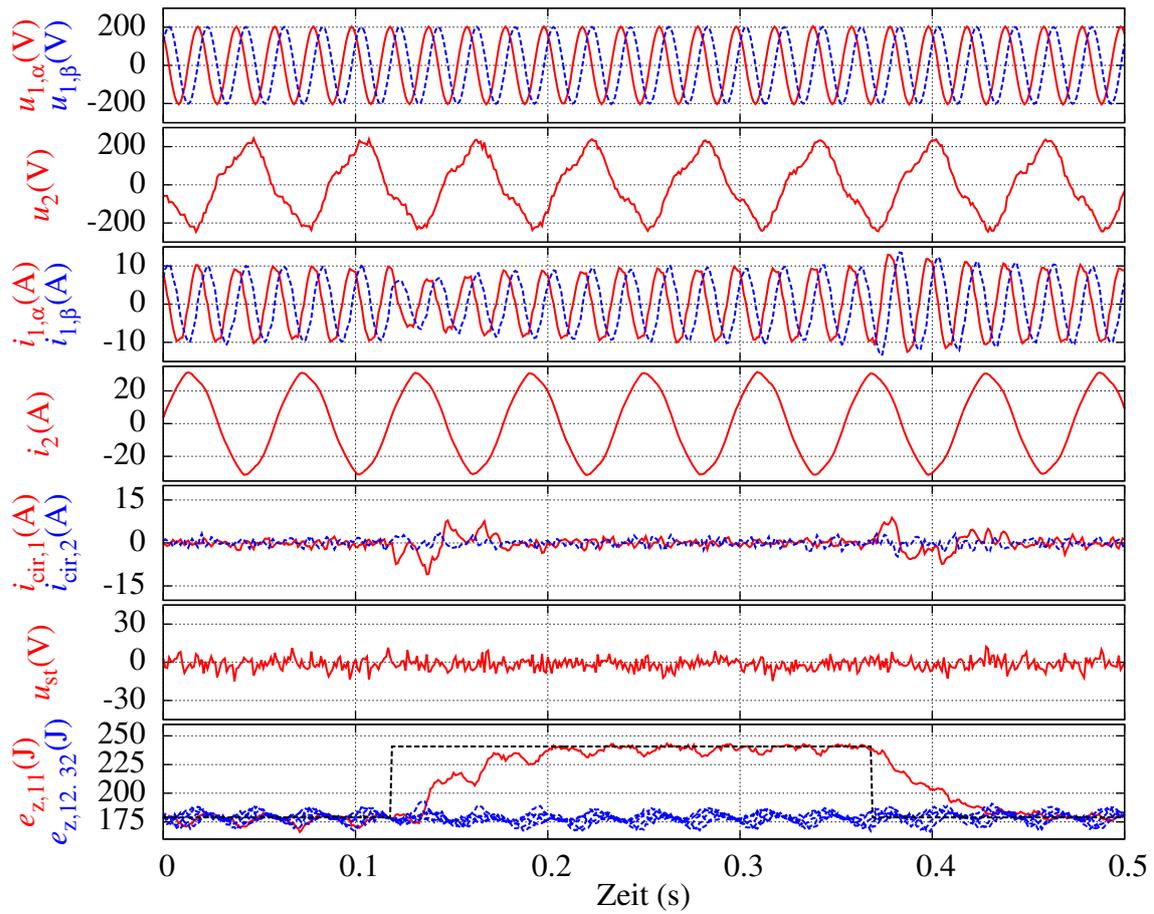


Abbildung 5.15: Ausschnitt der Messergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energie-
regelung nach (5.12) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergie von
61,8J in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 5.3

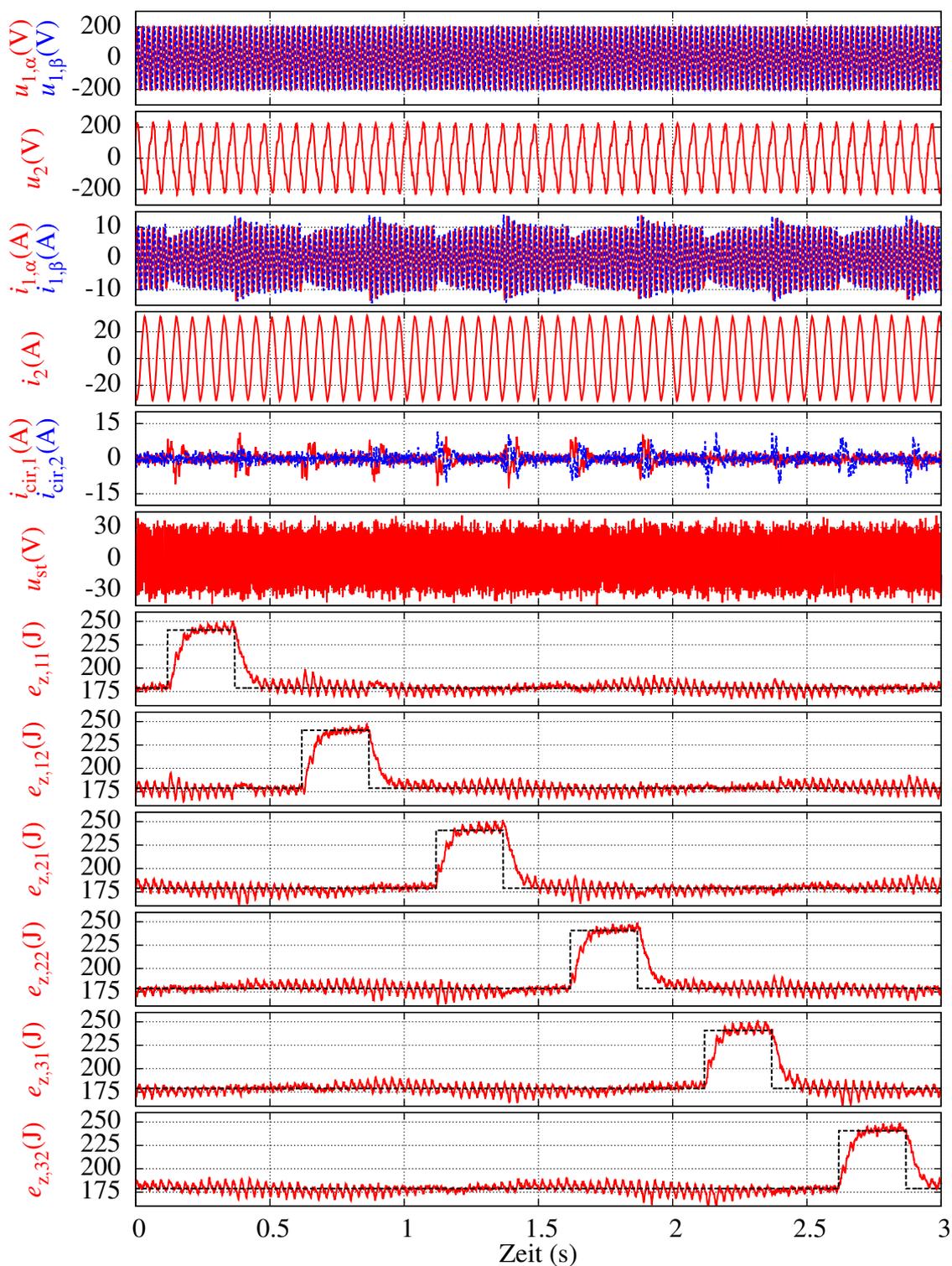


Abbildung 5.16: Messergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulierung nach (5.12) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenenergien von 61,8J in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 5.3

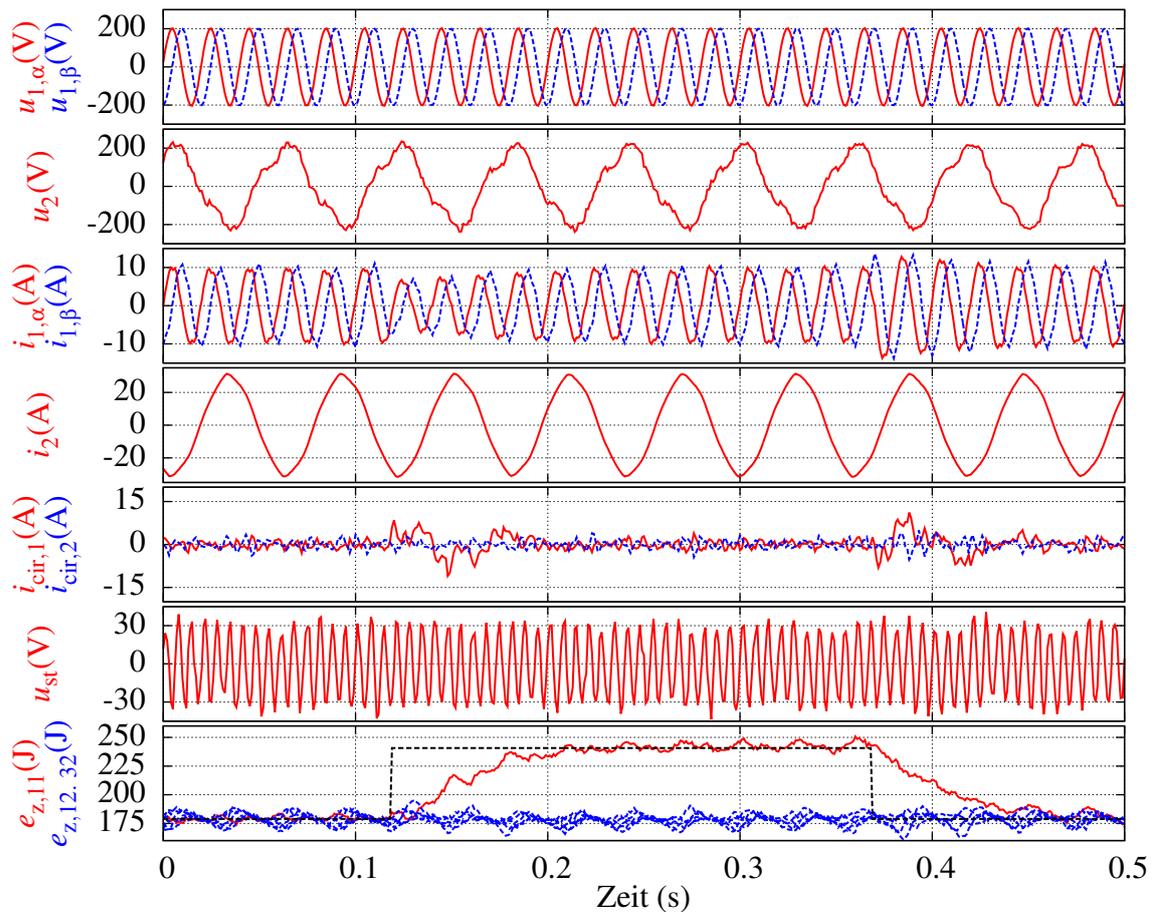


Abbildung 5.17: Ausschnitt der Messergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energie- regelung nach (5.12) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergie von 61,8J in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 5.3

Eine detaillierte Darstellung für die Änderung der Energie im ersten Zweig liefert Abbil- dung 5.17. Dort ist die verwendete 150Hz Sternpunktspannungen sichtbar. Die aufgrund dieser Sternpunktspannung genutzten Kreisströme gleicher Frequenz sind zwar im Vergleich zu Abbil- dung 5.15 erkennbar, zeigen sich aber durch Regelbewegungen und Messrauschen mit einer ähnlichen Amplitude weniger deutlich als die Kreisstromanteile mit ω_1 und ω_2 .

Um die Zweigenergieregulation basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit ω_a zu überprüfen, müssen an den Parametern für die Messung einige Änderungen vorgenommen werden. Die Gründe hierfür sind identisch zu den bereits bei den Simulationen genannten. Da nun auch auf die Sternpunktspannung zur Energieregulation zurück- gegriffen wird, steigt der Spannungsbedarf in den Zweigen des MMC. Gleichzeitig wird für den Funktionstest ein Szenario betrachtet, welches eine starke Energieänderung der Zweige verlangt, wie sie im Normalbetrieb eines modularen Multilevelumrichters nicht vorgesehen ist. Diese starke Energieänderung fordert entsprechend hohe Eingriffsgrößen für die Zweig-

energieregung – also hier hohe Sternpunkt- und damit Zweigspannungen. Die Anzahl der Module je Zweig ist durch die vorhandenen Module des Prüfstandsumrichters vorgegeben, weswegen es im Gegensatz zur Simulation nicht möglich ist, nur die Anzahl der Module pro Zweig zu erhöhen. Außerdem wird die von Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteilen mit ω_a zur Energieregung bereitzustellende Zweigleistung größer als beim vorherigen Szenario in Abbildung 5.16, weil keine unterstützenden Kreisstromanteile mit den Systemfrequenzen ω_1 und ω_2 vorhanden sind. Bei der nur kleinen ω_a -Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$ aus dem vorherigen Szenario wären große Kreisströme und damit Zweigströme die Folge. Genau wie die maximalen Zweigspannungen sind auch die maximalen Zweigströme durch den vorhandenen Umrichter vorgegeben, weshalb eine direkte Übertragung des letzten Szenarios auf diese Zweigenergieregung nicht möglich ist.

Zur Lösung dieses Problems wird die Spannung in System 1 auf $U_{1,II} \approx 122\text{ V}$ halbiert, der Strom in System 1 bei 10 A belassen und eine dritte Harmonische für System 1 mit $\kappa = \frac{1}{2}$ mittels Sternpunktspannung eingeprägt. Durch die verringerte Systemspannung stehen größere Spannungsreserven im Zweig zur Verfügung. Die vergrößerte Sternpunktspannung mit $\omega_a = 150\text{ Hz}$ verkleinert den benötigten Kreisstrom. Die übertragene Leistung verkleinert sich aber auf 1,5 kW. Alle weiteren Parameter in Tabelle 5.3 bleiben unverändert.

Abbildung 5.18 zeigt die Messergebnisse unter den angepassten Randbedingungen für die Zweigenergieregung basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit ω_a . Sowohl Stromregelung als auch Zweigenergieregung sind funktionsfähig. Analog zur Simulation musste der Zweigenergieregler verglichen mit den Reglern für Abbildung 5.16 und Abbildung 5.14 langsamer ausgelegt werden, um die benötigten Sternpunktspannungs- und Kreisstromanteile zu begrenzen. Folglich wird der Sollwert im Vergleich zu den anderen beiden Varianten später erreicht. Zudem sind die vergleichsweise hohen Sternpunktspannungsamplituden erkennbar, die zur Regelung verwendet werden.

Die detaillierte Darstellung des Regelvorgangs für die Energie in Zweig 1 in Abbildung 5.19 zeigt die genauen Verläufe der verwendeten Sternpunktspannung und der Kreisströme. Trotz der Anpassungen der Randbedingungen werden bei den Sollwertsprüngen der Zweigenergien große Sternpunktspannungen benötigt. Verglichen mit der Zweigenergiereglervariante basierend auf Kreisstromanteilen mit ω_1 und ω_2 sind auch die verwendeten Kreisströme größer. Wie schon bei der Simulation verursachen diese größeren Kreisströme und die deutlich höhere Sternpunktspannung bei der Sollwertänderung einer Zweigenergie kurzzeitige Störungen der Zweigenergien der übrigen Zweige.

An dieser Stelle sollte beachtet werden, dass die Unterschiede im Verhalten der beiden Reglervarianten durch das gewählte Szenario begründet sind. Zum einen sind die Kreisströme und die Sternpunktspannung, welche aus der im realen Betrieb nicht benötigten plötzlichen Sollwertänderung der Zweigenergien folgen, sehr groß und dienen nur zur besseren Visualisierung der Funktionsweise des Zweigenergiereglers. Zum anderen würde die Zweigenergieregung basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit ω_a vor allem beim Anlauf einer Maschine mit hohem Anlaufstrom erfolgen, was aber mit dem im

Rahmen dieser Arbeit verwendeten experimentellen Aufbau nicht als Arbeitspunkt vorgesehen ist.

Die drei durchgeführten Experimente für den MMC bestätigen die zuvor gezeigten Simulationsergebnisse. Sowohl die Stromregelung als auch die beiden Varianten der Zweigenergieregulierung arbeiten fehlerfrei. Die Entscheidung für eine der beiden Varianten der Zweigenergieregulierung hängt von der Dimensionierung des Umrichters und dem jeweiligen Arbeitspunkt ab. Nichtsdestotrotz deuten die Simulations- und Messergebnisse bereits darauf hin, dass in der Regel die Verwendung der Zweigenergieregulierung nach (5.12) vorteilhaft ist. Nur im Fall niedriger Systemspannungen bei gleichzeitig hohen Systemströmen kann die Zweigenergieregulierung nach (5.14) eine sinnvolle Alternative sein. Eine aus der Anwendung des verallgemeinerten Regelungsansatzes auf den MMC resultierende Neuerung ist die zusätzliche Berücksichtigung eines Sternpunktspannungsanteils mit ω_a bei der Optimierung der Zweigenergieregulierung, welche insbesondere bei Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung eingesetzt werden kann.

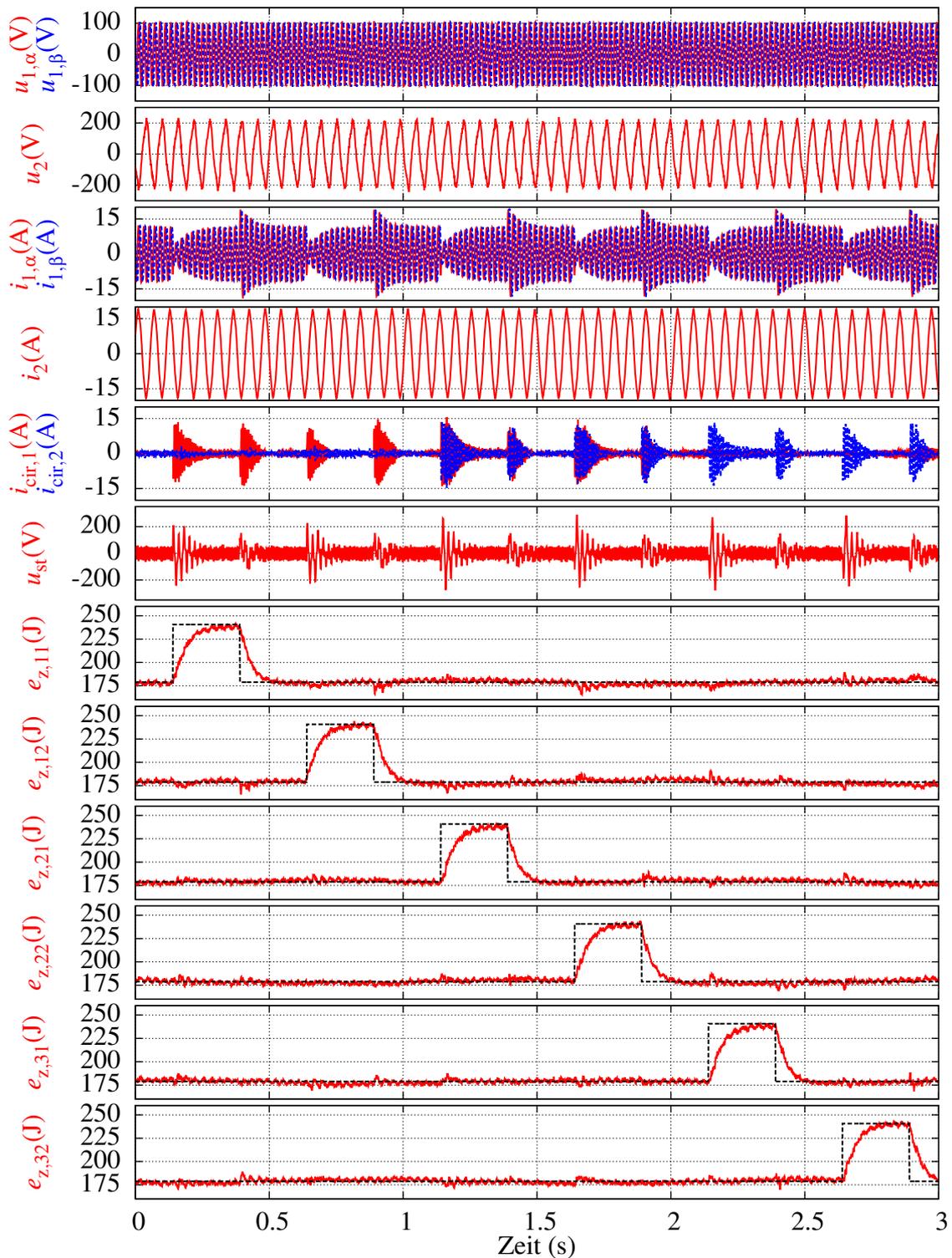


Abbildung 5.18: Messergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.14) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{2}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 61,8 J in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 5.3 und $P \approx 1,5 \text{ kW}$, $U_{1,11} \approx 122 \text{ V}$

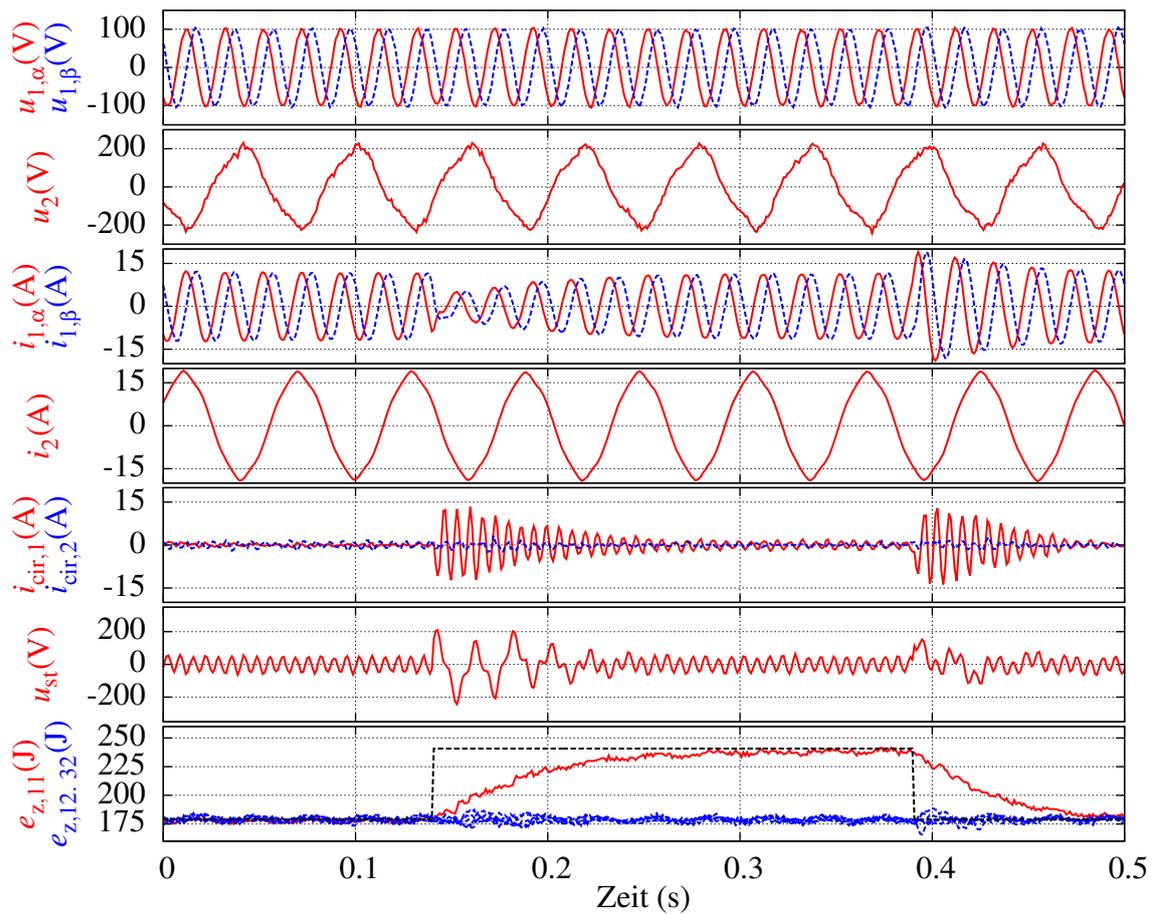


Abbildung 5.19: Ausschnitt der Messergebnisse für den AC/AC Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (5.14) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{2}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 61,8J in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 5.2 und $P \approx 1,5\text{kW}$, $U_{1,ll} \approx 122\text{V}$

6 Modular Multilevel Matrix Converter

Die zweite modulare Multilevelumrichter-Topologie, mit welcher der entwickelte verallgemeinerte Regelungsansatz verifiziert wird, ist der MMMC, siehe Abbildung 6.1. Der MMMC verbindet zwei dreiphasige Drehstromsysteme direkt ohne zentralen Zwischenkreis. Das mögliche Anwendungsgebiet des Umrichters sind Mittelspannungsantriebe, aber auch die Anwendung zur Kopplung zweier Netze ist denkbar. Im Gegensatz zum MMC müssen die Module in den Zweigen des MMMC als Vollbrückenmodule ausgeführt werden.

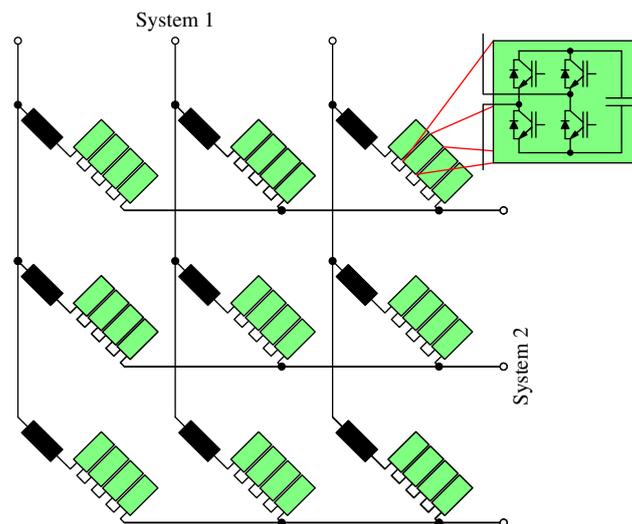


Abbildung 6.1: MMMC mit Vollbrückenmodulen

6.1 Systembeschreibung

Im Rahmen der in dieser Arbeit genutzten Einordnung von modularen Multilevelumrichtern entspricht der MMMC dem vollständigen 3×3 modularen Multilevel-Matrixumrichter. Analog zu Kapitel 5 wird zuerst die Zustandsraumdarstellung des Ersatzschaltbilds in Abbildung 6.2 als Grundlage für die Bestimmung von \mathbf{B}'^{-1} und \mathbf{T}_p angegeben. Abbildung 6.3 zeigt den zum Ersatzschaltbild gehörenden Graphen.

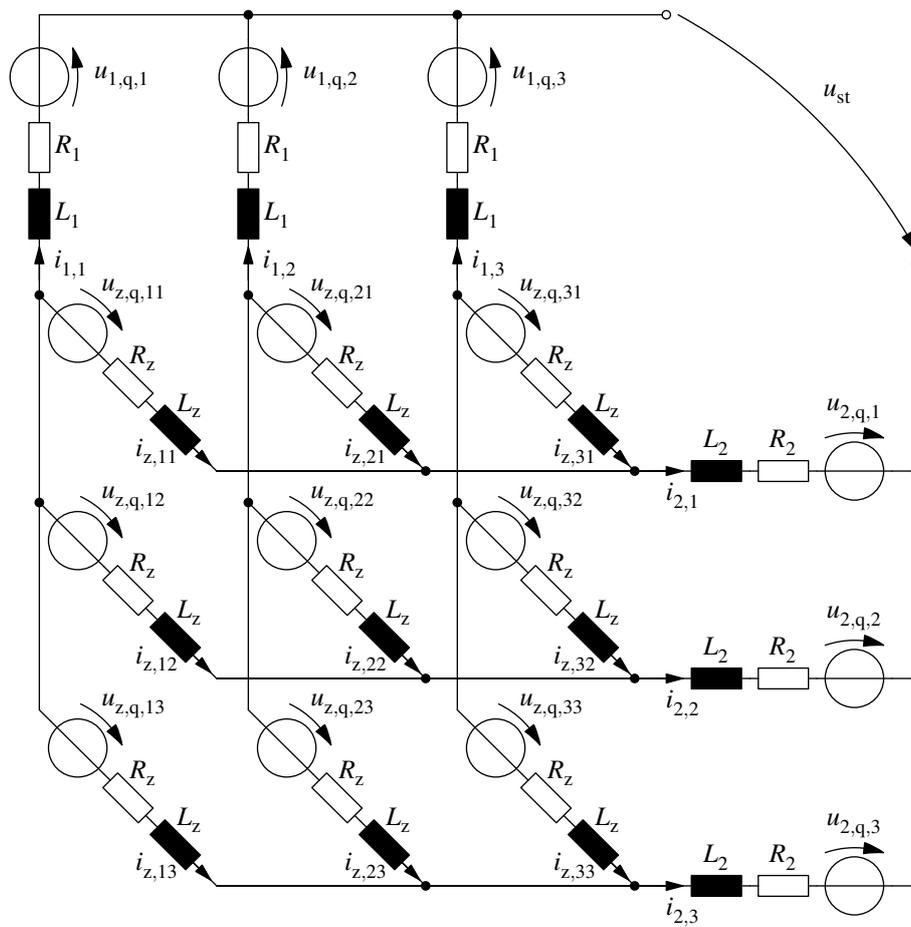


Abbildung 6.2: Ersatzschaltbild des MMMC

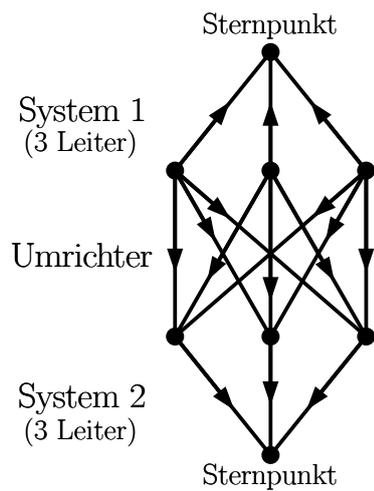


Abbildung 6.3: Graph des MMMC basierend auf dem Ersatzschaltbild in Abbildung 6.2

Nutzt man die Gleichungen (3.5), (3.6) und (3.7) für den Graphen des MMMC, ergeben sich damit für das Ersatzschaltbild

- $n_{sv} = 8$ Zustandsvariablen (unter Vernachlässigung der Modulkondensatoren),
- $n_{cir} = 4$ Kreisströme und
- $n_{in} = 9$ Eingangsgrößen.

Als die ersten vier Zustandsgrößen werden die in $\alpha\beta$ -Koordinaten transformierten Ströme in System 1 und System 2 genutzt. Die verwendete Transformation wurde bereits in (5.1) eingeführt. Die verbleibenden vier Zustandsgrößen beschreiben die inneren Ströme des MMMC. Wie bereits beim MMC basiert die Definition dieser Kreisströme auf Strompfaden entlang von Maschen innerhalb des Umrichters im Ersatzschaltbild. Die Gleichungen für die gewählten Maschenströme sind

$$\begin{aligned}
 i_{cir,1} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,11} - i_{z,12} - i_{z,21} + i_{z,22}), \\
 i_{cir,2} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,12} - i_{z,13} - i_{z,22} + i_{z,23}), \\
 i_{cir,3} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,21} - i_{z,22} - i_{z,31} + i_{z,32}), \\
 i_{cir,4} &= \frac{1}{4} \cdot (i_{z,22} - i_{z,23} - i_{z,32} + i_{z,33}).
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

Die resultierenden Zustands-, Eingangs- und Störgrößenvektoren der Zustandsraumbeschreibung des MMMC ohne Berücksichtigung der Kapazitäten in den Modulen sind

$$\mathbf{x} = [i_{1,\alpha} \quad i_{1,\beta} \quad i_{2,\alpha} \quad i_{2,\beta} \quad i_{cir,1} \quad i_{cir,2} \quad i_{cir,3} \quad i_{cir,4}]^T, \tag{6.2}$$

$$\mathbf{u} = [u_{z,q,11} \quad u_{z,q,12} \quad u_{z,q,13} \quad u_{z,q,21} \quad u_{z,q,22} \quad u_{z,q,23} \quad u_{z,q,31} \quad u_{z,q,32} \quad u_{z,q,33}]^T, \tag{6.3}$$

$$\mathbf{z} = [u_{1,q,\alpha} \quad u_{1,q,\beta} \quad u_{1,q,0} \quad u_{2,q,\alpha} \quad u_{2,q,\beta} \quad u_{2,q,0}]^T. \tag{6.4}$$

Des Weiteren ergibt sich für die Umrechnung zwischen den Zweigströmen und den Zustandsgrößen

$$\begin{bmatrix} i_{1,\alpha} \\ i_{1,\beta} \\ i_{2,\alpha} \\ i_{2,\beta} \\ i_{\text{cir},1} \\ i_{\text{cir},2} \\ i_{\text{cir},3} \\ i_{\text{cir},4} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 0 & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 0 & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 0 & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & -\frac{1}{4} & 0 & -\frac{1}{4} & \frac{1}{4} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_i} \cdot \begin{bmatrix} i_{z,11} \\ i_{z,12} \\ i_{z,13} \\ i_{z,21} \\ i_{z,22} \\ i_{z,23} \\ i_{z,31} \\ i_{z,32} \\ i_{z,33} \end{bmatrix}. \quad (6.5)$$

Aus dem Ersatzschaltbild in Abbildung 6.2 lassen sich die Systemmatrix, Eingangsmatrix und Störgrößenmatrix

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_z+3\cdot R_1}{L_z+3\cdot L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_z+3\cdot R_1}{L_z+3\cdot L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_z+3\cdot R_2}{L_z+3\cdot L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z+3\cdot R_2}{L_z+3\cdot L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z}{L_z} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z}{L_z} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z}{L_z} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{R_z}{L_z} & -\frac{R_z}{L_z} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} \frac{2}{3r} & \frac{2}{3r} & \frac{2}{3r} & -\frac{1}{3r} & -\frac{1}{3r} & -\frac{1}{3r} & -\frac{1}{3r} & -\frac{1}{3r} & -\frac{1}{3r} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}r} & \frac{1}{\sqrt{3}r} & \frac{1}{\sqrt{3}r} & -\frac{1}{\sqrt{3}r} & -\frac{1}{\sqrt{3}r} & -\frac{1}{\sqrt{3}r} \\ -\frac{2}{3q} & \frac{1}{3q} & \frac{1}{3q} & -\frac{2}{3q} & \frac{1}{3q} & \frac{1}{3q} & -\frac{2}{3q} & \frac{1}{3q} & \frac{1}{3q} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}q} & \frac{1}{\sqrt{3}q} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}q} & \frac{1}{\sqrt{3}q} & 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}q} & \frac{1}{\sqrt{3}q} \\ -\frac{1}{4L_z} & \frac{1}{4L_z} & 0 & \frac{1}{4L_z} & -\frac{1}{4L_z} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{4L_z} & \frac{1}{4L_z} & 0 & \frac{1}{4L_z} & -\frac{1}{4L_z} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{4L_z} & \frac{1}{4L_z} & 0 & \frac{1}{4L_z} & -\frac{1}{4L_z} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{4L_z} & \frac{1}{4L_z} & 0 & \frac{1}{4L_z} & -\frac{1}{4L_z} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{E} &= \begin{bmatrix} -\frac{3}{r} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{3}{r} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{3}{q} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{3}{q} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6.6)$$

transformiert, woraus

$$\mathbf{P}_{z,T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{4}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & 0 & 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} & 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{12} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{12} & 0 \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{4} & 0 & \frac{\sqrt{3}}{12} & 0 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{4} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{4} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_{in,e} + \mathbf{P}_{kop,T} \quad (6.10)$$

resultiert. Für eine übersichtlichere Darstellung sind die Vektoren $\mathbf{P}_{z,T}$ und $\mathbf{x}_{in,e}$ separat angegeben:

$$\mathbf{P}_{z,T} = \mathbf{T}_p \cdot \mathbf{P}_z = \begin{bmatrix} P_{z,1,\alpha} & P_{z,1,\beta} & P_{z,2,\alpha} & P_{z,2,\beta} & P_{z,cir,1} & P_{z,cir,2} & P_{z,cir,3} & P_{z,cir,4} & P_{z,ges} \end{bmatrix}^T, \quad (6.11)$$

$$\mathbf{x}_{in,e} = \begin{bmatrix} \hat{u}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1 & \hat{u}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1 & \hat{u}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_2 & \hat{u}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_2 & \dots \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} & \hat{i}_{cir,2,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} & \hat{i}_{cir,3,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} & \hat{i}_{cir,4,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} & \dots \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{cir,3,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{cir,4,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \dots \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{cir,3,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{cir,4,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \dots \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{cir,3,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{cir,4,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \dots \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{cir,3,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{cir,4,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \Delta P \end{bmatrix}^T. \quad (6.12)$$

Genau wie beim MMC wird der komplexe Ausdruck $\mathbf{P}_{kop,T}$ für die Wirkleistungen, die bei gleichzeitiger Nutzung von Kreisströmen und Sternpunktspannung mit den Systemfrequenzen ω_1 und ω_2 resultieren, auch für den MMMC nur im Anhang unter (A.11)–(A.12) angegeben. Da nur Reglervarianten ohne die gleichzeitige Nutzung in Betracht gezogen werden, ist $\mathbf{P}_{kop,T}$ auch nicht für die im Folgenden beschriebene Regelung erforderlich.

6.2 Regelung

Für die Anwendung der in Abbildung 4.4 dargestellten Reglerstruktur auf den MMC werden die topologieabhängigen Matrizen \mathbf{T}_i , \mathbf{A}'_{kop} , \mathbf{B}'^{-1} und \mathbf{E}' für die Stromregelung sowie \mathbf{T}_p und $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ für die Energieregulierung benötigt.

Da es sich beim MMC um den vollständigen 3×3 modularen Multilevel-Matrixumrichter handelt, besteht keine Kopplung zwischen den Zustandsgrößen (siehe Diagonalform von \mathbf{A} in (6.6)), so dass $\mathbf{A}'_{\text{kop}} = 0$ gilt. Die Umrechnung von den gemessenen Zweigströmen in die Zustandsgrößen \mathbf{T}_i ist bereits in (6.5) angegeben und die weiteren Matrizen für die Stromregelung folgen direkt aus der Zustandsraumdarstellung des MMC. Es ergibt sich die invertierte, erweiterte Eingangsmatrix

$$\mathbf{B}'^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{L_z+3 \cdot L_1}{3} & 0 & -\frac{L_z+3 \cdot L_2}{3} & 0 & -\frac{16 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & 1 \\ \frac{L_z+3 \cdot L_1}{3} & 0 & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{6} & -\frac{L_z+3 \cdot L_2}{2 \cdot \sqrt{3}} & \frac{8 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & 1 \\ \frac{L_z+3 \cdot L_1}{3} & 0 & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{6} & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{2 \cdot \sqrt{3}} & \frac{8 \cdot L_z}{9} & \frac{16 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & \frac{8 \cdot L_z}{9} & 1 \\ -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{6} & \frac{L_z+3 \cdot L_1}{2 \cdot \sqrt{3}} & -\frac{L_z+3 \cdot L_2}{3} & 0 & \frac{8 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & 1 \\ -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{6} & \frac{L_z+3 \cdot L_1}{2 \cdot \sqrt{3}} & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{6} & -\frac{L_z+3 \cdot L_2}{2 \cdot \sqrt{3}} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & 1 \\ -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{6} & \frac{L_z+3 \cdot L_1}{2 \cdot \sqrt{3}} & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{6} & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{2 \cdot \sqrt{3}} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & \frac{8 \cdot L_z}{9} & 1 \\ -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{6} & -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{2 \cdot \sqrt{3}} & -\frac{L_z+3 \cdot L_2}{3} & 0 & \frac{8 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & \frac{16 \cdot L_z}{9} & \frac{8 \cdot L_z}{9} & 1 \\ -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{6} & -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{2 \cdot \sqrt{3}} & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{6} & -\frac{L_z+3 \cdot L_2}{2 \cdot \sqrt{3}} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & \frac{4 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & \frac{8 \cdot L_z}{9} & 1 \\ -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{6} & -\frac{L_z+3 \cdot L_1}{2 \cdot \sqrt{3}} & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{6} & \frac{L_z+3 \cdot L_2}{2 \cdot \sqrt{3}} & -\frac{4 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & -\frac{8 \cdot L_z}{9} & -\frac{16 \cdot L_z}{9} & 1 \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

und die erweiterte Strögrößenmatrix

$$\mathbf{E}' = \begin{bmatrix} & & \mathbf{E} & & & \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (6.14)$$

Für die Auswahl der Regler und die Auslegung dieser gelten die gleichen Aussagen wie in Abschnitt 5.2.

Die Transformationsvorschrift für die Zweigleistungen \mathbf{T}_p , welche aus \mathbf{T}_i folgt, ist in (6.9) angegeben. Bei der Energieregulierung wird zwischen zwei Varianten unterschieden. Die erste Variante nutzt Kreisstromanteile der Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Sternpunktspannungsanteile der Frequenz ω_a , die zweite Variante basiert auf Sternpunktspannungsanteilen mit ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Kreisstromanteilen der Frequenz ω_a .

Im Fall der Verwendung von Kreisstromanteilen der Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Sternpunktspannungsanteilen der Frequenz ω_a ist das zu lösende Gleichungssystem für die transformierten Zweigwirkleistungen unterbestimmt. Es erfolgt die Optimierung nach der quadratischen Summe der Zweigstromeffektivwerte, wie in Kapitel 4 beschrieben, welche zu $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ in (6.15)

führt (siehe folgende Seite). Die Umrechnungsvorschrift zwischen den transformierten Zweigleistungen und den für diese benötigten Eingriffsgrößen $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ in (6.15) hängt von der verfügbaren Spannung für eine Sternpunktspannung mit ω_a , ausgedrückt mit κ nach (5.13), und von dem Verhältnis der Systemspannungen, ausgedrückt mit $\mu = \frac{\hat{u}_1}{\hat{u}_2}$, ab. Darin unterscheidet sich die Zweigenergieregung des MMC von der des MMC in (5.12), bei der keine Abhängigkeit vom Verhältnis der Systemspannungen μ besteht. Ursache hierfür ist die größere Anzahl an Eingriffsgrößen für die Zweigenergieregung beim MMC. Aufgrund der zusätzlichen Eingriffsgrößen können je nach Verhältnis der Systemspannungen Kreisstromanteile mit unterschiedlichen Frequenzen die gleiche Regelaufgabe erfüllen. Diese Möglichkeit besteht beim MMC nicht.

Zur Einordnung des Ergebnisses der Optimierung wird ein analytischer Vergleich mit der Zweigenergieregung nach Kawamura et al. in [81] durchgeführt. Dort sind unterschiedliche Kombinationsmöglichkeiten von Eingriffsgrößen für mehrere Varianten der Zweigenergieregung aufgeführt. Berücksichtigung finden die beiden Varianten, die ausschließlich auf Kreisstromanteilen basieren (resultierend aus den Gleichungen (43), (44) und (47) in [81]; $\mathbf{M}_{\text{in,e,T,[81]-1}}$ und $\mathbf{M}_{\text{in,e,T,[81]-2}}$), eine Variante basierend auf Kreisstromanteilen mit ω_1 , ω_2 , ω_a und Sternpunktspannung mit ω_a (resultierend aus den Gleichungen (43), (44), (48) und (49) in [81]; $\mathbf{M}_{\text{in,e,T,[81]-3}}$) sowie eine Variante basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit ω_a (resultierend aus den Gleichungen (45), (46), (48) und (49) in [81]; $\mathbf{M}_{\text{in,e,T,[81]-4}}$). Die verbleibenden Varianten aus [81] verwenden Kreisstromanteile und Sternpunktspannungsanteile mit ω_1 und ω_2 zur gleichen Zeit, ohne dabei resultierende Koppelleistungen zu berücksichtigen. Dies ist problematisch, da die aus den berechneten Eingriffsgrößen resultierenden Zweigwirkleistungen nicht den gewollten Zweigwirkleistungen entsprechen, solange die Koppelleistungen vorhanden sind. Dynamisch wird also zuerst der Energieregelfehler beseitigt, dessen zugeordnete transformierte Zweigleistungen nicht von den Koppelleistungen beeinflusst werden. Danach verursachen die Zweigenergieregler keine Eingriffsgrößen mehr, welche Koppelleistungen hervorrufen, und der verbliebene transformierte Energieregelfehler kann ausgeregelt werden. Anders ausgedrückt ist der Regelfehler zwar stationär ausregelbar, das dynamische Verhalten ist aber problematisch und instabiles Verhalten ist für bestimmte Arbeitspunkte und Anregungen denkbar.

Da die gezeigten Gleichungen in [81] bereits eine Kombination von Zweigenergieregler samt Reglerverstärkung und Umrechnung von Zweigenergien, beziehungsweise Zweigleistungen, zu Eingriffsgrößen sind, muss zum direkten Vergleich eine Umrechnung in äquivalente $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ -Matrizen der unterschiedlichen Varianten erfolgen. Für diese Umrechnung müssen die Reglerverstärkungen von der Umrechnung getrennt werden. Dabei ergibt sich für die aus [81] resultierenden $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ -Matrizen nur dann ein korrekter Zusammenhang zwischen Zweigwirkleistungen und Eingriffsgrößen, wenn die Reglerverstärkungen K_1 , K_{0i} und K_{1v} im Verhältnis $\frac{K_1}{K_{0i}} = \sqrt{2}$ beziehungsweise $\frac{K_{0i}}{K_{1v}} = \sqrt{2}$ gewählt werden.

Der Vergleich basiert auf 36 normierten Zweigwirkleistungstestvektoren. Für diese werden die resultierenden Eingriffsgrößen mit den verschiedenen $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ -Matrizen bestimmt. Die 36

Testvektoren korrespondieren mit einem Energietransfer von einem Zweig in einen anderen Zweig, zum Beispiel dem Energietransfer von Zweig 2 in Zweig 1 mit

$$\mathbf{P}_z = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ p.u.} \quad (6.16)$$

Bei in Summe gleicher übertragener Leistung (hier 1 p.u.) zwischen den Zweigen führen weitere Testvektoren, wie beispielsweise für den Energietransfer von zwei Zweigen in einen Zweig, zwei Zweigen in zwei Zweige, bis hin zum Energietransfer von acht Zweigen in einen Zweig, immer zu einem kleineren Maximalwert der quadratischen Summe der Zweigstromeffektivwerte. Der Energietransfer zwischen zwei Zweigen bietet sich damit als „Worst Case“ Abschätzung für den Maximalwert der quadratischen Summe der Zweigstromeffektivwerte an.

Die benötigten Eingriffsgrößen werden dabei für unterschiedliche normierte Systemspannungen berechnet, wobei die Summe der beiden Systemspannungen konstant bei $\hat{u}_1 + \hat{u}_2 = 2 \text{ p.u.}$ gehalten und nur μ variiert wird. Somit erfolgt eine Betrachtung für alle möglichen Verhältnisse μ zwischen den Systemspannungen. Da sich die verwendeten Kreisstromanteile bei gleichen Zweigleistungen umgekehrt proportional zu den Systemspannungen verhalten, lassen sich Kombinationen aus Systemspannungen, für die $\hat{u}_1 + \hat{u}_2 \neq 2 \text{ p.u.}$ gilt, auf die hier durchgeführte Untersuchung zurückführen. Aus den berechneten Kreisstromanteilen folgen die maximal resultierenden Effektivwerte der zusätzlich benötigten Zweigströme (also der Zweigströme ohne Berücksichtigung der Systemströme). Für alle Testvektoren bei einem Arbeitspunkt wird dann das Maximum der quadratischen Summe der Stromeffektivwerte der Zweige gebildet. Abbildung 6.4 zeigt das Resultat für diese quadratische Summe für $\kappa = 0$ und unterschiedliche Systemspannungsverhältnisse.

Abbildung 6.4 verdeutlicht, dass die durch Optimierung in dieser Arbeit bestimmte Matrix $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ für alle μ zur kleinsten quadratischen Summe der neun Zweigstromeffektivwerte führt. Weiterhin scheinen für stärker unterschiedliche Systemspannungen die optimierte Lösung und je eine der Lösungen aus [81] ähnliches Verhalten aufzuweisen. Die erste Variante aus [81] führt für $\hat{u}_1 \gg \hat{u}_2$ zu ähnlichen zusätzlichen Zweigströmen, die zweite Variante aus [81] für $\hat{u}_2 \gg \hat{u}_1$. In der Tat kann gezeigt werden, dass

$$\lim_{\mu \rightarrow \infty} \mathbf{M}_{\text{in,e,T}}|_{\kappa=0} = \mathbf{M}_{\text{in,e,T},[81]-1}, \quad (6.17)$$

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} \mathbf{M}_{\text{in,e,T}}|_{\kappa=0} = \mathbf{M}_{\text{in,e,T},[81]-2} \quad (6.18)$$

gilt. Für die dritte Variante der Zweigenergieregung nach Kawamura et al., die auf Kreisstromanteilen mit ω_1 , ω_2 , ω_a und Sternpunktspannung mit ω_a basiert, lässt sich außerdem

$$\lim_{\mu \rightarrow \infty} \left(\lim_{\kappa \rightarrow \infty} \mathbf{M}_{\text{in,e,T}} \right) = \mathbf{M}_{\text{in,e,T,[81]-3}} \quad (6.19)$$

zeigen. Die von Kawamura et al. vorgestellten Regelungsansätze entsprechen also Grenzfällen für $\mu \rightarrow 0$, $\mu \rightarrow \infty$ und $\kappa \rightarrow \infty$ der im Rahmen dieser Arbeit hergeleiteten Lösung für die Zweigenergieregung.

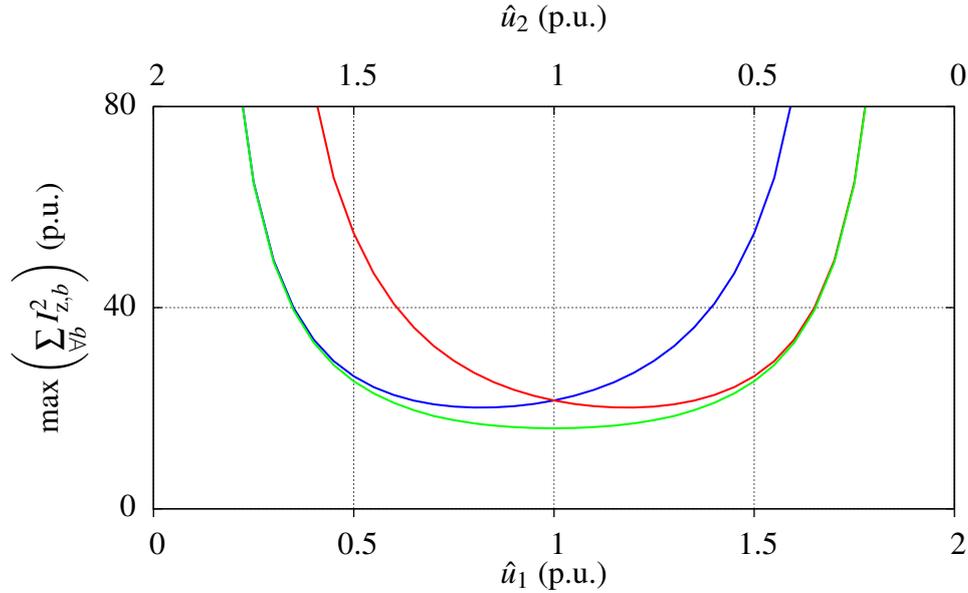


Abbildung 6.4: Quadratische Summe der für die Zweigenergieregung zusätzlich benötigten Zweigstromeffektivwerte; optimiertes $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ aus (6.15) in grün, die beiden ausschließlich auf Kreisstromanteilen basierenden Varianten von Kawamura et al. in [81] in rot und blau

Für die Zweigenergieregung basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Kreisstromanteilen mit ω_a hat das zu lösende Gleichungssystem (4.35) eine eindeutige Lösung:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1 \\ \hat{u}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1 \\ \hat{u}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_2 \\ \hat{u}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_2 \\ \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_a} \cdot \hat{u}_{\text{st},\omega_a} \\ \Delta P \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{\text{in,e}}} = \underbrace{\begin{bmatrix} 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} P_{z,1,\alpha} \\ P_{z,1,\beta} \\ P_{z,2,\alpha} \\ P_{z,2,\beta} \\ P_{z,\text{cir},1} \\ P_{z,\text{cir},2} \\ P_{z,\text{cir},3} \\ P_{z,\text{cir},4} \\ P_{z,\text{ges}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}_{z,T}} \quad (6.20)$$

Diese zweite Lösung neben (6.15) besteht entsprechend aus einer quadratischen Matrix $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$. Da es für die Zweigenergieregung basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 und ω_a sowie Kreisstromanteilen mit ω_a nur eine eindeutige Lösung gibt, gleicht (6.20) zwangsläufig der entsprechenden Lösung von Kawamura et al.

Bezüglich der Anwendungsmöglichkeiten beider vorgestellten Varianten gelten die gleichen Aussagen wie beim MMC: Die Lösung (6.20) kann im Fall von niedrigen Systemspannungen, wenn gleichzeitig ausreichend große Systemströme vorhanden sind, statt der Lösung (6.15) eingesetzt werden.

Die Energieregler werden bei beiden Varianten als PI-Regler ausgeführt. Analog zur Auslegung der Energieregler beim MMC erfolgt die Auslegung beim MMMC auf Basis von (4.19) und (6.10).

6.3 Simulationsergebnisse

Zuerst wird die Funktion der Regelung mithilfe einer Simulation überprüft. Das Vorgehen zur Simulation und die getroffenen Annahmen für das Modell des MMMC mit MATLAB-Simulink und der PLECS Blockset Toolbox sind identisch zum Vorgehen und den Annahmen beim MMC in Abschnitt 5.3. Ausgangspunkt ist an dieser Stelle das Ersatzschaltbild des MMMC in Abbildung 6.2.

Für die beiden zu verbindenden dreiphasigen Systeme werden ein 50 Hz und ein 16,7 Hz System angenommen. Mit Blick auf die Verwendung des MMMC als Umrichter für Mittelspannungsantriebe sind die Spannungen von System 1 und System 2 zu $U_{1,\text{ll}} = U_{2,\text{ll}} = 3,3 \text{ kV}$ gewählt. Alle weiteren für die Simulation genutzten Parameter sind in Tabelle 6.2 zu finden.

Um die Funktionsweise der Stromregelung und Zweigenergieregung zu überprüfen, wird der Sollwert der Modulkondensatorspannung in den neun Zweigen nacheinander kurzzeitig auf 900 V angepasst. Dies entspricht einer Erhöhung des Sollwerts der Zweigenergien um jeweils 2,9 kJ. Auf diese Weise werden insgesamt drei Simulationen durchgeführt. Im Fall der ersten zwei Simulationen basiert die Zweigenergieregung auf Kreisstromanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 , ω_a und Sternpunktspannungsanteilen mit der Frequenz ω_a . Abbildung 6.5 zeigt die Ergebnisse für den Betrieb ohne zusätzliche Sternpunktspannung, also $\kappa = 0$. Alle Systemströme, Kreisströme und Zweigenergien werden wie gewünscht geregelt und die verwendeten Kreisströme für die unterschiedlichen Zweigenergieanpassungen sind erkennbar. Abhängig vom Zweig, in dem die Energie verändert wird, erfolgt der Einsatz unterschiedlicher Kreisströme zur Regelung. Die vergrößerte Ansicht der Energieänderung in Zweig 1 in Abbildung 6.6 zeigt außerdem die genauen Verläufe dieser Kreisströme. Da die Regelung die gespeicherte Gesamtenergie im Umrichter bei jeder Zweigenergieänderung anpasst, ist die Amplitude der Ströme in System 1 leicht erhöht beziehungsweise verringert. Die Zweigenergien weisen außer der gewünschten Änderung noch eine betriebsbedingte Schwankung auf, die durch

Tabelle 6.2: Simulationsparameter MMMC

Parameter	Wert
Übertragene Leistung, P	1 MW
Leistungsfaktor System 1, $\cos \varphi_1$	1
Leistungsfaktor System 2, $\cos \varphi_2$	1
Spannung System 1, $U_{1,ll}$	3,3 kV
Spannung System 2, $U_{2,ll}$	3,3 kV
Frequenz System 1, f_1	50 Hz
Frequenz System 2, f_2	16,7 Hz
Filterinduktivität System 1, L_1	0,6 mH
Filterinduktivität System 2, L_2	1,8 mH
Filterwiderstand System 1, R_1	14,6 m Ω
Filterwiderstand System 2, R_2	14,6 m Ω
Netzinduktivität System 1, $L_{1,q}$	171 μ H
Netzinduktivität System 2, $L_{2,q}$	513 μ H
Netzwidestand System 1, $R_{1,q}$	5,4 m Ω
Netzwidestand System 2, $R_{2,q}$	5,4 m Ω
Zweiginduktivität, L_z	2,4 mH
Zweigwidestand, R_z	58,5 m Ω
Anzahl Module je Zweig, n_{mpb}	9
Modulkapazität, C_{mod}	2,0 mF
Sollwert Modulkondensatorspannung, u_c^*	700 V
Sollwert Zweigenergie, e_z^*	4,4 kJ
„Unit Capacitance Constant“, H [104]	40 ms
Schaltfrequenz je Modul, f_s	600 Hz

die Systemspannungs- und Systemstromanteile in den Zweigen entsteht. Der Mittelwert der Sternpunktspannung ist wie gefordert 0 V. Zusätzlich ist der Einfluss der Modulation in den Zweigen auf die Sternpunktspannung zu sehen.

Abbildung 6.7 zeigt den Betrieb unter gleichen Bedingungen mit der Anpassung, dass eine dritte Harmonische für System 1 in der Sternpunktspannung verwendet wird. Aufgrund der gewählten Frequenzen würde eine dritte Harmonische für System 2 bei ungefähr ω_1 liegen. Durch die dadurch entstehenden Wirkleistungen in den Zweigen ist ein solcher Betrieb nicht ohne weiteres möglich und wird hier nicht betrachtet. Für die dritte Harmonische von System 1 gilt $\kappa = \frac{1}{6}$. Aufgrund der Abhängigkeit von κ in $\mathbf{M}_{in,e,T}$ in (6.15) kommen für die Zweigenergieregung andere Eingriffsgrößen als in Abbildung 6.5 zum Einsatz. Ein Vergleich der vergrößerten Ansicht in Abbildung 6.8 mit Abbildung 6.6 verdeutlicht dies durch den zusätzlichen Kreisstromanteil mit 150 Hz. Auch in diesem Arbeitspunkt agieren sowohl Stromregelung als auch Zweigenergieregung wie erwartet.

Die dritte Simulation überprüft den Betrieb des MMC unter Nutzung der Zweigenergieregung basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit der Frequenz ω_a nach (6.20). Durch die höheren Anforderungen an die vorhandene Zweigspannung aufgrund der zusätzlichen benötigten Sternpunktspannung erhöht sich die Anzahl der Module je Zweig auf $n_{mpb} = 10$. Außerdem wird eine dritte Harmonische mit $\kappa = 0,4$ für System 1 verwendet, um die benötigten Kreisströme zu verringern. Damit die zum Test genutzte Zweigenergieänderung mit 2,9 kJ identisch zu den beiden vorherigen Simulationen ist, erhöht sich die mittlere Modulkondensatorspannung in den Zweigen von 700 V nur noch auf 882 V. Abbildung 6.9 zeigt die sequenzielle Änderung der Energien aller Zweige. Eine vergrößerte Ansicht der Zweigenergieanpassung in Zweig 1 folgt in Abbildung 6.10. Die Zweigströme weisen entsprechend der für (6.20) genutzten Eingriffsgrößen nur noch Kreisstromanteile mit dreifacher Frequenz von System 1 auf. Außerdem sind der Sternpunktspannung mit dreifacher Frequenz von System 1 zusätzliche Anteile mit ω_1 und ω_2 überlagert, welche die vergrößerte Ansicht in Abbildung 6.10 zeigt. Die im Vergleich zu Abbildung 6.7 deutlich größere Sternpunktspannung mit 150 Hz verursacht außerdem eine leicht vergrößerte betriebsbedingte Schwankung der Zweigenergien. Genau wie bei der auf ω_1 - und ω_2 -Kreisstromanteilen basierenden Zweigenergieregung ist die Regelung funktionsfähig.

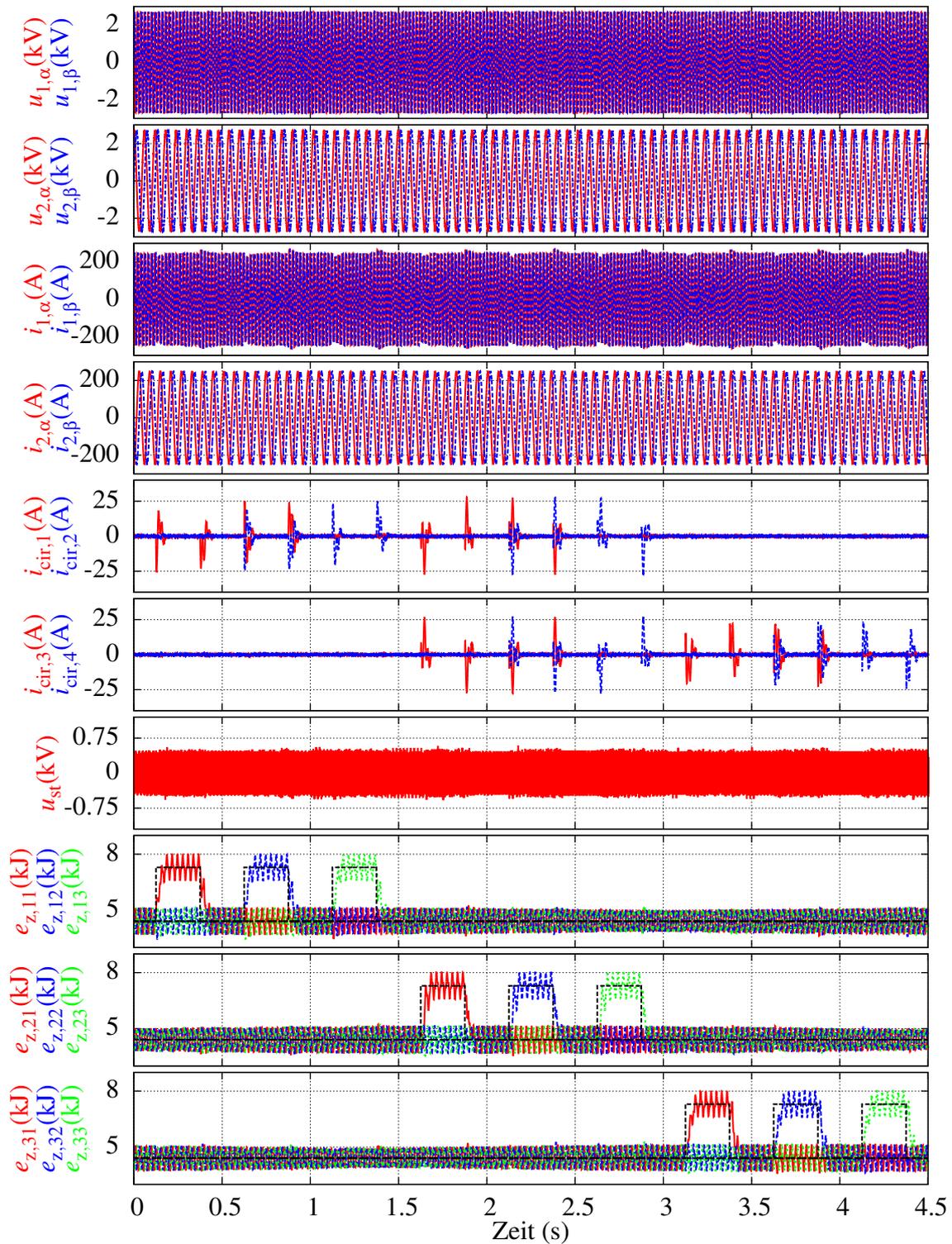


Abbildung 6.5: Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (6.15) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 2,9 kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 6.2

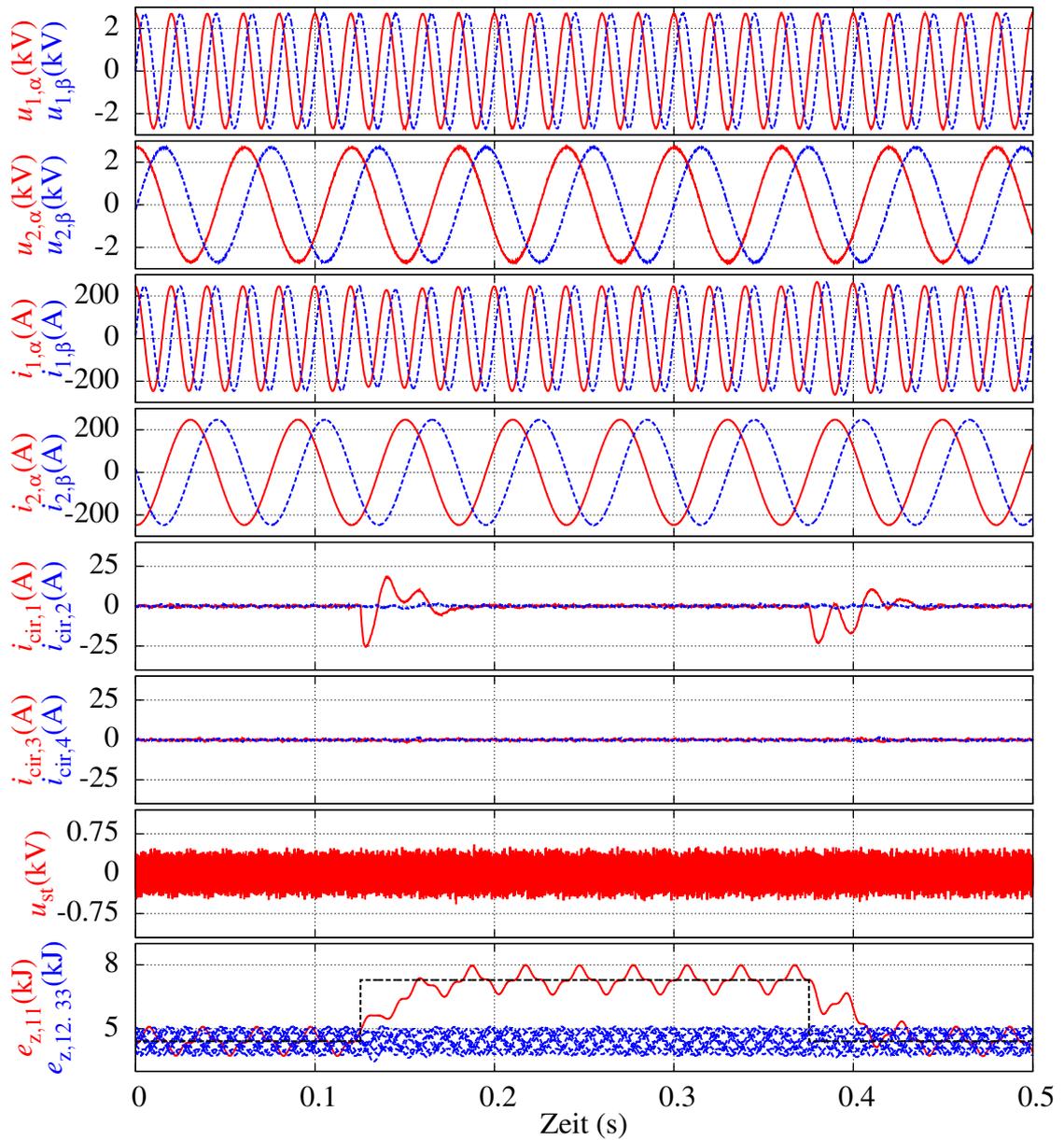


Abbildung 6.6: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für Betrieb des MMC mit Energieregung nach (6.15) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergie von 2,9kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 6.2

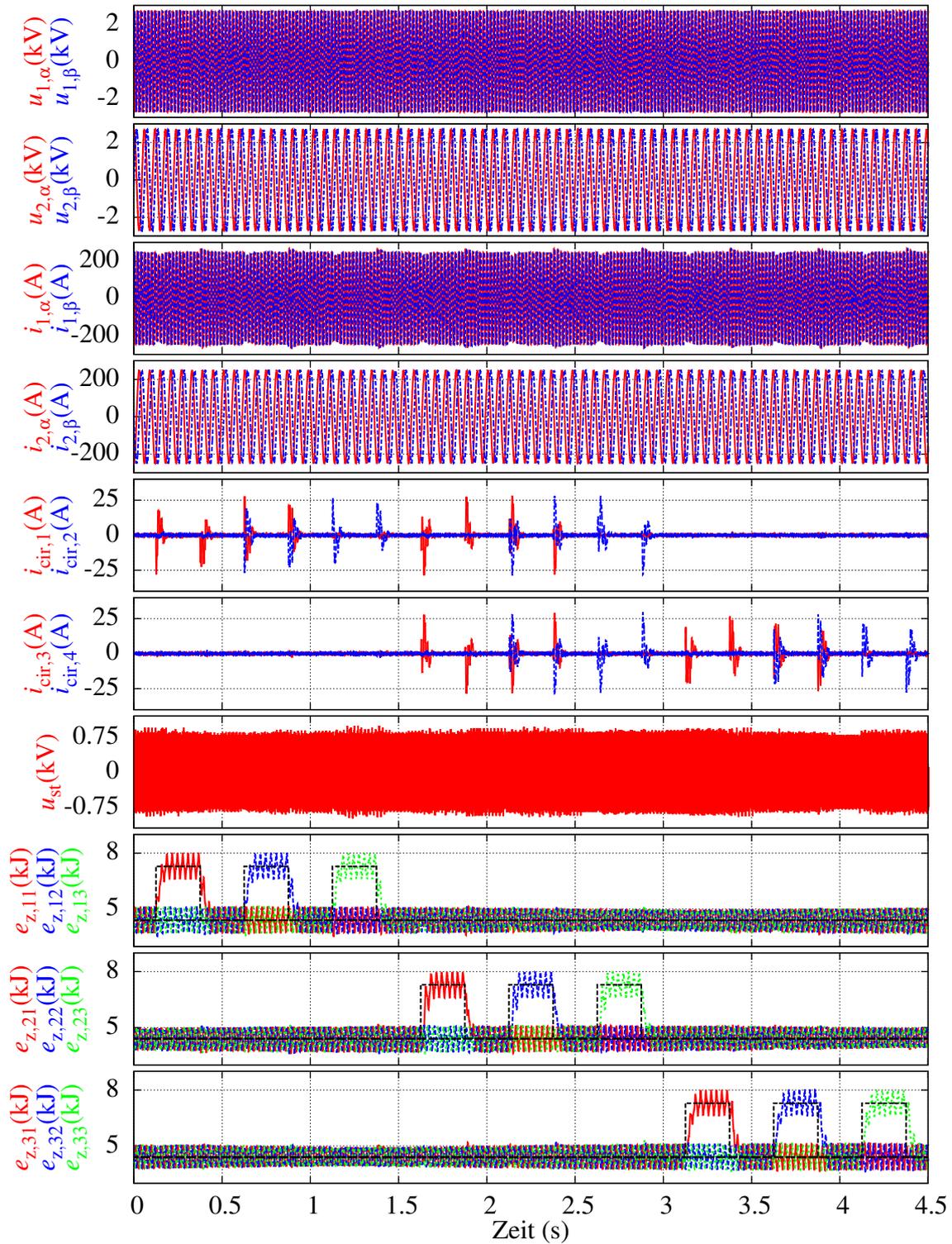


Abbildung 6.7: Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMMC mit Energieregulation nach (6.15) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 2,9 kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 6.2

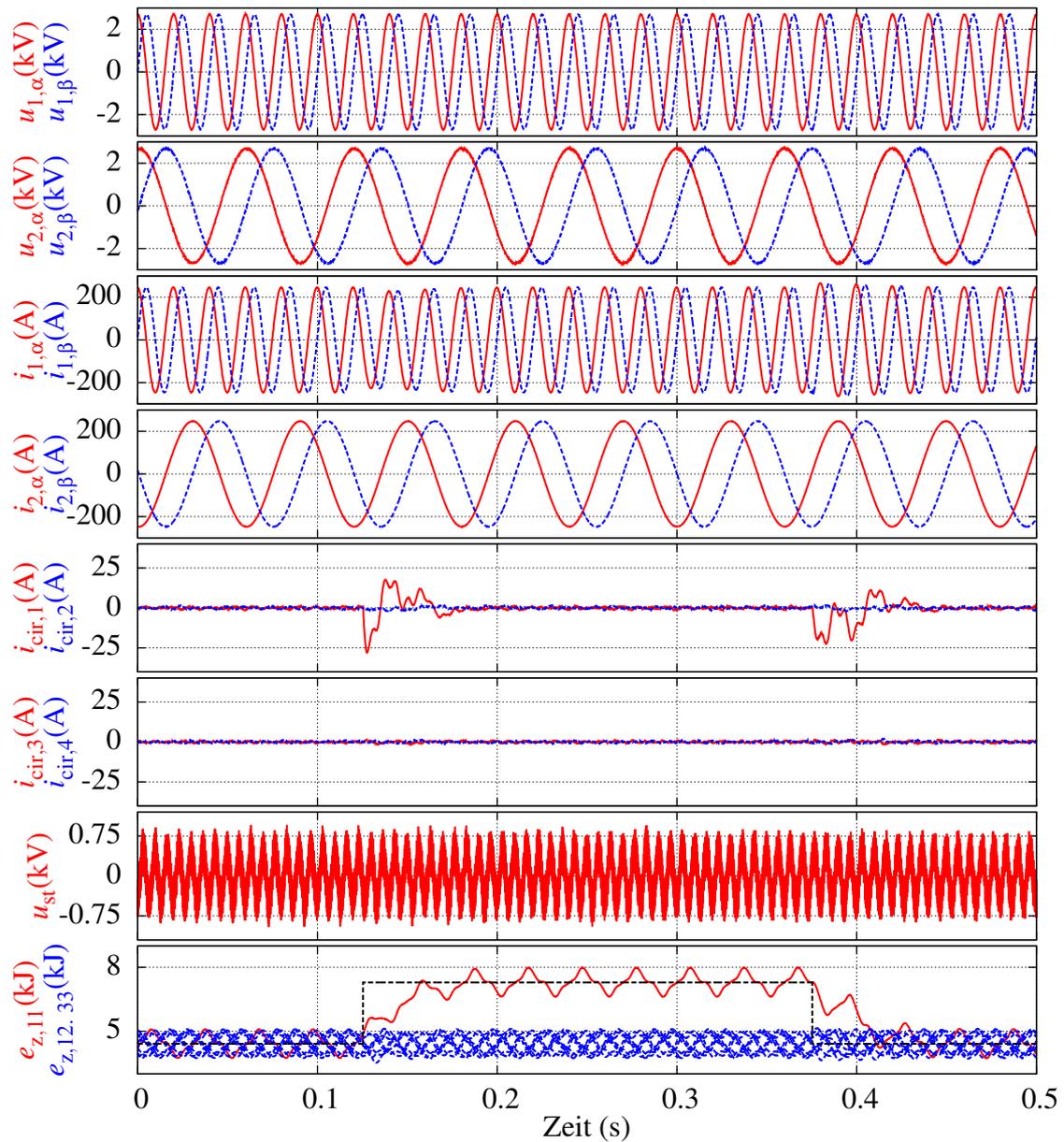


Abbildung 6.8: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energie-
regelung nach (6.15) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1
in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergie von
2,9kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 6.2

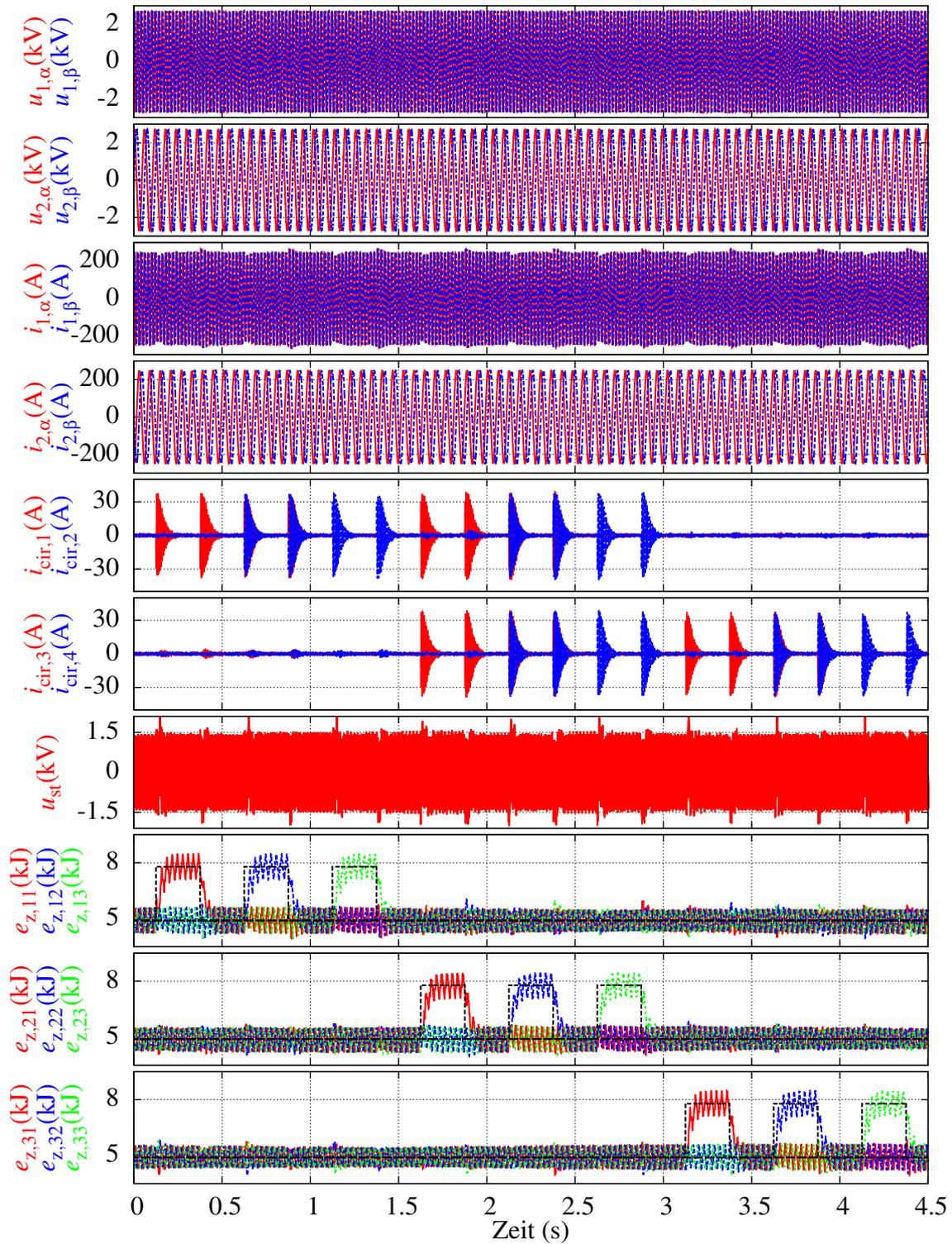


Abbildung 6.9: Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (6.20) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = 0,4$; Sollwertänderung der Zweigenenergien von 2,9 kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 6.2 und $n_{mpb} = 10$

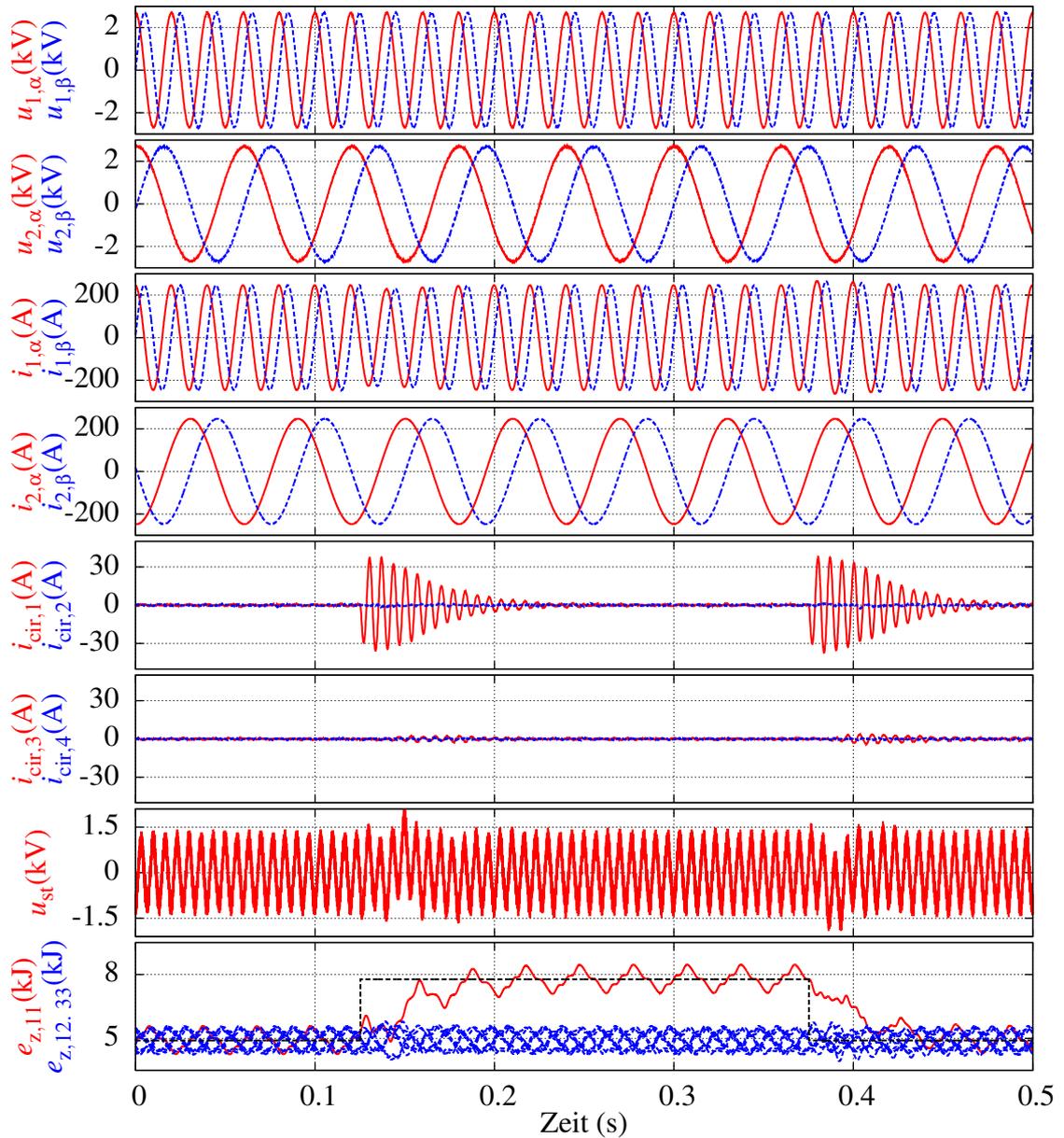


Abbildung 6.10: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energie-regelung nach (6.20) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = 0,4$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 2,9 kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 6.2 und $n_{mpb} = 10$

6.4 Experimentelle Verifikation

Mithilfe der experimentellen Untersuchung sollen die vorgestellte MMC Regelung praktisch verifiziert und die Simulationsergebnisse überprüft werden. Es wird derselbe Prüfstand wie zur Überprüfung des MMC in Abschnitt 5.4 verwendet. Der Aufbau wird entsprechend Abbildung 6.11 angepasst. Eine detaillierte Beschreibung des Prüfstands ist zu Beginn von Abschnitt 5.4 zu finden.

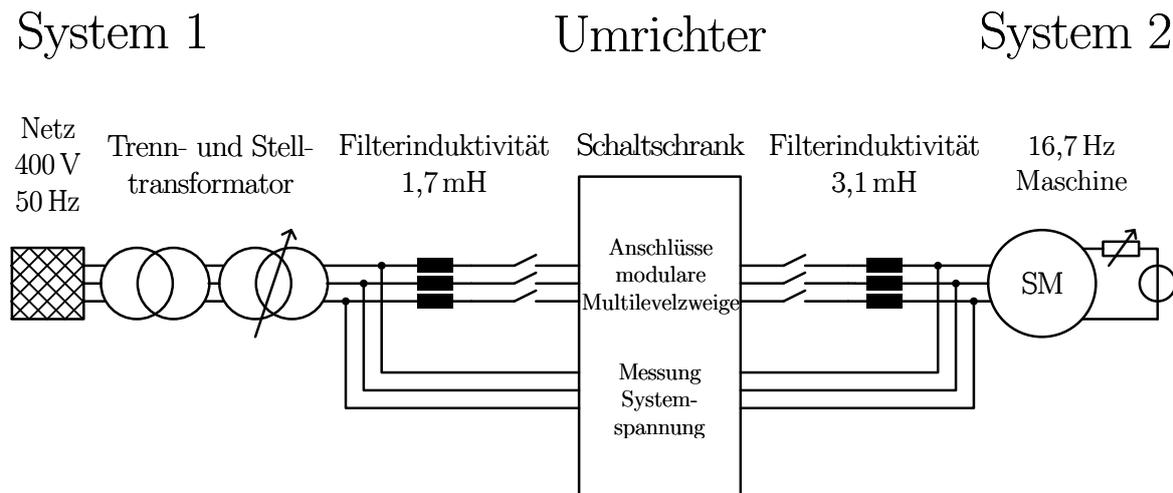


Abbildung 6.11: Aufbau des Niederspannungsprüfstands zur experimentellen Untersuchung des MMC

Die 54 vorhandenen Module sind auf neun Zweige mit je sechs Modulen aufgeteilt. Die daraus folgende Begrenzung der maximalen Zweigspannung gibt abzüglich von Spannungsreserve und Abfall an den Induktivitäten die maximal möglichen Systemspannungen vor, die für beide Systeme über Stelltransformator beziehungsweise Erregung der Maschine auf $U_{1,II} \approx U_{2,II} \approx 147\text{ V}$ eingestellt sind. Alle weiteren Parameter für die durchgeführten Experimente sind in Tabelle 6.3 gegeben.

Die sequenziell durchgeführte Sollwerterhöhung der Kondensatorspannung beträgt 8 V, was einer Zweigenergieänderung von 41 J entspricht. Analog zu den Simulationen erfolgen drei Messungen. Die ersten beiden Messungen zeigen den Betrieb mit der Zweigenergieregulierung basierend auf Kreisstromanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 , ω_a und Sternpunktspannungsanteilen mit der Frequenz ω_a mit und ohne Einsatz einer dritten Harmonischen für System 1. Die Zweigenergieregulierung basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit der Frequenz ω_a wird bei der dritten Messung betrachtet. Abbildung 6.12 zeigt die Ergebnisse von Messung 1 ohne den Einsatz einer dritten Harmonischen, also mit $\kappa = 0$. Die eingesetzten Kreisströme bestätigen das bereits bei der Simulation beobachtete Verhalten. Bei der Zweigenergieänderung in den jeweiligen Zweigen werden die gleichen Kreisstromanteile wie bei der Simulation genutzt. Unterschiedliche Vorzeichen und

Tabelle 6.3: Parameter für experimentelle Untersuchung des MMMC

Parameter	Wert
Übertragene Leistung, P	2,9 kW
Leistungsfaktor System 1, $\cos \varphi_1$	1
Leistungsfaktor System 2, $\cos \varphi_2$	1
Spannung System 1, $U_{1,II}$	147 V
Spannung System 2, $U_{2,II}$	147 V
Frequenz System 1, f_1	50 Hz
Frequenz System 2, f_2	16,7 Hz
Filterinduktivität System 1, L_1	1,7 mH
Filterinduktivität System 2, L_2	3,1 mH
Zweiginduktivität, L_z	350 μ H
Anzahl Module je Zweig, n_{mpb}	6
Modulkapazität, C_{mod}	15,9 mF
Sollwert Modulkondensatorspannung, u_c^*	50 V
Sollwert Zweigenergie, e_z^*	119,3 J
„Unit Capacitance Constant“, H [104]	370 ms
Scheinbare Schaltfrequenz je Zweig und Regelfrequenz, f_s	8 kHz

Amplituden der Kreisströme im Vergleich zu den Simulationen sind durch die bei Simulation und Messung abweichende Phasenlage zwischen den Systemspannungen von System 1 und System 2 verursacht. Alle Zweigenergien werden abgesehen von betriebsbedingten Schwankungen und kleinen Störungen bei Zweigsollwertänderungen korrekt geregelt. Die gilt ebenfalls für die System- und Kreisströme, wie in der vergrößerten Ansicht in Abbildung 6.12 erkennbar ist.

Die zweite Messung, dargestellt in Abbildung 6.14 und in vergrößerter Ansicht in Abbildung 6.15, zeigt den Betrieb unter Einsatz einer dritten Harmonischen für System 1 mit $\kappa = \frac{1}{6}$. Diese dritte Harmonische ist als 150 Hz Sternpunktspannung zu erkennen. Die Ergebnisse decken sich mit den Messungen ohne dritte Harmonische. Abbildung 6.15 zeigt die zusätzliche Kreisstromkomponente. Diese ist aber teilweise durch das Messrauschen und Regelbewegungen mit ähnlich großer Amplitude verdeckt.

Abbildung 6.16 und Abbildung 6.17 beinhalten die Ergebnisse für die Untersuchung der Zweigenergieregulation basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit der Frequenz ω_a . Wie schon beim MMC müssen auch beim MMMC Anpassungen am betrachteten Szenario aus Tabelle 6.3 vorgenommen werden, um den erhöhten Zweigspannungsbedarf und die größere Kreisstromamplitude mit dem verwendeten Prüfstand handhaben zu können. Die zur Regelung verfügbare Zweigspannung lässt sich erhöhen, indem die Systemspannungen auf $U_{1,II} \approx U_{2,II} \approx 88$ V abgesenkt werden. Dabei sind die Systemströme identisch zu den vorangegangenen Messungen eingestellt, wodurch sich die übertragene Leistung auf ungefähr 1,7 kW verringert. Außerdem wird die für System 1 eingepreiste dritte Harmonische auf $\kappa = \frac{1}{2}$ erhöht, wodurch sich die mit diesem Sternpunktspan-

nungsanteil zu Wirkleistung führenden Kreisstromanteile verringern. Des Weiteren wird über die Reglerauslegung das dynamische Verhalten der Zweigenergieregler verschlechtert, um die verwendeten Stellgrößen zu verkleinern. Trotzdem zeigen die Messergebnisse, dass der genutzte Kreisstrom ähnlich groß wie bei den vorherigen Messungen ist. Die ω_1 - und ω_2 -Anteile der Sternpunktspannung, welche zur Zweigenergieregulation verwendet werden, sind neben dem ω_a -Anteil gut zu erkennen. Die benötigte Sternpunktspannung erreicht selbst im Vergleich mit den Systemspannungen große Werte, was aber durch die in der Praxis nicht benötigte große Energieänderung relativiert wird.

Zusammenfassend lässt sich sagen, dass die Messungen die Simulationsergebnisse bestätigen und damit den Betrieb des MMMC unter Verwendung der verallgemeinerten Regelung verifizieren. Die Stromregelung funktioniert unabhängig von der eingesetzten Zweigenergieregulation. Auch die beiden Varianten der Zweigenergieregulation verhalten sich wie erwartet. Wie schon beim MMC ist die Wahl zwischen den beiden Varianten der Zweigenergieregulation abhängig von der Dimensionierung des Umrichters und dem Arbeitspunkt. Für die bei der Simulation und Messung betrachteten Dimensionierungen und Arbeitspunkte ist der Einsatz der Zweigenergieregulation basierend auf Kreisstromanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 , ω_a und Sternpunktspannungsanteilen mit der Frequenz ω_a klar zu bevorzugen. Bei Arbeitspunkten mit niedriger Systemspannung bei gleichzeitig hohem Systemstrom kann die Zweigenergieregulation basierend auf Sternpunktspannungsanteilen mit den Frequenzen ω_1 , ω_2 , ω_a und Kreisstromanteilen mit der Frequenz ω_a von Vorteil sein. Wie der Vergleich mit der Zweigenergieregulation des MMMC aus [81] zeigt, stellt der auf den MMMC angewendete verallgemeinerte Regelungsansatz eine Erweiterung der bisher veröffentlichten Regelungen dar.

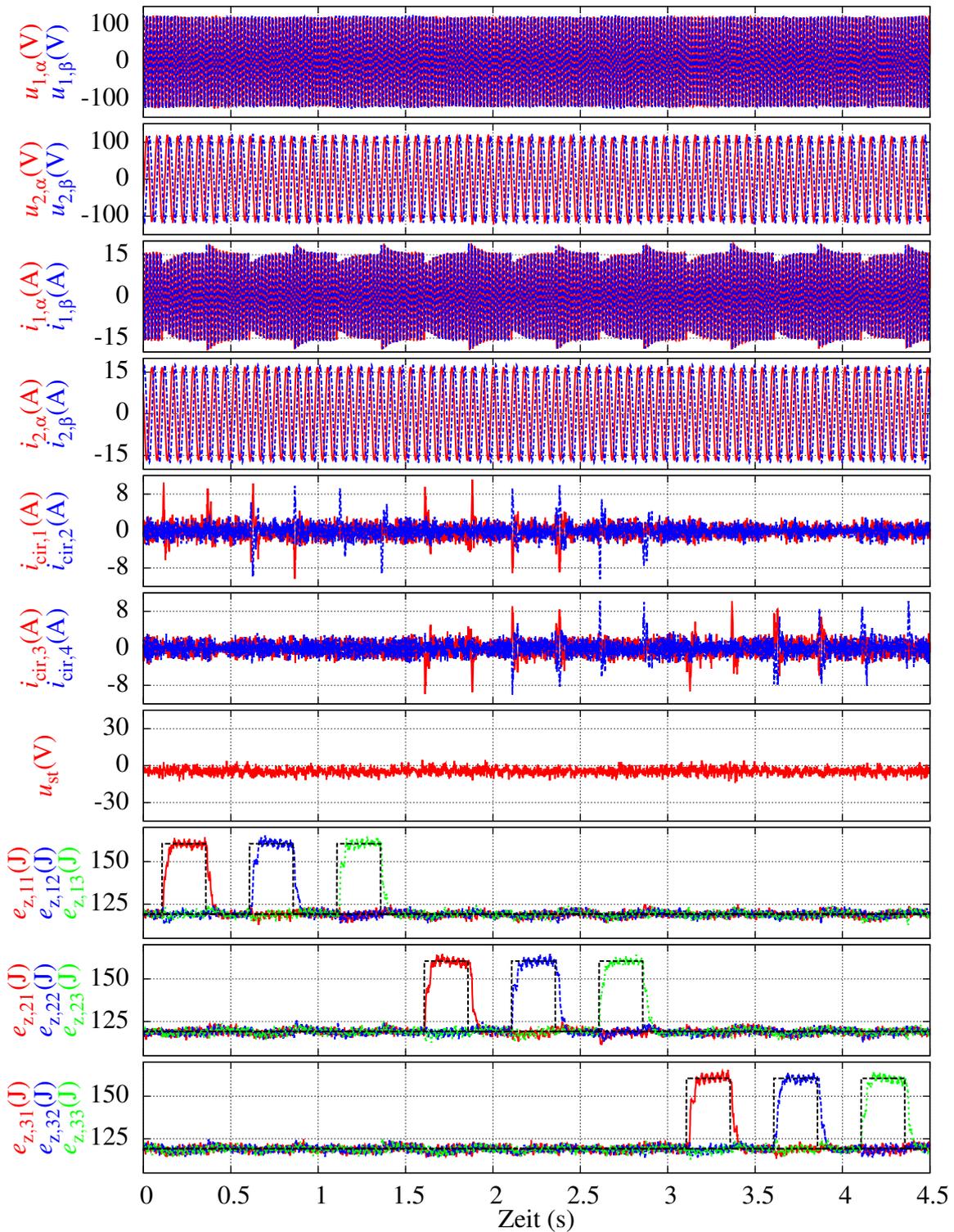


Abbildung 6.12: Messergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (6.15) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 41 J in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 6.3

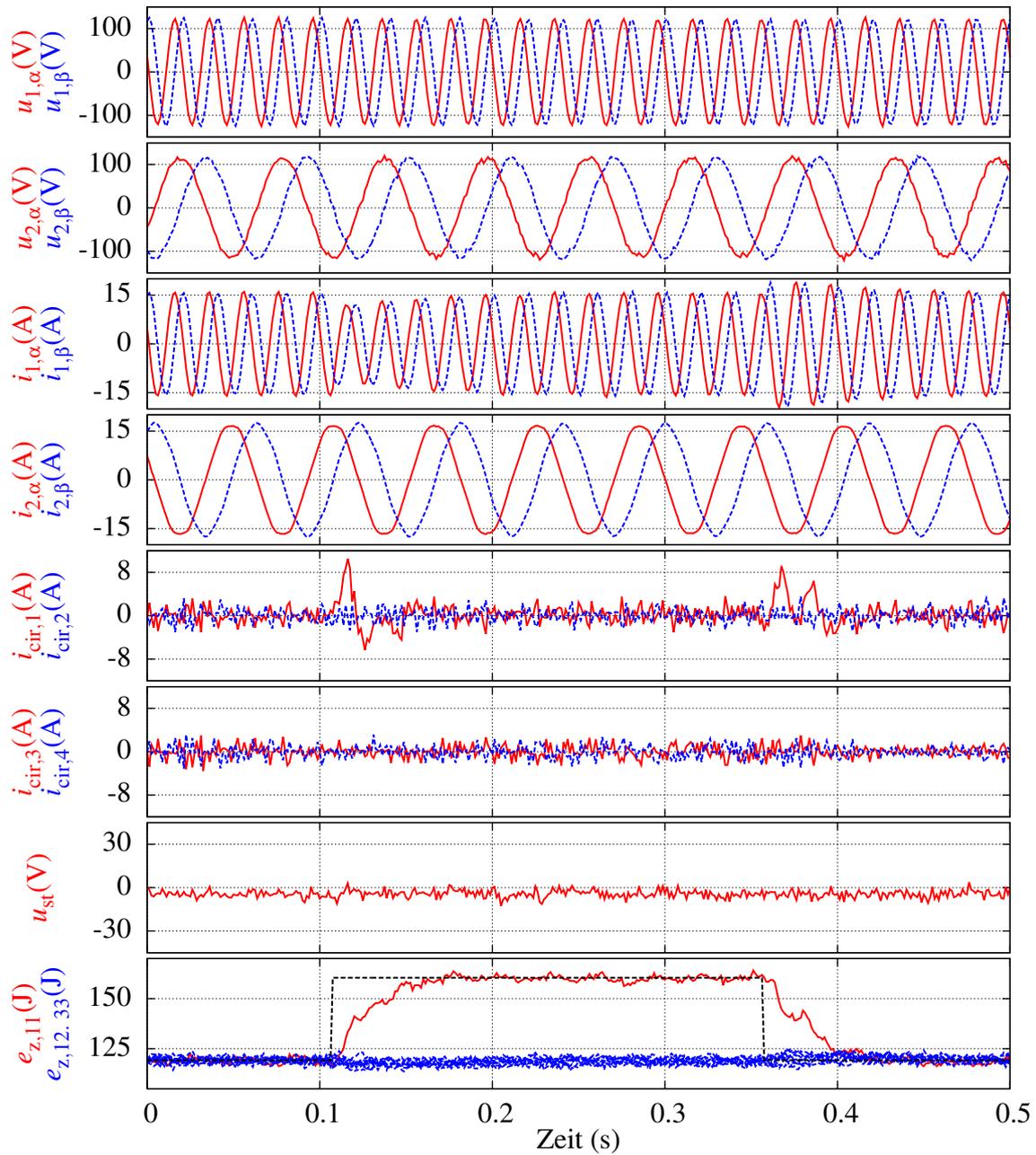


Abbildung 6.13: Ausschnitt der Messergebnisse für Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (6.15) und mit $\kappa = 0$; Sollwertänderung der Zweigenergie von 41 J in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 6.3

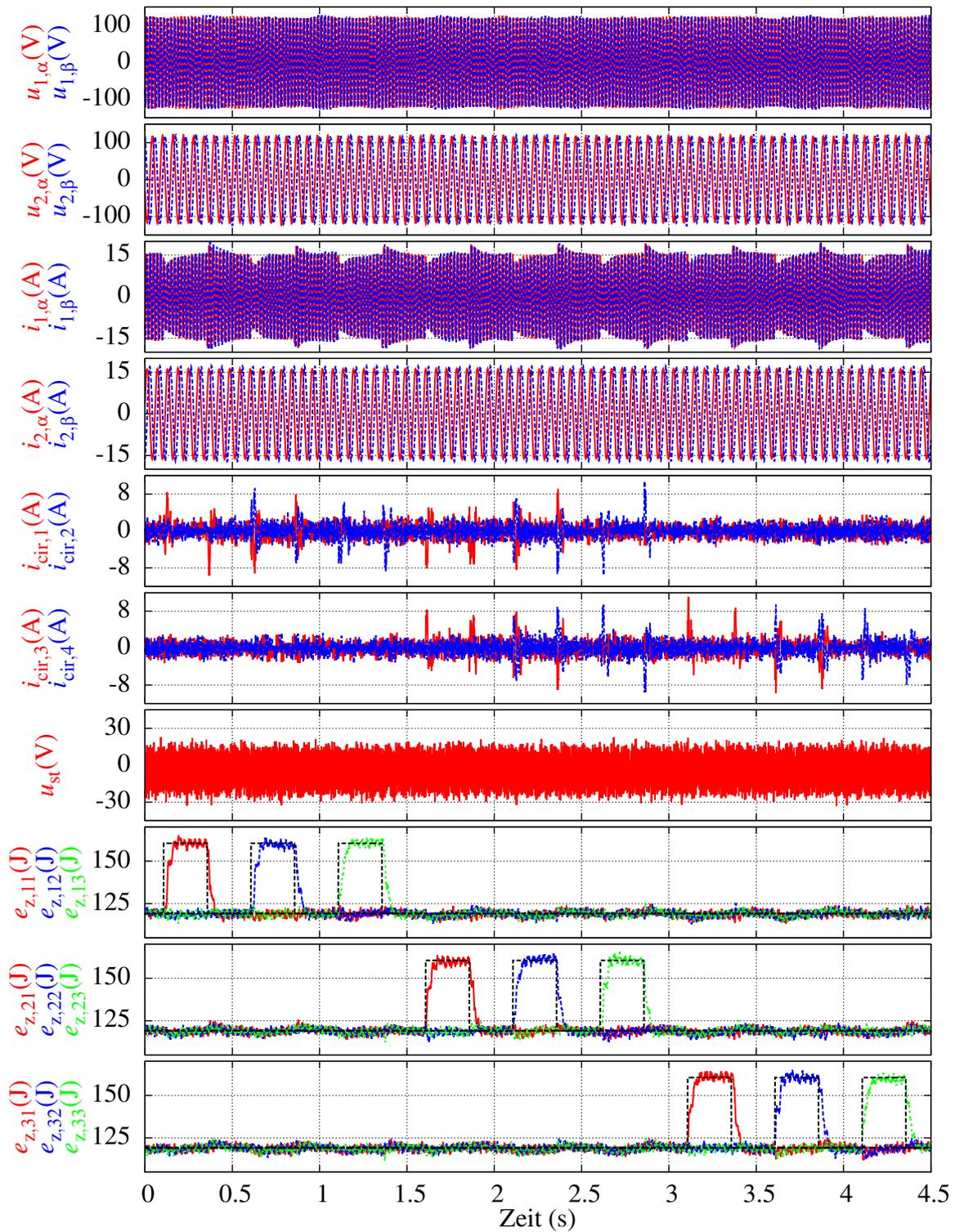


Abbildung 6.14: Messergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (6.15) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenenergien von 41 J in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 6.3

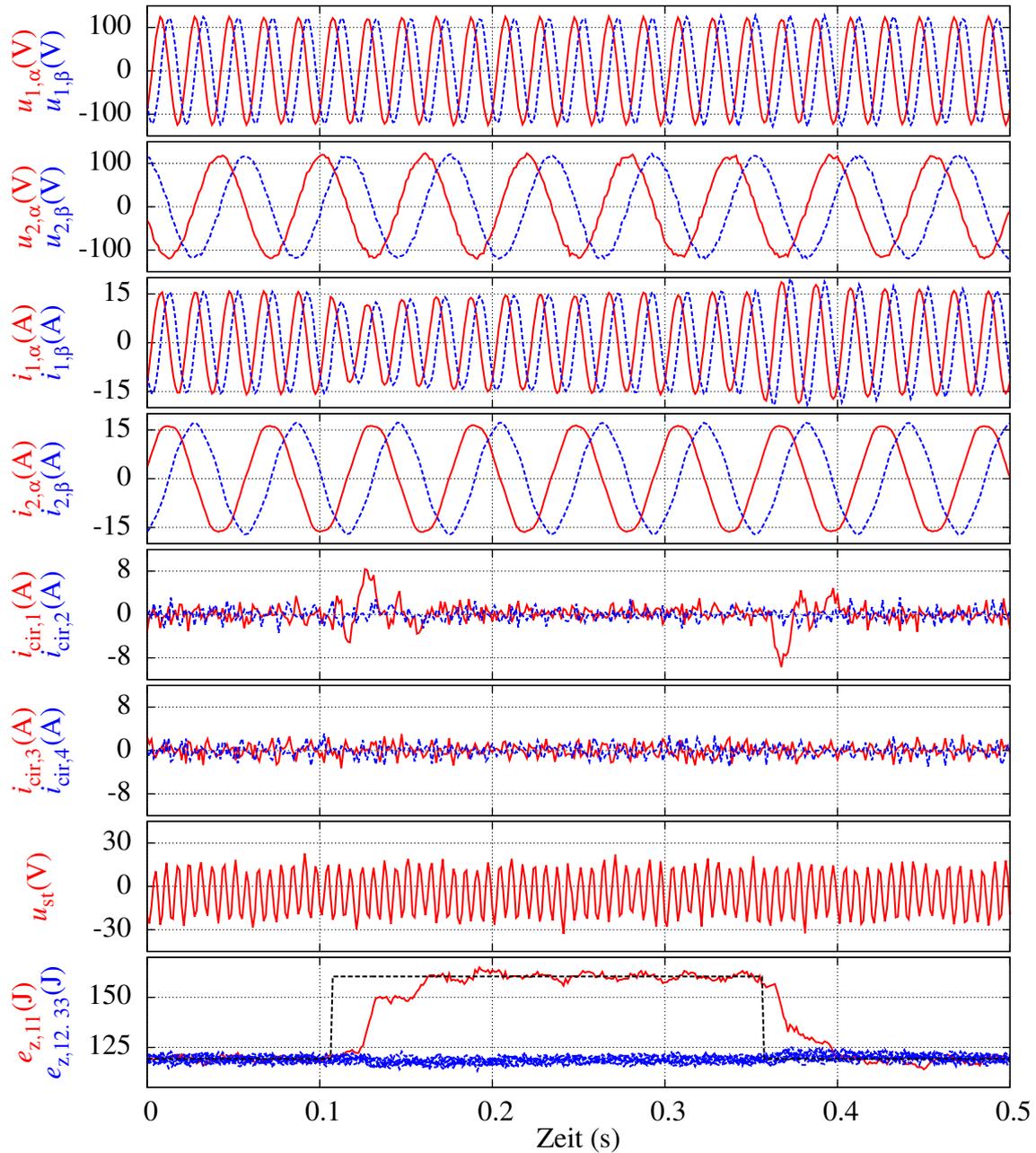


Abbildung 6.15: Ausschnitt der Messergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energieregung nach (6.15) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{6}$; Sollwertänderung der Zweigenergie von 41 J in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 6.3

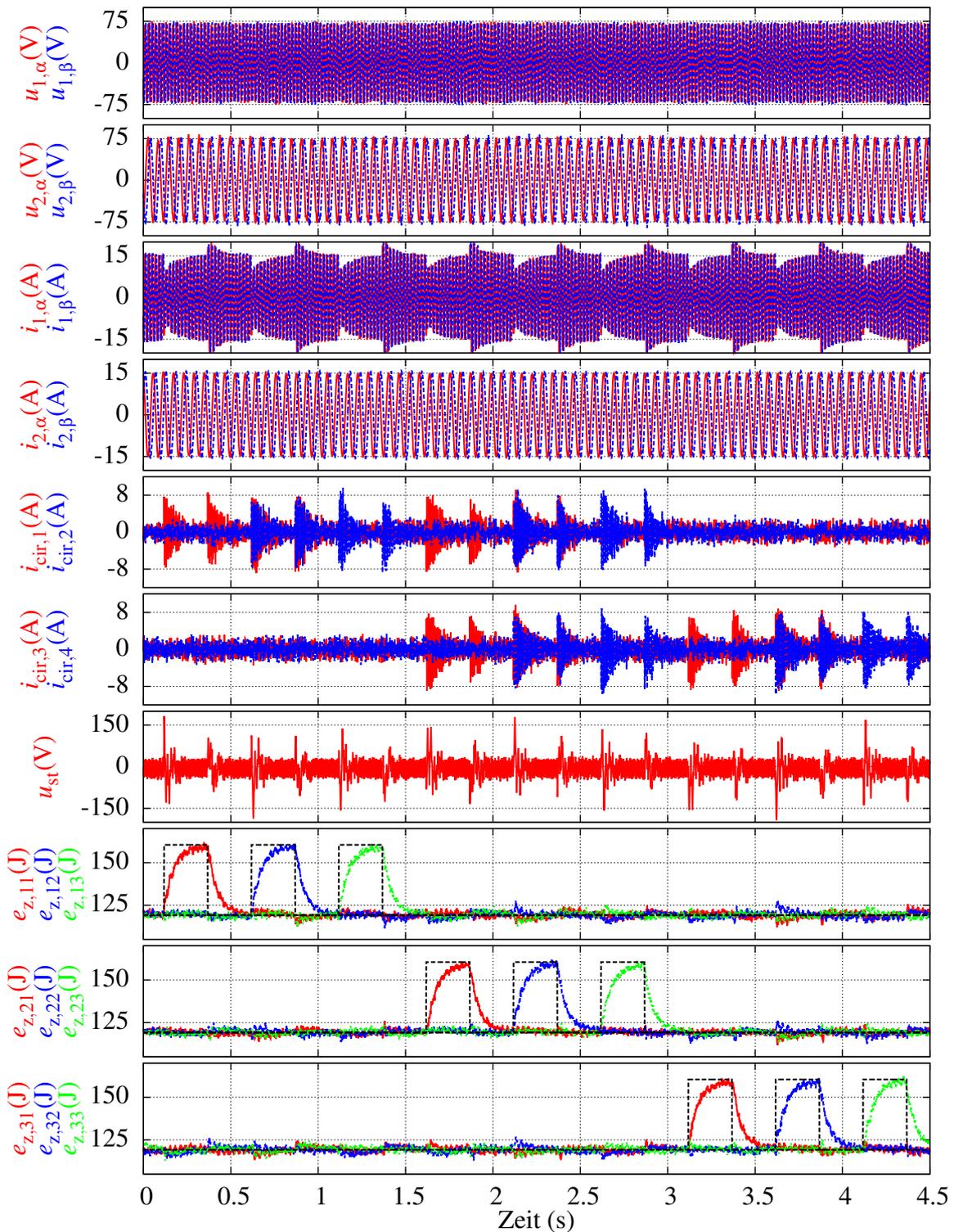


Abbildung 6.16: Messergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (6.20) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{2}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 41 J in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 6.3 und $P \approx 1,7\text{kW}$, $U_{1,II} \approx U_{2,II} \approx 88\text{V}$

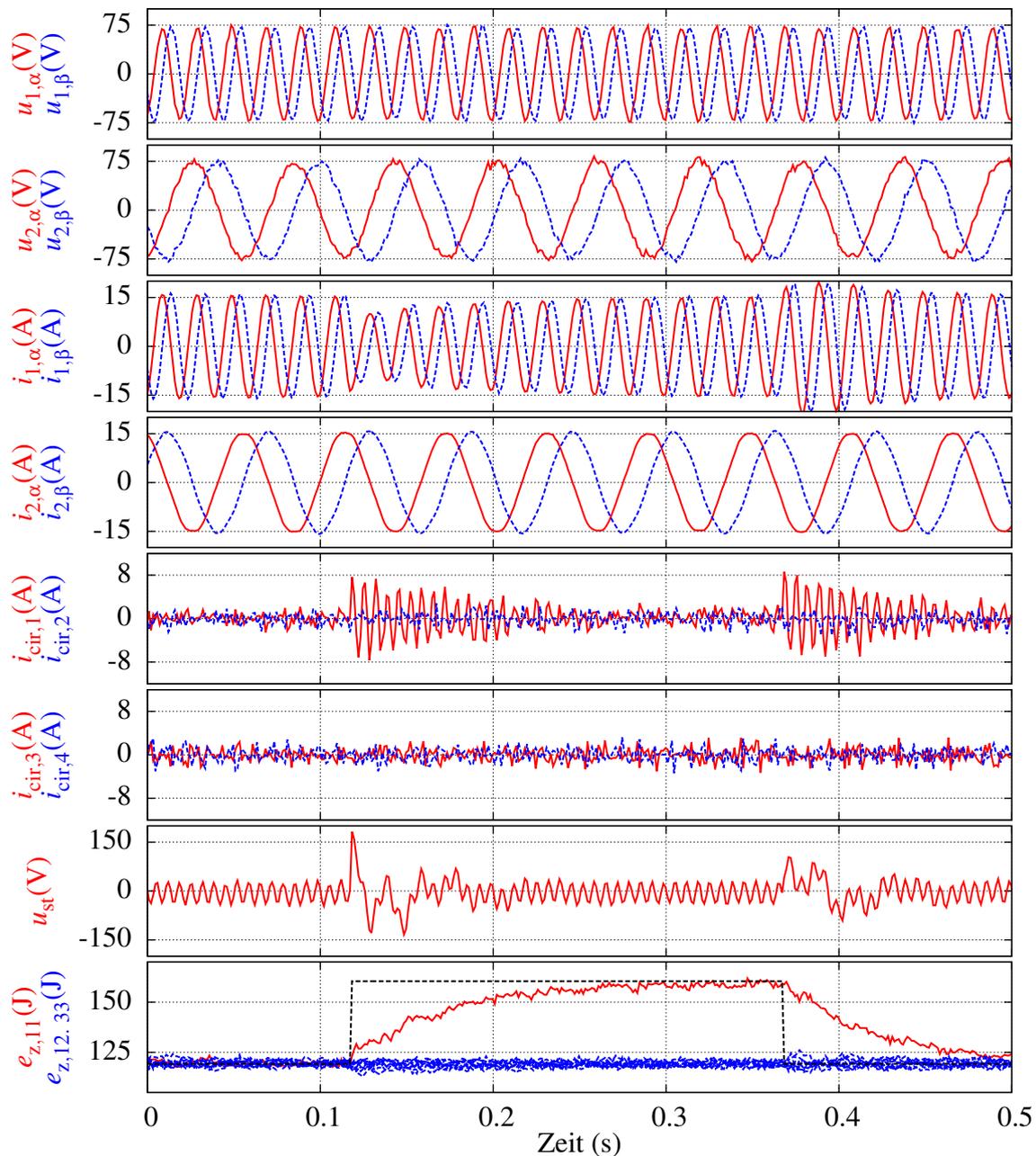


Abbildung 6.17: Ausschnitt der Messergebnisse für den Betrieb des MMC mit Energieregulation nach (6.20) und Verwendung einer dritten Harmonischen für System 1 in der Sternpunktspannung mit $\kappa = \frac{1}{2}$; Sollwertänderung der Zweigenergien von 41 J in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 6.3 und $P \approx 1,7 \text{ kW}$, $U_{1,\text{II}} \approx U_{2,\text{II}} \approx 88 \text{ V}$

7 Umgang mit besonderen Betriebspunkten

Der Betrieb von modularen Multilevelumrichter-Topologien macht arbeitspunktabhängig besondere Betriebsweisen erforderlich. Dies gilt beispielsweise für den Betrieb des MMC und des MMMC bei niedrigen Frequenzen oder beim an einem einphasigen AC System betriebenen MMC und beim MMMC bei ähnlichen Frequenzen für die beiden verbundenen Systeme. Bei diesen Betriebspunkten verursachen bestimmte Frequenzanteile der Zweigleistungen große Zweigenergieschwankungen. Ohne zusätzliche Maßnahmen führt dies im Extremfall einer Frequenz von Null beziehungsweise gleichen Frequenzen zu instabilem Verhalten. Aber schon die stark erhöhten Energieschwankungen der Zweige sind ein Problem, da die betroffenen Arbeitspunkte für viele Anwendungen notwendig sind. Dies trifft zum Beispiel für den Einsatz bei Mittelspannungsantrieben zu, die beim Anlauf zwangsläufig eine niedrige elektrische Frequenz aufweisen. Im Fall einer angetriebenen Last mit konstantem Lastmoment vergrößert sich das Problem durch die schon beim Anlauf vorhandenen hohen Ströme zusätzlich. Auch Betriebspunkte bei gleichen oder ähnlichen Frequenzen beim MMMC können bei der Verwendung als Umrichter für Mittelspannungsantriebe auftreten. Sobald die Nennfrequenz der Maschine größer als die des Netzes ist, wird der für den Betrieb des MMMC kritische Arbeitsbereich durchlaufen. Die stark erhöhten Zweigenergieschwankungen in solchen Arbeitspunkten führen zu einem größeren Kapazitätsbedarf bei den modularen Multilevelumrichtern und können dadurch den Betrieb der entsprechenden Topologien für solche Anwendungen unwirtschaftlich machen.

Dies macht die Suche nach Methoden zur Verringerung der Zweigenergieschwankung in solchen Arbeitspunkten zu einem bedeutenden Forschungsbereich für modulare Multilevelumrichter. Es existieren bereits unterschiedliche Betriebsstrategien für den Betrieb bei niedrigen Frequenzen für den MMC und MMMC [73], [81], [83]. Gleiches gilt für den Betrieb bei gleichen Frequenzen für den MMMC [82], [85]. All diese Betriebsstrategien haben gemeinsam, dass sie Kreisstrom- oder Sternpunktspannungsanteile arbeitspunktabhängig einprägen und damit die problematischen Frequenzanteile der Zweigleistungen aufheben. So verwendet beispielsweise [73] Kreisstromanteile zusammen mit einer Sternpunktspannung für den Betrieb des MMC bei niedrigen Frequenzen oder Nullfrequenz. Für den MMMC werden von [81] und [83] im Fall niedriger Frequenzen oder einer Frequenz von Null Kreisstromanteile eingesetzt. Ebenfalls für den MMMC, jedoch für den Betrieb bei gleichen oder ähnlichen Frequenzen, nutzen [82] und [85] Kreisströme zur Reduzierung der Energieschwankung. Außerdem stellt [82] eine alternative Betriebsstrategie mit gleichzeitiger Verwendung von Kreisstromanteilen und einer Sternpunktspannung vor.

Maßnahmen zur Verringerung der Energieschwankung in den Zweigen sind nicht Bestandteil der im Rahmen dieser Arbeit vorgestellten verallgemeinerten Regelung für modulare Multilevelumrichter-Topologien. Aufgrund ihrer enormen Bedeutung ist es aber unabdingbar, dass ein Regelungsverfahren für die untersuchten Topologien kompatibel zu den vorgestellten Betriebsstrategien ist oder eigene Möglichkeiten zur Energieschwankungsreduktion bietet. Ersteres gilt für den vorgestellten verallgemeinerten Regelungsansatz, wie bereits in Kapitel 4 erwähnt wurde. Dort zeigt Abbildung 4.4, wie auf einfache Weise durch eine zusätzliche Kreisstrom- und/oder Sternpunktspannungs-Sollwertaufschaltung Betriebsstrategien zur Verringerung der Energieschwankung in die Regelungsstruktur integriert werden können. Dieses Kapitel soll anhand eines Beispiels demonstrieren, welche Schritte dafür notwendig sind und die Funktionalität der verallgemeinerten Regelung zusammen mit einer solchen Betriebsstrategie nachweisen.

7.1 Modular Multilevel Matrix Converter beim Betrieb mit niedrigen Frequenzen

Als Beispiel für den Umgang mit besonderen Betriebspunkten dient der MMC beim Betrieb mit niedrigen Frequenzen. Dabei wird die Betriebsstrategie nach [81] verwendet, die im Vergleich zu [83] mehrere Vorteile bietet. Zum einen ist die Zweigenenergiewandlung nach dem Verfahren von Kawamura et al. in [81] bei steigender Blindleistung außer für sehr kleine Frequenzen stärker verringert als beim „Instantaneous Power Mode“ nach Korn et al. in [83]. Außerdem verursacht der „Instantaneous Power Mode“ eine vergrößerte Energieschwankung, sobald die Frequenz des einen Systems sich einem Drittel der Frequenz des anderen Systems nähert. Abbildung 7.1 bildet einen Vergleich der Zweigenenergiewandlung für verschiedene Frequenzen f_2 ab.

Für diesen Vergleich wird als Beispiel ein Betriebspunkt ähnlich den in Abschnitt 6.3 durchgeführten Simulationen des MMC gewählt. Einzige Anpassung ist die Erhöhung der Blindleistungen in beiden Systemen auf $Q_1 = -Q_2 = 0,329 \text{ MW}$. Der Grund hierfür ist, dass der Betrieb ohne Blindleistung einen Sonderfall darstellt, bei dem unter idealen Bedingungen keine erhöhte Energieschwankung für ähnliche Systemfrequenzen auftritt. Die Systemspannungen sind wie in Abschnitt 6.3 auf $U_{1,11} = U_{2,11} = 3,3 \text{ kV}$ festgesetzt und die übertragene Leistung beträgt $P = 1 \text{ MW}$. Die Frequenz für System 1 beträgt konstant $f_1 = 50 \text{ Hz}$ und die Frequenz in System 2 wird variiert. Der Effektivwert des Zweigstroms im Normalbetrieb liegt bei ungefähr 87 A . Durch die verwendeten Kreisströme zur Verringerung der Zweigenenergiewandlung steigt der Effektivwert beim Verfahren nach Kawamura et al. aus [81] auf 106 A und beim „Instantaneous Power Mode“ nach Korn et al. aus [83] auf 98 A . Diese Erhöhung der Zweigströme ist der Nachteil solcher Betriebsstrategien, der für die Absenkung der Energieschwankung in Kauf genommen werden muss.

Um das Verfahren zur Verringerung der Energieschwankungsbreite nach Kawamura et al. aus [81] zusammen mit der vorgestellten verallgemeinerten Regelung anzuwenden, können die benötigten Kreisströme aus [81] als zusätzliche Kreisstromsollwerte über $\mathbf{x}_{\text{add}}^*$ in Abbildung 4.4

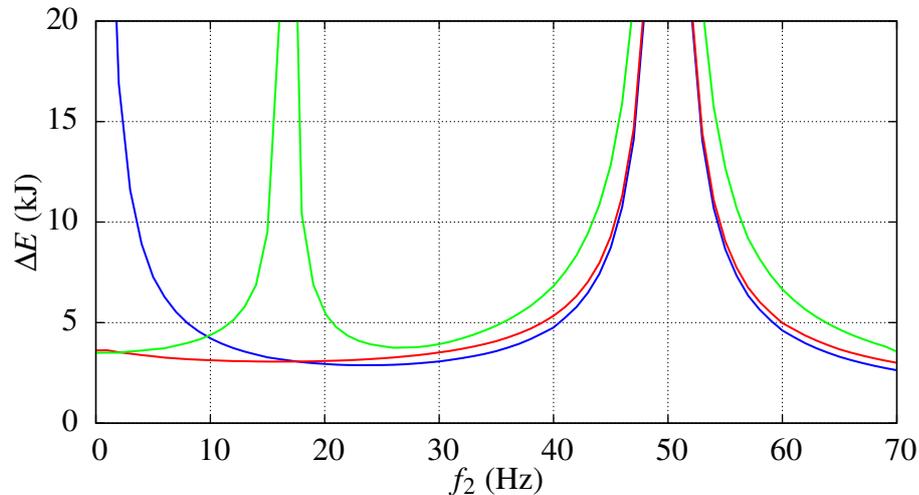


Abbildung 7.1: Zweigenergieschwankung MMC bei unterschiedlichen Frequenzen f_2 in System 2; Normalbetrieb in blau, mit Verfahren zur Zweigenergieschwankungsreduktion nach Kawamura et al. in rot und „Instantaneous Power Mode“ nach Korn et al. in grün; Parameter: $P = 1 \text{ MW}$, $Q_1 = -Q_2 = 0,329 \text{ MW}$, $U_{1,ll} = U_{2,ll} = 3,3 \text{ kV}$, $f_1 = 50 \text{ Hz}$

vorgegeben werden. Dabei ist zu beachten, dass sich die von Kawamura et al. genutzten vier Kreisströme in ihrer Definition von den in Kapitel 6 für den MMC genutzten Kreisströmen unterscheiden. Anders als bei der in Kapitel 6 genutzten Kreisstromdefinition wird eine „Doppel- $\alpha\beta 0$ -Transformation“ auf die Zweigströme angewendet, womit die Systemströme und Kreisströme nach

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,\alpha} & i_{\beta,\alpha} & i_{0,\alpha} \\ i_{\alpha,\beta} & i_{\beta,\beta} & i_{0,\beta} \\ i_{\alpha,0} & i_{\beta,0} & i_{0,0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_{z,11} & i_{z,21} & i_{z,31} \\ i_{z,12} & i_{z,22} & i_{z,32} \\ i_{z,13} & i_{z,23} & i_{z,33} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^T \quad (7.1)$$

berechnet werden. Im Gegensatz zur $\alpha\beta 0$ -Transformation $\mathbf{T}_{\alpha\beta 0}$ aus (5.1) ist das von Kawamura et al. genutzte $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ leistungsinvariant:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{\alpha\beta 0}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{123}} \quad (7.2)$$

Die Ströme $i_{\alpha,\alpha}$, $i_{\beta,\alpha}$, $i_{\alpha,\beta}$ und $i_{\beta,\beta}$ in (7.1) entsprechen dabei den Kreisströmen. Der Strom $i_{0,0}$ ist als Summe aller Zweigströme gleich Null und die verbleibenden vier Ströme beschreiben die

transformierten Ströme der beiden Systeme. Aus (7.1) folgt die Berechnung der Kreisströme aus den Zweigströmen nach [81] mit

$$\begin{aligned}
 i_{\alpha,\alpha} &= \frac{1}{6} \cdot (4 \cdot i_{z,11} - 2 \cdot i_{z,12} - 2 \cdot i_{z,13} - 2 \cdot i_{z,21} + i_{z,22} + i_{z,23} - 2 \cdot i_{z,31} + i_{z,32} + i_{z,33}), \\
 i_{\alpha,\beta} &= \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot (2 \cdot i_{z,12} - 2 \cdot i_{z,13} - i_{z,22} + i_{z,23} - i_{z,32} + i_{z,33}), \\
 i_{\beta,\alpha} &= \frac{\sqrt{3}}{6} \cdot (2 \cdot i_{z,21} - i_{z,22} - i_{z,23} - 2 \cdot i_{z,31} + i_{z,32} + i_{z,33}), \\
 i_{\beta,\beta} &= \frac{1}{2} \cdot (i_{z,22} - i_{z,23} - i_{z,32} + i_{z,33}).
 \end{aligned} \tag{7.3}$$

Aus (7.3) lässt sich einfach die Umrechnung

$$\begin{bmatrix} i_{\text{cir},1} \\ i_{\text{cir},2} \\ i_{\text{cir},3} \\ i_{\text{cir},4} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{3}{8} & -\frac{\sqrt{3}}{8} & -\frac{\sqrt{3}}{8} & \frac{1}{8} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{4} & 0 & -\frac{1}{4} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{4} & -\frac{1}{4} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{T}_{\text{cir}}} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha,\alpha} \\ i_{\alpha,\beta} \\ i_{\beta,\alpha} \\ i_{\beta,\beta} \end{bmatrix} \tag{7.4}$$

von den Kreisströmen nach Kawamura et al. in die für den MMC in Kapitel 6 genutzten Kreisströme bestimmen.

Mithilfe der hergeleiteten Umrechnung zwischen den beiden Kreisstromdefinitionen in (7.4) können die zur Verringerung der Energieschwankungsbreite eingesetzten Kreisströme

$$\underbrace{\begin{bmatrix} i_{\alpha,\alpha,\text{add}}^* \\ i_{\alpha,\beta,\text{add}}^* \\ i_{\beta,\alpha,\text{add}}^* \\ i_{\beta,\beta,\text{add}}^* \end{bmatrix}}_{\mathbf{i}_{\alpha\beta 0,\text{add}}^*} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_1 \cdot \cos(\varphi_1)}{\cos(\varphi_2)} \cdot \cos(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \varphi_2) \\ -\frac{\hat{i}_1 \cdot \cos(\varphi_1)}{\cos(\varphi_2)} \cdot \sin(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \varphi_2) \\ \frac{\hat{i}_1 \cdot \cos(\varphi_1)}{\cos(\varphi_2)} \cdot \sin(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \varphi_2) \\ \frac{\hat{i}_1 \cdot \cos(\varphi_1)}{\cos(\varphi_2)} \cdot \cos(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \varphi_2) \end{bmatrix} \tag{7.5}$$

aus [81] umgerechnet und entsprechend Abbildung 7.2 in die Regelung integriert werden. Dabei ist $\theta_1 = \omega_1 t$ und $\theta_2 = \omega_2 t + \psi$ entsprechend den Phasenlagen der beiden verbundenen Systeme.

Das eben beschriebene Vorgehen und Abbildung 7.2 zeigen, dass vorhandene Verfahren zur Verringerung der Energieschwankungsbreite leicht in die verallgemeinerte Regelung integrierbar sind. Dies ist möglich, ohne die Verfahren im Rahmen des hier vorgestellten Ansatzes neu herleiten zu müssen. An dieser Stelle wird trotzdem zum besseren Verständnis der Zusammenhänge das Vorgehen zur Herleitung des Verfahrens beschrieben. Um das Ergebnis leichter mit (7.5) vergleichen zu können, werden an dieser Stelle die Kreisstromdefinitionen nach Kawamura et al. aus (7.3) verwendet.

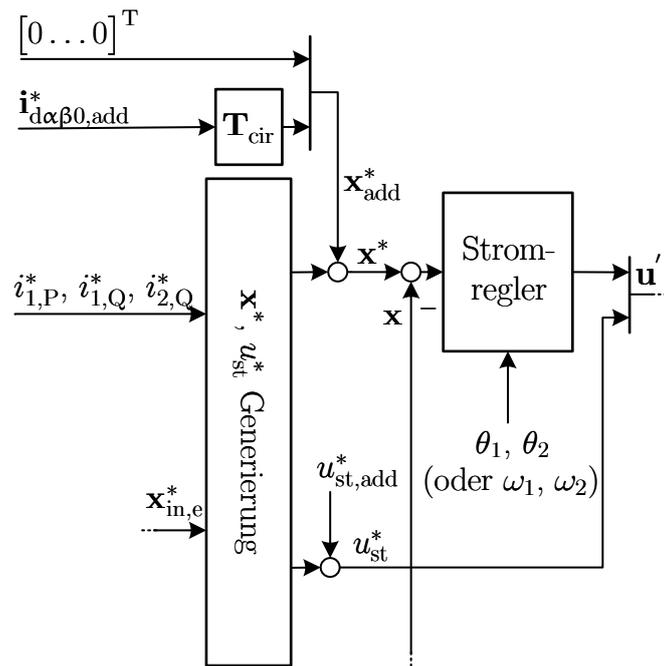


Abbildung 7.2: Ausschnitt aus dem Blockschaltbild der um die Kreisstromaufschaltung zum Betrieb bei niedrigen Frequenzen für System 2 nach [81] erweiterten Regelung; θ_1 und θ_2 sind die Ausgaben der PLLs (nicht gezeigt) für die Phasenlagen der Systemspannungen.

Zur Bestimmung der benötigten Kreisströme (oder der benötigten Sternpunktspannung) zur Verringerung der Energieschwankungsbreite in bestimmten Arbeitspunkten werden die unterschiedlichen Frequenzanteile der Zweigleistungen betrachtet. Diese werden analog zu (6.9) (aber mit der geänderten Definition der Kreisströme) transformiert. Die Kreisströme und die Sternpunktspannung werden dabei nicht in unterschiedliche Frequenzanteile zerlegt, es wird also keine Aufteilung in α - und β -Anteile bei den verschiedenen Frequenzen vorgenommen. Daraus folgen die transformierten Momentanzweigleistungen

$$p_{z,1,\alpha}(t) = \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1}{2} \cdot \cos(2\theta_1 - \varphi_1) + i_{\alpha,\alpha} \cdot \hat{u}_2 \cdot \cos(\theta_2) + i_{\alpha,\beta} \cdot \hat{u}_2 \cdot \sin(\theta_2) \\ + u_{st} \cdot \hat{i}_1 \cdot \cos(\theta_1 - \varphi_1),$$

$$p_{z,1,\beta}(t) = -\frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1}{2} \cdot \sin(2\theta_1 - \varphi_1) + i_{\beta,\alpha} \cdot \hat{u}_2 \cdot \cos(\theta_2) + i_{\beta,\beta} \cdot \hat{u}_2 \cdot \sin(\theta_2) \\ + u_{st} \cdot \hat{i}_1 \cdot \sin(\theta_1 - \varphi_1),$$

$$p_{z,2,\alpha}(t) = -\frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{2} \cdot \cos(2\theta_2 - \varphi_2) + i_{\alpha,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \cdot \cos(\theta_1) + i_{\beta,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \cdot \sin(\theta_1) \\ + u_{st} \cdot \hat{i}_2 \cdot \cos(\theta_2 - \varphi_2),$$

$$p_{z,2,\beta}(t) = \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{2} \cdot \sin(2\theta_2 - \varphi_2) + i_{\alpha,\beta} \cdot \hat{u}_1 \cdot \cos(\theta_1) + i_{\beta,\beta} \cdot \hat{u}_1 \cdot \sin(\theta_1)$$

$$\begin{aligned}
& + u_{st} \cdot \hat{i}_2 \cdot \sin(\theta_2 - \varphi_2) , \\
p_{z,\alpha,\alpha}(t) &= \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (\cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) + \cos(\theta_1 - \theta_2 + \varphi_2)) \\
& + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (\cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_1) + \cos(\theta_1 - \theta_2 - \varphi_1)) \\
& + \frac{i_{\alpha,\alpha}}{2} \cdot (\hat{u}_1 \cdot \cos(\theta_1) - \hat{u}_2 \cdot \cos(\theta_2)) - \frac{i_{\beta,\alpha}}{2} \cdot \hat{u}_1 \cdot \sin(\theta_1) + \frac{i_{\alpha,\beta}}{2} \cdot \hat{u}_2 \cdot \sin(\theta_2) \\
& + i_{\alpha,\alpha} \cdot u_{st} , \\
p_{z,\beta,\alpha}(t) &= \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) + \sin(\theta_1 - \theta_2 + \varphi_2)) \\
& + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_1) + \sin(\theta_1 - \theta_2 - \varphi_1)) \\
& - \frac{i_{\alpha,\alpha}}{2} \cdot \hat{u}_1 \cdot \sin(\theta_1) - \frac{i_{\beta,\alpha}}{2} \cdot (\hat{u}_1 \cdot \cos(\theta_1) + \hat{u}_2 \cdot \cos(\theta_2)) + \frac{i_{\beta,\beta}}{2} \cdot \hat{u}_2 \cdot \sin(\theta_2) \\
& + i_{\beta,\alpha} \cdot u_{st} , \\
p_{z,\alpha,\beta}(t) &= \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) - \sin(\theta_1 - \theta_2 + \varphi_2)) \\
& + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_1) - \sin(\theta_1 - \theta_2 - \varphi_1)) \\
& + \frac{i_{\alpha,\alpha}}{2} \cdot \hat{u}_2 \cdot \sin(\theta_2) + \frac{i_{\alpha,\beta}}{2} \cdot (\hat{u}_1 \cdot \cos(\theta_1) + \hat{u}_2 \cdot \cos(\theta_2)) - \frac{i_{\beta,\beta}}{2} \cdot \hat{u}_1 \cdot \sin(\theta_1) \\
& + i_{\alpha,\beta} \cdot u_{st} , \\
p_{z,\beta,\beta}(t) &= \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (-\cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) + \cos(\theta_1 - \theta_2 + \varphi_2)) \\
& + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (-\cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_1) + \cos(\theta_1 - \theta_2 - \varphi_1)) \\
& + \frac{i_{\beta,\alpha}}{2} \cdot \hat{u}_2 \cdot \sin(\theta_2) - \frac{i_{\alpha,\beta}}{2} \cdot \hat{u}_1 \cdot \sin(\theta_1) + \frac{i_{\beta,\beta}}{2} \cdot (-\hat{u}_1 \cdot \cos(\theta_1) + \hat{u}_2 \cdot \cos(\theta_2)) \\
& + i_{\beta,\beta} \cdot u_{st} , \\
p_{z,ges}(t) &= -\frac{3 \cdot \hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1}{2} \cdot \cos(\varphi_1) - \frac{3 \cdot \hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{2} \cdot \cos(\varphi_2) . \tag{7.6}
\end{aligned}$$

Die Terme der ersten acht Leistungsgleichungen in (7.6), welche keinen Kreisstrom und keine Sternpunktspannung beinhalten, verursachen die betriebsbedingten Energieschwankungen in den Zweigen. Alle Terme mit einem Kreisstrom oder einer Sternpunktspannung geben die Möglichkeit, die entsprechende Leistung und damit die betriebsbedingte Energieschwankung zu beeinflussen. Für die gesuchte Betriebsweise soll die Frequenz ω_2 von System 2 niedrig oder gleich Null sein. Kritische Leistungsterme sind also gerade die, die nur von der Frequenz ω_2 , also θ_2 , abhängen. Dies trifft nur auf die von $2\theta_2$ abhängigen Terme in der dritten und vierten Gleichung für $p_{z,2,\alpha}$ und $p_{z,2,\beta}$ zu. Diese beiden transformierten Leistungen verursachen also bei niedrigen Frequenzen eine erhöhte Energieschwankungsbreite und bei $\omega_2 = 0$ instabiles Verhalten, weil sie dann zu Gleichanteilen werden. Analog dazu würden die $2\theta_1$ -Terme in $p_{z,1,\alpha}$

und $p_{z,1,\beta}$ bei niedrigen Frequenzen in System 1 und die $(\theta_1 - \theta_2)$ -Terme in $p_{z,\alpha,\alpha}$, $p_{z,\beta,\alpha}$, $p_{z,\alpha,\beta}$, $p_{z,\beta,\beta}$ bei ähnlichen Frequenzen in beiden Systemen zu Problemen führen. Zur Kompensation der $2\theta_2$ -Anteile in $p_{z,2,\alpha}$ stehen die Kreisströme $i_{\alpha,\alpha}$ und $i_{\beta,\alpha}$ zur Verfügung. Im Fall der $2\theta_2$ -Anteile in $p_{z,2,\beta}$ können die Kreisströme $i_{\alpha,\beta}$ und $i_{\beta,\beta}$ verwendet werden. Unterschiedliche Kreisströme bieten die Möglichkeit, die unerwünschten $2\theta_2$ -Terme aufzuheben. Sinusförmige Kreisströme mit einem Winkel $\theta_1 - 2\theta_2 + \phi_2$ führen multipliziert mit den $\cos(\theta_1)$ - beziehungsweise $\sin(\theta_1)$ -Termen in $p_{z,2,\alpha}$ und $p_{z,2,\beta}$ zu Leistungsanteilen mit den Winkeln $2\theta_2 - \phi_2$ und $2\theta_1 - 2\theta_2 + \phi_2$. Erstere dienen zur Kompensation und letztere sind durch die Abhängigkeit von der doppelten Frequenz von System 1 unproblematisch für die Energieschwankungsbreite.

Die transformierten Zweigleistungen $p_{z,\alpha,\alpha}$, $p_{z,\beta,\alpha}$, $p_{z,\alpha,\beta}$ und $p_{z,\beta,\beta}$ in (7.6) enthalten ebenfalls Produkte von Kreisströmen und $\cos(\theta_1)$ - beziehungsweise $\sin(\theta_1)$ -Termen. Daraus folgt die Forderung, die Kreisströme gerade so zu wählen, dass sich für diese vier Zweigleistungen keine neuen Frequenzanteile mit $2\omega_2$ ergeben. Mit dieser zusätzlichen Randbedingung folgen direkt die Kreisströme

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha,\alpha} \\ i_{\alpha,\beta} \\ i_{\beta,\alpha} \\ i_{\beta,\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\hat{i}_2 \cdot \hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \cos(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \phi_2) \\ -\frac{\hat{i}_2 \cdot \hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \sin(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \phi_2) \\ \frac{\hat{i}_2 \cdot \hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \sin(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \phi_2) \\ \frac{\hat{i}_2 \cdot \hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \cos(\theta_1 + 2 \cdot \theta_2 - \phi_2) \end{bmatrix}. \quad (7.7)$$

Unter Vernachlässigung von Kreisströmen zur Zweigenergieregulierung und ohne eine Sternpunktspannung ergeben sich die transformierten Zweigleistungen

$$\begin{aligned} p_{z,1,\alpha}(t) &= \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1}{2} \cdot \cos(2\theta_1 - \phi_1) + \frac{\hat{u}_2^2 \cdot \hat{i}_2}{2 \cdot \hat{u}_1} \cdot \cos(\theta_1 + 3\theta_2 - \phi_2), \\ p_{z,1,\beta}(t) &= -\frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1}{2} \cdot \sin(2\theta_1 - \phi_1) + \frac{\hat{u}_2^2 \cdot \hat{i}_2}{2 \cdot \hat{u}_1} \cdot \sin(\theta_1 + 3\theta_2 - \phi_2), \\ p_{z,2,\alpha}(t) &= 0, \\ p_{z,2,\beta}(t) &= 0, \\ p_{z,\alpha,\alpha}(t) &= -\frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot \left(\frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \cos(\theta_1 + \theta_2 - \phi_2) + \cos(\theta_1 + \theta_2 - \phi_2) \right) \\ &\quad + \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (\cos(\theta_1 + \theta_2 - \phi_2) + \cos(\theta_1 - \theta_2 + \phi_2)) \\ &\quad + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (\cos(\theta_1 + \theta_2 - \phi_1) + \cos(\theta_1 - \theta_2 - \phi_1)), \\ p_{z,\beta,\alpha}(t) &= \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot \left(-\frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \sin(\theta_1 + \theta_2 - \phi_2) + \sin(\theta_1 + \theta_2 - \phi_2) \right) \\ &\quad + \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \phi_2) + \sin(\theta_1 - \theta_2 + \phi_2)) \\ &\quad + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \phi_1) + \sin(\theta_1 - \theta_2 - \phi_1)), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
p_{z,\alpha,\beta}(t) &= -\frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot \left(\frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) + \sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) \right) \\
&\quad + \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) - \sin(\theta_1 - \theta_2 + \varphi_2)) \\
&\quad + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (\sin(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_1) - \sin(\theta_1 - \theta_2 - \varphi_1)) , \\
p_{z,\beta,\beta}(t) &= \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot \left(\frac{\hat{u}_2}{\hat{u}_1} \cdot \cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) - \cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) \right) \\
&\quad + \frac{\hat{u}_1 \cdot \hat{i}_2}{4} \cdot (-\cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_2) + \cos(\theta_1 - \theta_2 + \varphi_2)) \\
&\quad + \frac{\hat{u}_2 \cdot \hat{i}_1}{4} \cdot (-\cos(\theta_1 + \theta_2 - \varphi_1) + \cos(\theta_1 - \theta_2 - \varphi_1)) , \\
p_{z,\text{ges}}(t) &= -\frac{3 \cdot \hat{u}_1 \cdot \hat{i}_1}{2} \cdot \cos(\varphi_1) - \frac{3 \cdot \hat{u}_2 \cdot \hat{i}_2}{2} \cdot \cos(\varphi_2) . \tag{7.8}
\end{aligned}$$

Die Zweigleistungsgleichungen in (7.8) zeigen, dass keine Leistungsterme mehr vorhanden sind, die nur von θ_2 abhängen. Damit erfüllen die Kreisströme in (7.7) die Anforderungen für einen Betrieb bei niedrigen Frequenzen in System 2. Die Kreisströme in (7.7) lassen sich unter der Annahme $P_1 = P_2$ zu den Kreisströmen nach Kawamura et al. in (7.5) umwandeln. Das bedeutet, dass bei ungleichen Wirkleistungen in beiden Systemen die in [81] gegebenen Kreisströme die unerwünschten Zweigleistungsanteile mit $2\theta_2$ nicht vollständig kompensieren. Da somit durch das Abdecken der Verluste und auch durch Sollwertänderungen für die Gesamtenergie ein Fehler entsteht, werden für die folgende Simulation die Kreisströme in (7.7) genutzt. Anzumerken ist, dass eine nicht vollständige Kompensation bei ungleichen Wirkleistungen auch beim „Instantaneous Power Mode“ nach Korn et al. in [83] auftritt. Diese lässt sich bedingt durch den anderen Ansatz bei der Wahl der Kreisströme aber nicht so leicht beheben wie in (7.7) für das Verfahren nach Kawamura et al.

Aus den Ausgangsgleichungen für die transformierten Zweigleistungen in (7.6) lassen sich weitere Schlüsse ziehen. Beispielsweise zeigen die Gleichungen für $p_{z,2,\alpha}$ und $p_{z,2,\beta}$, dass die Sternpunktspannung nicht zur Kompensation der $2\theta_2$ -Leistungsterme benutzt werden kann. Die Verwendung der Sternpunktspannung zur Kompensation dieser Terme führt zwangsläufig auch zu Wirkleistungsanteilen für $p_{z,2,\alpha}$ und $p_{z,2,\beta}$. Anders ist dies für den Betrieb bei ähnlichen Frequenzen für beide Systeme. Die problematischen $(\theta_1 - \theta_2)$ -Anteile von $p_{z,\alpha,\alpha}$, $p_{z,\beta,\alpha}$, $p_{z,\alpha,\beta}$ und $p_{z,\beta,\beta}$ sind alternativ zur reinen Verwendung von Kreisströmen auch über die Kombination von Kreisströmen mit der Sternpunktspannung kompensierbar.

Die soeben durchgeführte Herleitung für eine Betriebsweise bei niedrigen Frequenzen beim MMC zeigt, dass noch kein verallgemeinertes Vorgehen analog zu der in dieser Arbeit vorgestellten verallgemeinerten Strom- und Zweigenergieregulierung für Verfahren zur Energieschwankungsverringerung in besonderen Arbeitspunkten existiert. Gleichzeitig zeigt sich jedoch, dass solche Verfahren bei allen modularen Multilevelumrichter-Topologien auf den gleichen Ansätzen und Methoden zur Herleitung beruhen. Die verallgemeinerte Regulierung in dieser Arbeit

scheint einen guten Ausgangspunkt zu liefern, um auch solche Verfahren einheitlich für alle Topologien zu bestimmen.

7.2 Anpassungen an der Zweigenergieregung

Die grundsätzlichen Betrachtungen für die Zweigenergieregung sind im Fall von niedrigen und ähnlichen Frequenzen noch immer gültig. Alle Berechnungen für die Wirkleistungen in den Zweigen bleiben weiterhin korrekt. Es muss aber beachtet werden, dass einige der ebenfalls durch die Eingriffsgrößen entstehenden Leistungsanteile bei niedrigen Frequenzen auftreten. Diese werden bei niedrigen Systemfrequenzen durch Kreisstromanteile und Sternpunktspannungsanteile mit gerade dieser niedrigen Frequenz verursacht. Für ähnliche Systemfrequenzen wird die Differenz $\omega_1 - \omega_2$ klein und damit auch die entsprechenden Frequenzanteile der Leistungen. Die resultierenden, vergrößerten Energieschwankungen durch die Blindleistungsanteile mit niedriger Frequenz können im Extremfall dazu führen, dass sich durch die entstehende Störung das dynamische Verhalten der Zweigenergieregung verschlechtert. Für eine Frequenz von Null beziehungsweise bei gleichen Frequenzen sind sogar die durchgeführten Betrachtungen zur Zweigenergieregung ungültig. Bei einer Frequenz von Null kann es keine unterschiedlichen Phasenlagen für die Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteile geben. Anstelle eines $\omega_2\alpha$ - und $\omega_2\beta$ -Kreisstromanteils ist dann beispielsweise nur noch ein Kreisstromanteil möglich. Dies verändert die durchgeführte Analyse der Zweigwirkleistungen und die Optimierung der Zweigenergieregung. Ähnliches gilt für gleiche Frequenzen in den beiden verbundenen Systemen. Anstelle von ω_1 - und ω_2 -Anteilen gibt es nur noch die Hälfte der entsprechenden Eingangsgrößen bei einer Frequenz. Selbst wenn für diese Arbeitspunkte eigene optimierte Zweigenergieregungen hergeleitet werden, ist es nicht praktikabel, einen Übergang zwischen zwei unterschiedlichen Regelungsmatrizen $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ für eine niedrige Frequenz und eine Frequenz von Null, beziehungsweise ähnliche Frequenzen und gleiche Frequenzen, zu verwenden. Alternativ können bei einer niedrigen Frequenz oder einer Frequenz von Null nur Eingriffsgrößen der höheren Systemfrequenz verwendet werden. Für ähnliche oder gleiche Frequenzen entspricht dies der Verwendung von Eingriffsgrößen mit der Frequenz von nur einem der beiden Systeme. Damit kann der Wechsel zwischen den Zweigenergieregungen innerhalb eines Frequenzbereichs erfolgen, womit dieses Vorgehen vorteilhaft ist.

Bei diesem Ansatz verringert sich jedoch die Anzahl der vorhandenen Eingriffsgrößen. Dies führt beispielsweise beim MMC dazu, dass eine Zweigenergieregung nur noch möglich ist, falls gleichzeitig Kreisstromanteile und Sternpunktspannungsanteile mit der verbleibenden Systemfrequenz eingesetzt werden. Eine Matrix $\mathbf{M}_{\text{in,e,T}}$ hierfür lässt sich nur dann entsprechend Abschnitt 4.4 bestimmen, wenn die nichtlinearen Koppelsterme in (4.32) vernachlässigt werden. Damit ist das Resultat des Optimierungsverfahrens aber nicht mehr korrekt. Dieses Problem ist im Rahmen dieser Arbeit nicht gelöst und stellt eine weiterhin offene Fragestellung dar. Eine zukünftige Beantwortung ist notwendig, um ebenfalls für solche Arbeitspunkte eine optimale Zweigenergieregung zu erreichen.

7.3 Simulationsergebnisse

Zur Verifikation der Kompatibilität der MMC Regelung und dem Verfahren zur Verringerung der Zweigenergieschwankung bei niedrigen Frequenzen wird eine Simulation des MMC bei niedrigen Frequenzen unter ähnlichen Randbedingung wie in Tabelle 6.2 durchgeführt. Tabelle 7.1 listet alle Parameter für diese Simulation auf. Die Frequenz wird auf $f_2 = 5$ Hz verringert, um den Einfluss der Betriebsstrategie nach (7.7) besser demonstrieren zu können. Zum Vergleich werden Verläufe mit und ohne die Betriebsstrategie bei sonst gleichen Parametern gezeigt. Deshalb erfolgt die Dimensionierung der Modulkapazitäten ohne die Berücksichtigung der reduzierten Zweigenergieschwankung. Die mittleren Kondensatorspannungen in den Zweigen werden wie schon bei den vorausgegangenen Simulationen um 200 V auf 900 V erhöht. Dies entspricht einer Anpassung der Zweigenergien von 7,6 kJ. Die Zweigenergieregung entspricht (6.15), was bei der gewählten Frequenz problemlos möglich ist.

Tabelle 7.1: Simulationsparameter MMC für den Betrieb bei niedrigen Frequenzen

Parameter	Wert
Übertragene Leistung, P	1 MW
Leistungsfaktor System 1, $\cos \varphi_1$	1
Leistungsfaktor System 2, $\cos \varphi_2$	1
Spannung System 1, $U_{1,II}$	3,3 kV
Spannung System 2, $U_{2,II}$	3,3 kV
Frequenz System 1, f_1	50 Hz
Frequenz System 2, f_2	5 Hz
Filterinduktivität System 1, L_1	0,6 mH
Filterinduktivität System 2, L_2	6 mH
Filterwiderstand System 1, R_1	14,6 m Ω
Filterwiderstand System 2, R_2	14,6 m Ω
Netzinduktivität System 1, $L_{1,q}$	171 μ H
Netzinduktivität System 2, $L_{2,q}$	1,71 mH
Netzwidestand System 1, $R_{1,q}$	5,4 m Ω
Netzwidestand System 2, $R_{2,q}$	5,4 m Ω
Zweiginduktivität, L_z	2,4 mH
Zweigwiderstand, R_z	58,5 m Ω
Anzahl Module je Zweig, n_{mpb}	9
Modulkapazität, C_{mod}	5,3 mF
Sollwert Modulkondensatorspannung, u_c^*	700 V
Sollwert Zweigenergie, e_z^*	11,7 kJ
„Unit Capacitance Constant“, H [104]	105 ms
Schaltfrequenz je Modul, f_s	600 Hz

Abbildung 7.3 zeigt die Ergebnisse der durchgeführten Simulation ohne die Verwendung der Kreisströme zur Zweigenergieschwankungsreduktion nach (7.7). Die Betrachtung erfolgt ohne

dritte Harmonische für System 1 in der Sternpunktspannung. Im Vergleich zu den Simulationen bei $f_2 = 16,7\text{Hz}$ in Kapitel 6 sind durch den größeren Unterschied der beiden Frequenzen die unterschiedlichen Anteile der Kreisströme gut zu erkennen. Der Zweigenergiesollwert ist aufgrund der unterschiedlichen Dimensionierung erhöht und die Zweigenergieschwankung bei $2\omega_2$ ist deutlich sichtbar. Im Gegensatz dazu sind die Schwankungen durch Anteile mit doppelter Frequenz von System 1 in Abbildung 7.3 durch deren geringere Amplitude nicht zu sehen. Die Änderung der Energien in allen neun Zweigen um jeweils $7,6\text{kJ}$ wird erreicht. Abbildung 7.4 gibt eine vergrößerte Darstellung der Energieänderung in Zweig 1. Wie schon bei der Gesamtansicht der Simulationsergebnisse sind die Frequenzanteile der Kreisströme gut sichtbar. Für die Zweigenergien kann nun auch die betriebsbedingte Schwankung mit $2\omega_1$ beobachtet werden, welche wie erwartet deutlich geringer als die Schwankung mit $2\omega_2$ ausfällt.

Die Simulation unter Nutzung der Kreisströme zur Reduzierung der Energieschwankung führt zu den Ergebnissen in Abbildung 7.5 und Abbildung 7.6. Wie der direkte Vergleich zeigt, wird die niederfrequente Energieschwankung durch die Kreisströme eliminiert. Die genutzten Kreisströme zur Zweigenergieregulation sind nach den Sollwertänderungen der Zweigenergien erkennbar. Sie sind aber deutlich geringer als die durch (7.7) vorgegebenen Kreisstromanteile. Die Regelung der Ströme und Zweigenergien mithilfe des verallgemeinerten Regelungsansatzes ist auch unter Nutzung der zusätzlichen Kreisstromanteile voll funktionsfähig. Damit ist die Kompatibilität der vorgestellten Regelung mit Betriebsstrategien für besondere Betriebspunkte anhand eines Beispiels belegt.

Zur Veranschaulichung der Wirkungsweise der Kreisströme in (7.7) zeigt Abbildung 7.7 die untransformierten Ströme und Spannungen der neun Zweige des MMC. An diesen ist die Funktionsweise der Betriebsstrategie zur Verringerung der Energieschwankungsbreite zu erkennen. Bei Verwendung der Kreisströme in (7.7) werden die Zweigstromanteile mit der höheren Frequenz von System 1 in jedem Zweig gerade dann erhöht, wenn die Momentanleistung, die aus den Anteilen mit niedriger Frequenz folgt, groß ist. Bei niedriger Momentanleistung durch die Anteile mit ω_2 werden die Amplituden der Zweigstromanteile mit ω_1 verringert. Dadurch verringert sich die Differenz der Momentanleistungen, die aus den Anteilen mit ω_1 und ω_2 folgt, und die Energieschwankung ist geringer. Außerdem verdeutlicht Abbildung 7.7 die zwangsweise aus dem Verfahren resultierende Erhöhung der Zweigströme.

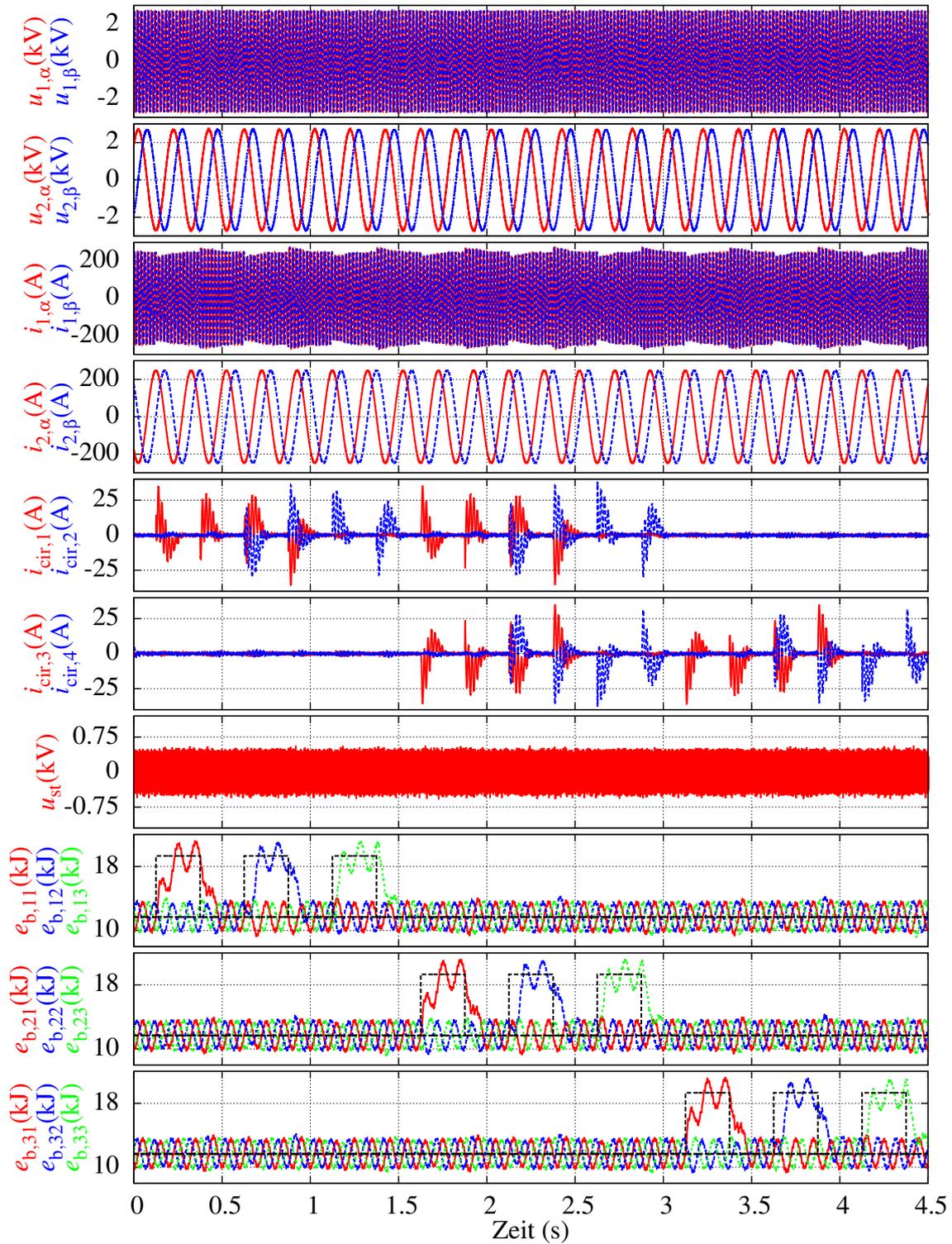


Abbildung 7.3: Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC bei niedriger Frequenz mit Energieregulation nach (6.15), mit $\kappa = 0$ und ohne Verfahren zur Verringerung der Energieschwankung; Sollwertänderung der Zweigenergien von 7,6 kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 7.1

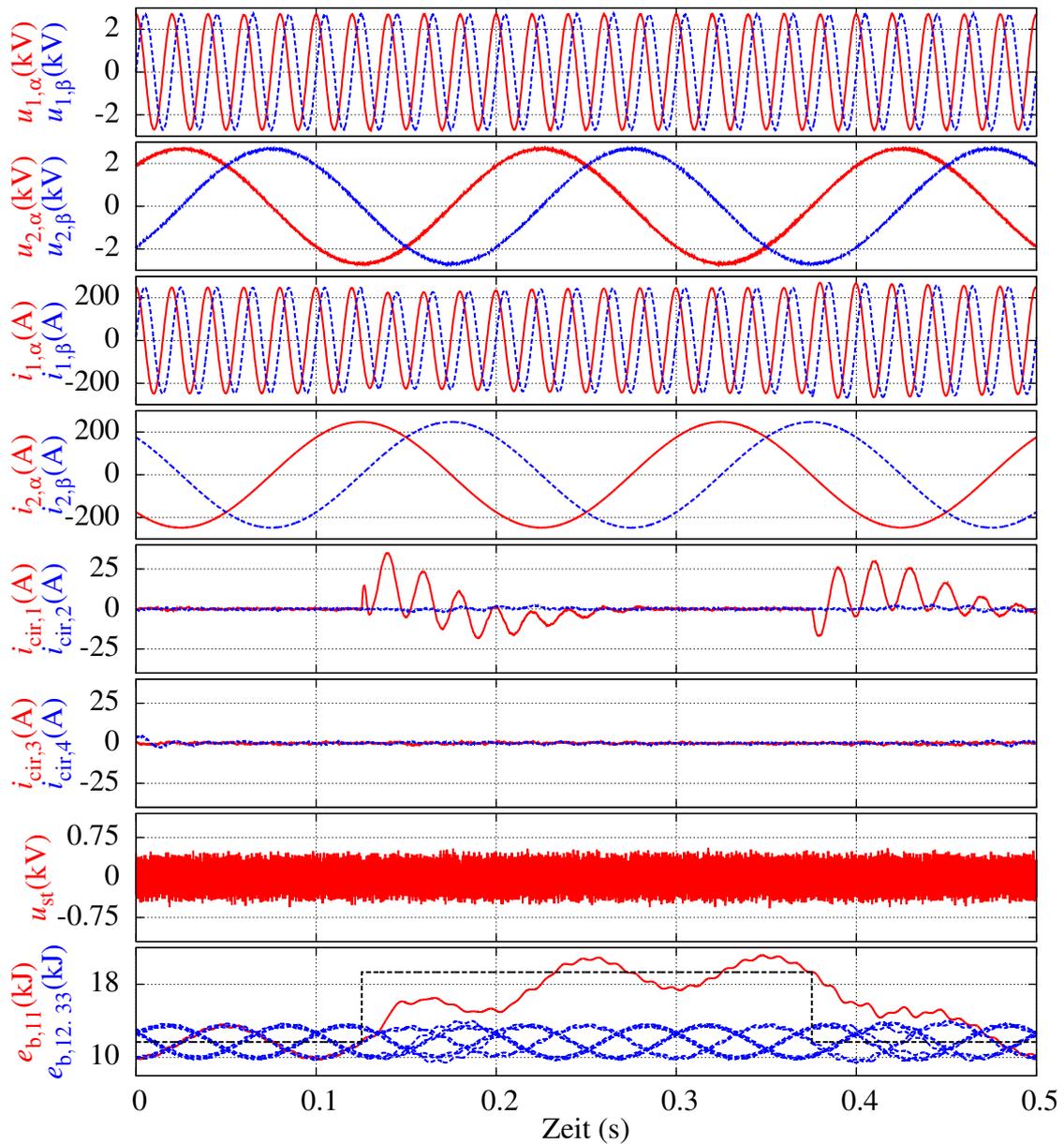


Abbildung 7.4: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC bei niedriger Frequenz mit Energieregulation nach (6.15), mit $\kappa = 0$ und ohne Verfahren zur Verringerung der Energieschwankung; Sollwertänderung der Zweigenergie von 7,6kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 7.1

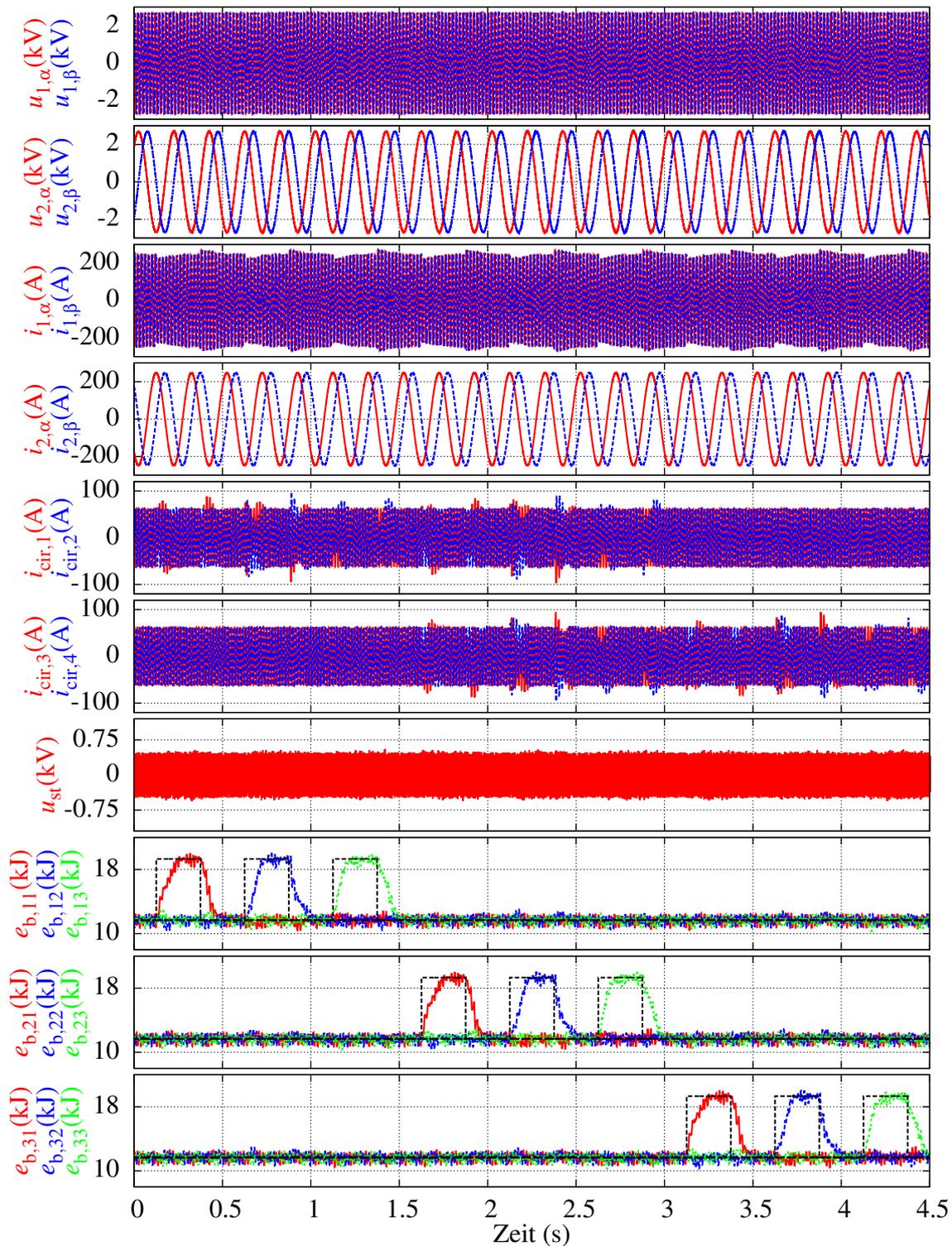


Abbildung 7.5: Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC bei niedriger Frequenz mit Energieregulation nach (6.15), mit $\kappa = 0$ und mit Verfahren zur Verringerung der Energieschwankung nach (7.7); Sollwertänderung der Zweigenergien von 7,6kJ in allen Zweigen; Parameter nach Tabelle 7.1

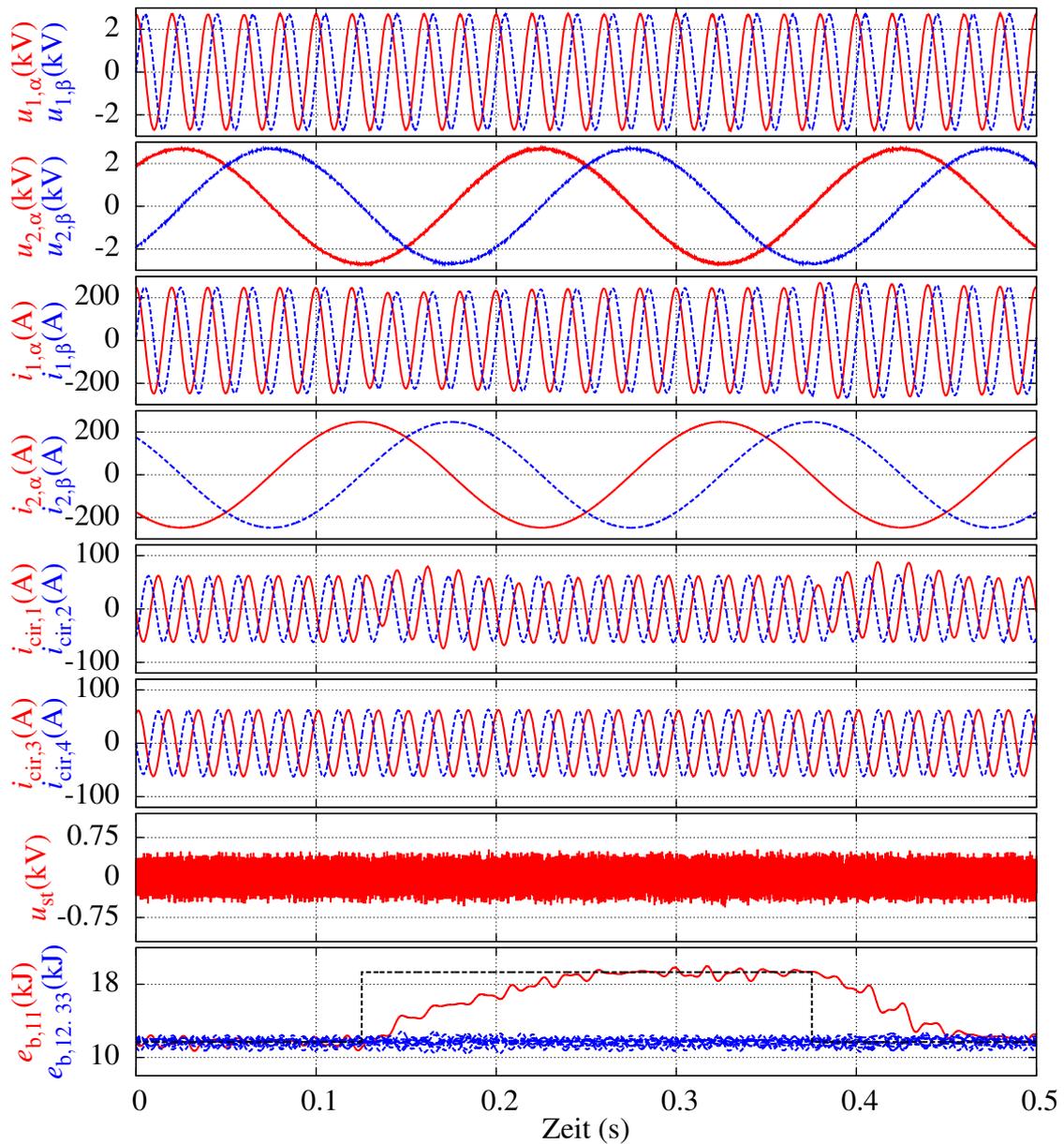


Abbildung 7.6: Ausschnitt der Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC bei niedriger Frequenz mit Energieregulierung nach (6.15), mit $\kappa = 0$ und mit Verfahren zur Verringerung der Energieschwankung nach (7.7); Sollwertänderung der Zweigenergie von 7,6kJ in Zweig 1; Parameter nach Tabelle 7.1

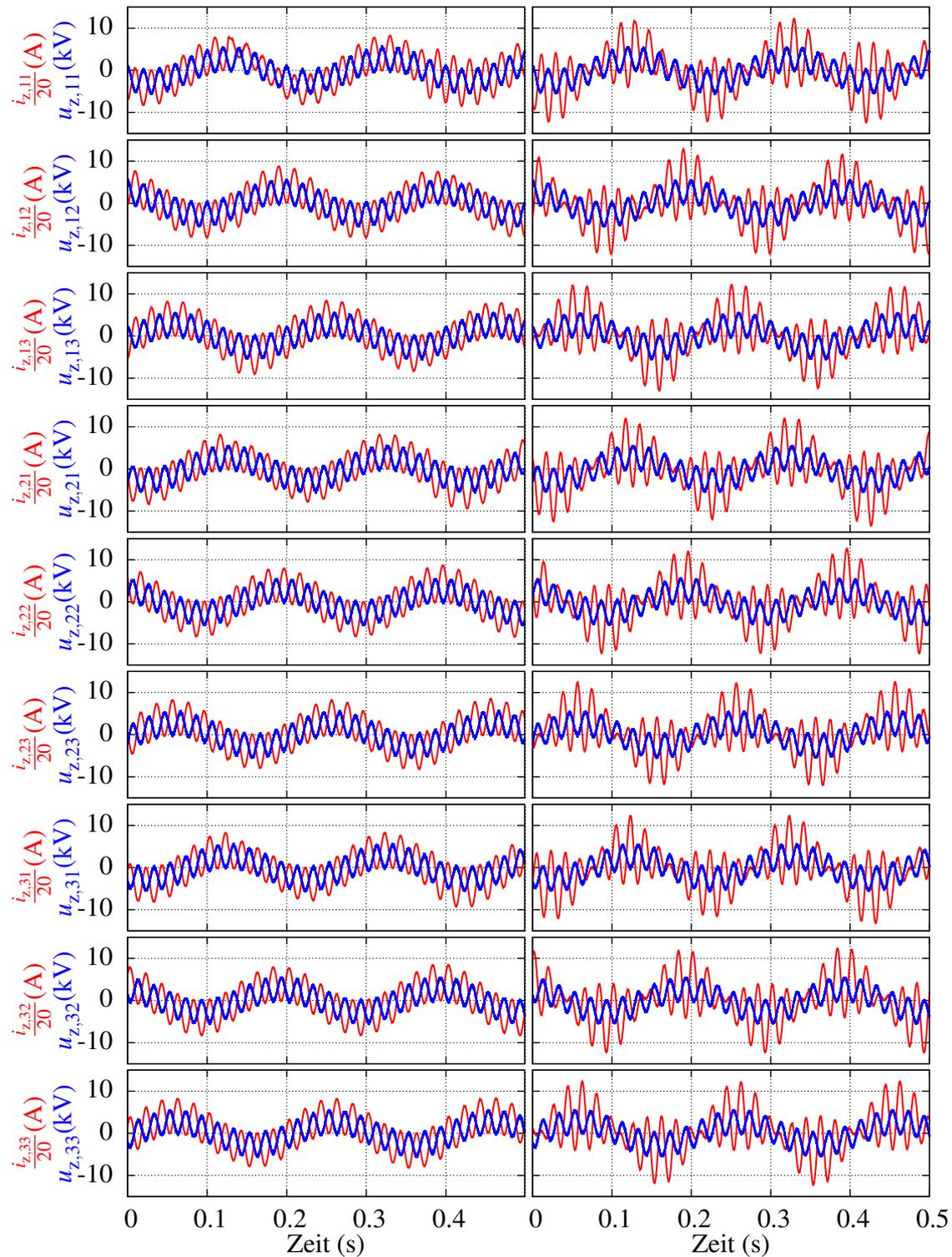


Abbildung 7.7: Simulationsergebnisse für den Betrieb des MMC bei niedriger Frequenz mit Energieregulation nach (6.15) und mit $\kappa = 0$; ohne Verfahren zur Verringerung der Energieschwankung links, mit Verfahren zur Verringerung der Energieschwankung nach (7.7) rechts; Zweiggrößen zu Abbildung 7.4 und Abbildung 7.6; Parameter nach Tabelle 7.1

8 Fazit und Ausblick

8.1 Zusammenfassung

In dieser Arbeit wurde eine Klasse von modularen Multilevelumrichter-Topologien allgemein analysiert und basierend darauf ein Konzept für die Stromregelung und Zweigenergieregulation dieser Umrichter entwickelt. Die Beschreibung des Strom- und Energieregulierungskonzepts erfolgte in allgemeiner Form, so dass es auf alle betrachteten Topologien direkt anwendbar ist. Die untersuchte Klasse von modularen Multilevelumrichter-Topologien zeichnet sich dadurch aus, dass sie abgesehen von optionalen Filtern nur aus modularen Multilevelzweigen aufgebaut ist. Die Topologien verbinden ein x -phasiges mit einem y -phasigen System und decken damit viele der in anderen Veröffentlichungen untersuchten modularen Multilevelumrichter ab. Zu den berücksichtigten Topologien gehören MMC, MMMC, Hexverter und CHB in Sternschaltung (ohne Moduleinspeisung mit einem Mehrwicklungstransformator). Aber auch bei modularen Multilevelumrichtern für Anwendungen mit mehr als drei Phasen ist die Regelung anwendbar.

Für das vorgestellte Regelungskonzept wurde ein kaskadierter Regelungsansatz gewählt. Die Stromregelung entspricht dem inneren und die Zweigenergieregulation dem äußeren Regelkreis. Dadurch konnten Ströme und Zweigenergien getrennt analysiert werden, was eine einfache, lineare Betrachtung möglich machte. Die Stromregelung basiert auf der Zustandsraumdarstellung des Ersatzschaltbilds der jeweiligen modularen Multilevelumrichter-Topologie. Diese Zustandsraumdarstellung wurde um eine algebraische Gleichung für die Sternpunktspannung erweitert, um den vorhandenen Freiheitsgrad bei der Wahl der Eingangsgrößen zu nutzen. Die Herleitung der Energieregulation erfolgte ausgehend von den Zweigwirkleistungen, welche in Abhängigkeit aller zur Verfügung stehenden Eingriffsgrößen der Energieregulation ausgedrückt wurden. Zum Verschieben von Energien innerhalb der Umrichter können Kreisströme und die Sternpunktspannung mit unterschiedlichen Frequenzanteilen und Phasenlagen eingesetzt werden. Da es bei den meisten der berücksichtigten Topologien unendlich viele Möglichkeiten gibt, eine funktionierende Zweigenergieregulation herzuleiten, wurde außerdem eine Methode zur Auswahl einer dieser Lösungen entwickelt. Bei dieser Methode handelt es sich um ein Optimierungsverfahren, welches die quadratische Summe der Effektivwerte von den zur Zweigenergieregulation benötigten Zweigströmen minimiert. Das Optimierungsverfahren kann nur eingesetzt werden, solange nicht gleichzeitig Kreisstromanteile und Sternpunktspannungsanteile mit der gleichen Systemfrequenz verwendet werden. Diese Einschränkung musste getroffen werden, weil das resultierende Optimierungsproblem sonst nichtlinear ist und nicht mehr analytisch gelöst werden kann. Folglich wurde im Rahmen der Ausarbeitung zwischen zwei Varianten

der Zweigenergieregulation unterschieden. Entweder wurden systemfrequente Kreisstromanteile oder systemfrequente Zweigspannungsanteile verwendet, aber nicht beide zugleich.

Zur Demonstration des Vorgehens und zur Verifikation des allgemeinen Regelungskonzepts erfolgte die Anwendung auf zwei Beispieltopologien. Als Beispiele wurden der MMC und der MMMC gewählt. Für diese wurden die benötigten Systemgleichungen aufgestellt und die topologieabhängigen Matrizen des allgemeinen Regelungskonzepts bestimmt. Die resultierenden Regelungen enthalten dabei die als Stand der Technik zu bezeichnenden Regelungen als Sonderfälle. Insbesondere beim MMMC stellt die erhaltene Lösung eine Optimierung der bisher üblichen Zweigenergieregulation dar. Der Nutzen einer optimalen Lösung ist nicht sehr hoch, weil in der Regel nur geringe Energieverschiebungen zwischen den Zweigen auszugleichen sind. Die Anpassung von nicht optimaler zu optimaler Zweigenergieregulation erfolgt aber nur über den Austausch einer Matrix und ist folglich leicht umsetzbar. Das allgemeine Regelungskonzept wurde für die beiden Topologien mithilfe eines Simulationsmodells sowie experimentell überprüft. Bei der experimentellen Überprüfung kam ein Niederspannungsprüfstand zum Einsatz, bei dem die Zweige zu verschiedenen modularen Multilevelumrichter-Topologien verschaltbar sind. Sowohl mit den Simulations- als auch mit den Messergebnissen konnte die geforderte Funktionalität der Strom- und Zweigstromregelung vollständig nachgewiesen werden.

Abschließend wurde die Kompatibilität des vorgestellten Regelungsansatzes mit Verfahren für besondere Betriebspunkte demonstriert. Besondere Betriebspunkte sind in diesem Fall der Betrieb mit einer niedrigen Systemfrequenz oder einer Systemfrequenz von Null beziehungsweise der Betrieb bei ähnlichen oder gleichen Frequenzen in den verbundenen Systemen. In diesen Fällen steigt die Energieschwankung in den Zweigen stark an und ein stabiler Betrieb ist ohne besondere Maßnahmen nicht möglich. Aufgrund der hohen Relevanz dieser Betriebspunkte wurden für MMC, MMMC und Hexverter mehrere Verfahren zum Betrieb bei solchen Frequenzen veröffentlicht. Als Beispiel zum Nachweis der Kompatibilität wurde ein Verfahren für den Betrieb des MMMC bei niedrigen Frequenzen gewählt.

8.2 Beitrag der Forschungsarbeit

Die im Rahmen dieser Arbeit durchgeführte Analyse und der entwickelte verallgemeinerte Regelungsansatz zeigen, dass es möglich ist, alle Topologien der Klasse von modularen Multilevelumrichtern mit einem gemeinsamen, einheitlichen Ansatz zu beschreiben und zu regeln. Dies stellt den zentralen wissenschaftlichen Erkenntnisgewinn der vorliegenden Arbeit dar. Möglich ist der verallgemeinerte Regelungsansatz durch die bei allen Topologien gleichen Mechanismen, welche für die Strom- und Zweigenergieregulation zugrunde liegen. Damit grenzt sich diese Arbeit von anderen Veröffentlichungen ab, welche nur die Betrachtung einer Topologie durchführen und eine Regelung für diese Topologie entwickeln.

Neben diesem Erkenntnisgewinn bietet der vorgestellte verallgemeinerte Regelungsansatz auch praxisnahe Vorteile. Dazu gehört der stark reduzierte Entwicklungsaufwand für die Realisierung

der Regelung einer Topologie, sobald die Regelung für eine andere Topologie bereits implementiert wurde. Ebenso können die Regelungen für neue Topologien mithilfe des gezeigten Ansatzes leicht hergeleitet werden. Dies betrifft beispielsweise bisher noch nicht betrachtete modulare Multilevelumrichter zum Betrieb von elektrischen Maschinen mit mehr als drei Phasen. Für diese ist durch die hohe Anzahl an Kreisströmen insbesondere die Entwicklung einer Zweigenergieregung mit großem Aufwand verbunden, wenn nicht auf einen systematischen Ansatz, wie den in dieser Arbeit vorgestellten, zurückgegriffen werden kann. Durch die einheitliche Beschreibung aller Topologien ist es außerdem leicht möglich, neue Ansätze und Methoden für eine Topologie auf weitere Topologien zu übertragen.

8.3 Ausblick

Eine in dieser Arbeit noch nicht gelöste Problemstellung ist die Herleitung einer optimierten Zweigenergieregung bei gleichzeitiger Verwendung von Kreisstrom- und Sternpunktspannungsanteilen mit der gleichen Systemfrequenz. Eine besondere Bedeutung hat diese Problemstellung für Betriebspunkte mit niedrigen oder ähnlichen Systemfrequenzen, bei denen die Anzahl der Eingriffsgrößen verringert ist. Aber auch für andere Arbeitspunkte kann eine zusätzliche Verbesserung der Zweigenergieregung bei gleichzeitiger Nutzung aller Eingriffsgrößen auftreten. Ein denkbarer Lösungsansatz des Problems ist die Anwendung von mathematischen Verfahren zur Lösung nichtlinearer Gleichungssysteme auf das Gleichungssystem zur Optimierung der Zweigenergieregung.

Insbesondere für die Methode zur Minimierung der zur Zweigenergieregung genutzten Ströme ist eine Übertragung auf weitere Problemstellungen denkbar. Ein Beispiel sind Ansätze, welche im Fall ausgefallener Module mit einer systemfrequenten Sternpunktspannung die benötigte Zweigspannung in einem Zweig verringern. Dafür müssen die resultierenden Zweigenergieverschiebungen beispielsweise mit einer Vorsteuerung der Kreisströme kompensiert werden. Für die Herleitung der Kreisstrom-Vorsteuerung ist die Methode zur Optimierung nach kleinen Anpassungen ebenfalls einsetzbar.

Des Weiteren basierten alle Untersuchungen der Zweigenergieregung auf symmetrisch angenommenen Systemströmen und -spannungen. Die angewendete Methode zur Herleitung der Zweigenergieregung ist in gleicher Form auch auf unsymmetrische Systeme übertragbar. Eine solche Erweiterung der verallgemeinerten Regelung ermöglicht beispielsweise den Betrieb bei Netzfehlern. Unsymmetrische Systemgrößen verursachen zwangsläufig Energieverschiebungen zwischen den Zweigen eines modularen Multilevelumrichters und machen damit größere Kreisströme oder eine größere Sternpunktspannung zum Ausgleich dieser Verschiebung notwendig. Folglich ist durch die in dieser Arbeit vorgestellte Methode zur Optimierung der Zweigenergieregung in diesem Fall ein deutlich größerer Einfluss zu erwarten als bei symmetrischen Systemen.

A Anhang

A.1 Untransformierte Gleichungen der Zweigwirkleistungen beim MMC

$$\underbrace{\begin{bmatrix} P_{z,11} \\ P_{z,12} \\ P_{z,21} \\ P_{z,22} \\ P_{z,31} \\ P_{z,32} \end{bmatrix}}_{\mathbf{P}_z} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{4} & 0 & \frac{1}{6} & -\frac{4}{3} & -\frac{2}{3} & -\frac{2}{3} \\ -\frac{1}{4} & 0 & -\frac{1}{6} & \frac{4}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{1}{8} & -\frac{\sqrt{3}}{8} & \frac{1}{6} & \frac{2}{3} & -\frac{2}{3} & -\frac{1}{6} \\ \frac{1}{8} & -\frac{\sqrt{3}}{8} & -\frac{1}{6} & -\frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{6} \\ \frac{1}{8} & \frac{\sqrt{3}}{8} & \frac{1}{6} & \frac{2}{3} & \frac{4}{3} & -\frac{1}{6} \\ \frac{1}{8} & \frac{\sqrt{3}}{8} & -\frac{1}{6} & -\frac{2}{3} & -\frac{4}{3} & \frac{1}{6} \end{bmatrix} \cdots$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ 0 & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & 0 & \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & \frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{6} & -\frac{1}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & \frac{1}{6} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{6} & \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{6} \end{bmatrix} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1 \\ \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1 \\ \hat{v}_{st,\omega_2} \cdot \hat{i}_2 \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_a} \cdot \hat{v}_{st,\omega_a} \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_a} \cdot \hat{v}_{st,\omega_a} \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 \\ \hat{i}_{cir,1,\omega_2} \cdot \hat{u}_2 \\ \hat{i}_{cir,2,\omega_2} \cdot \hat{u}_2 \\ \Delta P \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}_{in,e}} + \mathbf{P}_{kop} \cdot \quad (A.1)$$

$$\mathbf{P}_{\text{kop}} = \begin{bmatrix} P_{\text{kop},11} \\ P_{\text{kop},12} \\ P_{\text{kop},21} \\ P_{\text{kop},22} \\ P_{\text{kop},31} \\ P_{\text{kop},32} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

mit

$$\begin{aligned} P_{\text{kop},11} &= \frac{\cos(\varphi_1)}{3} \cdot (-2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \\ &\quad - 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta}) \\ &\quad + \frac{\cos(\varphi_2)}{3} \cdot (-2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} - \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\alpha}) \\ &\quad + \frac{\sin(\varphi_1)}{3} \cdot (-2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} \\ &\quad + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha}) , \\ P_{\text{kop},12} &= \frac{\cos(\varphi_1)}{3} \cdot (2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \\ &\quad + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta}) \\ &\quad + \frac{\cos(\varphi_2)}{3} \cdot (2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\alpha}) \\ &\quad + \frac{\sin(\varphi_1)}{3} \cdot (2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} \\ &\quad - 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha}) , \\ P_{\text{kop},21} &= \frac{\cos(\varphi_1)}{3} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \\ &\quad + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta}) \\ &\quad + \frac{\cos(\varphi_2)}{3} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} - \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\alpha}) \\ &\quad + \frac{\sin(\varphi_1)}{3} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} \\ &\quad - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha}) , \\ P_{\text{kop},22} &= \frac{\cos(\varphi_1)}{3} \cdot (-\hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \\ &\quad - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta}) \\ &\quad + \frac{\cos(\varphi_2)}{3} \cdot (-\hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\alpha}) \\ &\quad + \frac{\sin(\varphi_1)}{3} \cdot (-\hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} - \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} \Big) , \\
P_{kop,31} = & \frac{\cos(\varphi_1)}{3} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} + 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} \\
& + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} + 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{3} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\alpha} + 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{3} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} + 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} \\
& - \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} - 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha}) , \\
P_{kop,32} = & \frac{\cos(\varphi_1)}{3} \cdot (-\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} - 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} \\
& - \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} - 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{3} \cdot (-\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\alpha} - 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{3} \cdot (-\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} - 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} \\
& + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} + 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha}) . \tag{A.3}
\end{aligned}$$

$$\mathbf{P}_{kop,T} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ P_{kop,cir,1} \\ P_{kop,cir,2} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{A.4}$$

mit

$$\begin{aligned}
P_{kop,cir,1} = & \frac{\cos(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha}) , \\
P_{kop,cir,2} = & \frac{\cos(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha}) . \tag{A.5}
\end{aligned}$$

A.2 Untransformierte Gleichungen der Zweigwirkleistungen beim MMC

$$\mathbf{P}_z = \begin{bmatrix}
 -\frac{1}{6} & 0 & \frac{1}{6} & 0 & \frac{16}{9} & \frac{8}{9} & \frac{8}{9} & \frac{4}{9} & \frac{8}{9} & \frac{4}{9} & \frac{4}{9} & \frac{2}{9} \\
 -\frac{1}{6} & 0 & -\frac{1}{12} & \frac{\sqrt{3}}{12} & -\frac{8}{9} & \frac{8}{9} & -\frac{4}{9} & \frac{4}{9} & -\frac{4}{9} & \frac{4}{9} & -\frac{2}{9} & \frac{2}{9} \\
 -\frac{1}{6} & 0 & -\frac{1}{12} & -\frac{1}{4\sqrt{3}} & -\frac{8}{9} & -\frac{16}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{8}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{8}{9} & -\frac{2}{9} & -\frac{4}{9} \\
 \frac{1}{12} & -\frac{1}{4\sqrt{3}} & \frac{1}{6} & 0 & -\frac{8}{9} & -\frac{4}{9} & \frac{8}{9} & \frac{4}{9} & \frac{2}{9} & \frac{1}{9} & -\frac{2}{9} & -\frac{1}{9} \\
 \frac{1}{12} & -\frac{1}{4\sqrt{3}} & -\frac{1}{12} & \frac{1}{4\sqrt{3}} & \frac{4}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{4}{9} & \frac{4}{9} & -\frac{1}{9} & \frac{1}{9} & \frac{1}{9} & -\frac{1}{9} \dots \\
 \frac{1}{12} & -\frac{1}{4\sqrt{3}} & -\frac{1}{12} & -\frac{1}{4\sqrt{3}} & \frac{4}{9} & \frac{8}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{8}{9} & -\frac{1}{9} & -\frac{2}{9} & \frac{1}{9} & \frac{2}{9} \\
 \frac{1}{12} & \frac{1}{4\sqrt{3}} & \frac{1}{6} & 0 & -\frac{8}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{16}{9} & -\frac{8}{9} & \frac{2}{9} & \frac{1}{9} & \frac{4}{9} & \frac{2}{9} \\
 \frac{1}{12} & \frac{1}{4\sqrt{3}} & -\frac{1}{12} & \frac{1}{4\sqrt{3}} & \frac{4}{9} & -\frac{4}{9} & \frac{8}{9} & -\frac{8}{9} & -\frac{1}{9} & \frac{1}{9} & -\frac{2}{9} & \frac{2}{9} \\
 \frac{1}{12} & \frac{1}{4\sqrt{3}} & -\frac{1}{12} & -\frac{1}{4\sqrt{3}} & \frac{4}{9} & \frac{8}{9} & \frac{8}{9} & \frac{16}{9} & -\frac{1}{9} & -\frac{2}{9} & -\frac{2}{9} & -\frac{4}{9} \\
 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{8}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{2}{9} & \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{9} & \frac{2}{9} & -\frac{1}{9} & \frac{1}{9} & \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{2}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{1}{9} & -\frac{2}{9} & \\
 -\frac{2}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{2}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{4}{9} & \frac{2}{9} & -\frac{4}{9} & -\frac{2}{9} & \\
 \frac{3\sqrt{3}}{1} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{3\sqrt{3}}{1} & \frac{1}{9} & -\frac{1}{9} & -\frac{1}{9} & \frac{1}{9} & \dots \\
 \frac{3\sqrt{3}}{1} & \frac{3\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{3\sqrt{3}}{1} & \frac{1}{9} & \frac{2}{9} & -\frac{1}{9} & -\frac{2}{9} & \\
 \frac{3\sqrt{3}}{2} & \frac{3\sqrt{3}}{1} & -\frac{3\sqrt{3}}{4} & -\frac{3\sqrt{3}}{2} & \frac{4}{9} & \frac{2}{9} & \frac{8}{9} & \frac{4}{9} & \\
 \frac{3\sqrt{3}}{1} & \frac{3\sqrt{3}}{1} & \frac{3\sqrt{3}}{2} & \frac{3\sqrt{3}}{1} & \frac{1}{9} & -\frac{1}{9} & \frac{2}{9} & -\frac{2}{9} & \\
 -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{9} & \frac{2}{9} & \frac{2}{9} & \frac{4}{9} & \\
 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{9} & \\
 \frac{2}{3\sqrt{3}} & -\frac{2}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{9} & \\
 -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{9} & \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{9} & \\
 -\frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{9} & \\
 \frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{9} & \\
 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{9} & \\
 -\frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{2}{3\sqrt{3}} & \frac{2}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{9} & \\
 \frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & \frac{1}{3\sqrt{3}} & -\frac{1}{9} &
 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_{in,e} + \mathbf{P}_{kop} \quad (\text{A.6})$$

mit

$$\mathbf{P}_z = [P_{z,11} \ P_{z,12} \ P_{z,13} \ P_{z,21} \ P_{z,22} \ P_{z,23} \ P_{z,31} \ P_{z,32} \ P_{z,33}]^T, \quad (\text{A.7})$$

$$\mathbf{x}_{in,e} = [\hat{u}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_1 \quad \hat{u}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_1 \quad \hat{u}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_2 \quad \hat{u}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_2 \quad \dots \\
 \hat{i}_{cir,1,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \quad \hat{i}_{cir,2,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \quad \hat{i}_{cir,3,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \quad \hat{i}_{cir,4,\omega_a} \cdot \hat{u}_{st,\omega_a} \quad \dots]$$

$$\begin{bmatrix}
\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{u}_1 & \dots \\
\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\beta} \cdot \hat{u}_1 & \dots \\
\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{u}_2 & \dots \\
\hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\beta} \cdot \hat{u}_2 & \Delta P]^\text{T}.
\end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

$$\mathbf{P}_{\text{kop}} = \begin{bmatrix} P_{\text{kop},11} \\ P_{\text{kop},12} \\ P_{\text{kop},13} \\ P_{\text{kop},21} \\ P_{\text{kop},22} \\ P_{\text{kop},23} \\ P_{\text{kop},31} \\ P_{\text{kop},32} \\ P_{\text{kop},33} \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

mit

$$\begin{aligned}
P_{\text{kop},11} = & \frac{\cos(\varphi_1)}{9} \cdot (8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\alpha} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\alpha} + 8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\beta} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{9} \cdot (8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\alpha} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\alpha} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\alpha} + 8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\beta} + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\beta} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\beta}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{9} \cdot (8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\beta} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\beta} - 8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} \\
& - 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} - 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\alpha} - 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_2)}{9} \cdot (8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\beta} + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\beta} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\beta} - 8 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_2,\alpha} \\
& - 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_2,\alpha} - 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\alpha} - 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\alpha}), \\
P_{\text{kop},12} = & \frac{\cos(\varphi_1)}{9} \cdot (-4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\alpha} + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\alpha} \\
& - 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\alpha} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\alpha} - 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},1,\omega_1,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},2,\omega_1,\beta} - 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\beta} + 2 \cdot \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\beta})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& +4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_2,\alpha} + 8 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,4,\omega_2,\alpha} + 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\beta} + 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_2,\beta} + 8 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,4,\omega_2,\beta} \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{9} \cdot (2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} + 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_1,\beta} + 8 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,4,\omega_1,\beta} - 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} \\
& - 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} - 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_1,\alpha} - 8 \cdot \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,4,\omega_1,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_2)}{9} \cdot (2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\beta} + 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\beta} \\
& + 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_2,\beta} + 8 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,4,\omega_2,\beta} - 2 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\alpha} \\
& - 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\alpha} - 4 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_2,\alpha} - 8 \cdot \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,4,\omega_2,\alpha}) . \tag{A.10}
\end{aligned}$$

$$\mathbf{P}_{kop,T} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ P_{kop,cir,1} \\ P_{kop,cir,2} \\ P_{kop,cir,3} \\ P_{kop,cir,4} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{A.11}$$

mit

$$\begin{aligned}
P_{kop,cir,1} &= \frac{\cos(\varphi_1)}{9} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{9} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\alpha} + \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\beta}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{9} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_1,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_2)}{9} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\beta} - \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,1,\omega_2,\alpha}) , \\
P_{kop,cir,2} &= \frac{\cos(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\alpha} + \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\beta}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_1,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\beta} - \hat{v}_{st,\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,2,\omega_2,\alpha}) , \\
P_{kop,cir,3} &= \frac{\cos(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{st,\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{st,\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{cir,3,\omega_1,\beta})
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\beta}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_1,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},3,\omega_2,\alpha}) , \\
P_{\text{kop,cir},4} = & \frac{\cos(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\beta}) \\
& + \frac{\cos(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\alpha} + \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\beta}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_1)}{2} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_1,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_1,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_1,\alpha}) \\
& + \frac{\sin(\varphi_2)}{2} \cdot (\hat{v}_{\text{st},\omega_2,\alpha} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\beta} - \hat{v}_{\text{st},\omega_2,\beta} \cdot \hat{i}_{\text{cir},4,\omega_2,\alpha}) .
\end{aligned} \tag{A.12}$$

Literatur

- [1] C. Gerster, P. Hofer und N. Karrer, „Gate-Control Strategies for Snubberless Operation of Series Connected IGBTs“, *27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996. PESC '96 Record*, Bd. 2, S. 1739–1742, Juni 1996.
- [2] A. M. Massoud, S. J. Finney und B. W. Williams, „Multilevel Converters and Series Connection of IGBT Evaluation for High-Power, High-Voltage Applications“, *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*, Bd. 1, S. 1–5, März 2004.
- [3] P. R. Palmer, H. S. Rajamani und N. Dutton, „Experimental Comparison of Methods of Employing IGBTs Connected in Series“, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, Bd. 151, Nr. 5, S. 576–582, Sep. 2004.
- [4] K. Vechalapu, S. Bhattacharya, E. VanBrunt, S. H. Ryu, D. Grider und J. Palmour, „Comparative Evaluation of 15 kV SiC MOSFET and 15 kV SiC IGBT for Medium-Voltage Converter Under the Same dv/dt Conditions“, *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Bd. 5, Nr. 1, S. 469–489, März 2017.
- [5] A. Nabae, I. Takahashi und H. Akagi, „A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. IA-17, Nr. 5, S. 518–523, Sep. 1981.
- [6] T. A. Meynard und H. Foch, „Multi-Level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters“, *23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record*, Bd. 1, S. 397–403, Juni 1992.
- [7] S. Chen, T. A. Lipo und D. Fitzgerald, „Source of Induction Motor Bearing Currents Caused by PWM Inverters“, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Bd. 11, Nr. 1, S. 25–32, März 1996.
- [8] L. M. Tolbert, F. Z. Peng und T. G. Habetler, „Multilevel Converters for Large Electric Drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 35, Nr. 1, S. 36–44, Jan. 1999.
- [9] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt und S. Kouro, „Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 54, Nr. 6, S. 2930–2945, Dez. 2007.
- [10] J. Rodriguez, L. G. Franquelo, S. Kouro, J. I. Leon, R. C. Portillo, M. A. M. Prats und M. A. Perez, „Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications“, *Proceedings of the IEEE*, Bd. 97, Nr. 11, S. 1786–1817, Nov. 2009.

- [11] D. Krug, S. Bernet, S. S. Fazel, K. Jalili und M. Malinowski, „Comparison of 2.3-kV Medium-Voltage Multilevel Converters for Industrial Medium-Voltage Drives“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 54, Nr. 6, S. 2979–2992, Dez. 2007.
- [12] P. W. Hammond, „A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage Drives“, *Industry Applications Society 42nd Annual Petroleum and Chemical Industry Conference*, S. 231–235, Sep. 1995.
- [13] P. W. Hammond, „A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage AC Drives“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 33, Nr. 1, S. 202–208, Jan. 1997.
- [14] R. Marquardt, „Stromrichterschaltung mit verteilten Energiespeichern und Verfahren zur Steuerung einer derartigen Stromrichterschaltung“, Patent DE10103031 B4, Jan. 2001.
- [15] R. Marquardt, A. Lesnicar und J. Hildinger, „Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendung bei hohen Spannungen“, *ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, Germany*, Bd. 114, 2002.
- [16] A. Lesnicar und R. Marquardt, „An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range“, *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, S. 1–6, Juni 2003.
- [17] M. Glinka und R. Marquardt, „A New AC/AC-Multilevel Converter Family Applied to a Single-Phase Converter“, *The Fifth International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003*, Bd. 1, S. 16–23, Nov. 2003.
- [18] L. Baruschka und A. Mertens, „A New 3-Phase AC/AC Modular Multilevel Converter With Six Branches in Hexagonal Configuration“, *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 4005–4012, Sep. 2011.
- [19] H. Akagi, „Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 26, Nr. 11, S. 3119–3130, Nov. 2011.
- [20] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard und P. Barbosa, „Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 1, S. 37–53, Jan. 2015.
- [21] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro und R. Lizana, „Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 1, S. 4–17, Jan. 2015.
- [22] E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena, S. Aurtenetxea, A. Cárcar und L. Zając, „Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts; Part I: Capacitor Voltage Balancing Method“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 60, Nr. 10, S. 4525–4535, Okt. 2013.
- [23] E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena, S. Aurtenetxea, A. Cárcar und L. Zając, „Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts; Part II: Experimental Validation and Comparison for HVDC Application“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 60, Nr. 10, S. 4536–4545, Okt. 2013.

- [24] R. Marquardt, „Modular Multilevel Converter: An Universal Concept for HVDC-Networks and Extended DC-Bus-Applications“, *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA*, S. 502–507, Juni 2010.
- [25] A. Nami, L. Wang, F. Dijkhuizen und A. Shukla, „Five Level Cross Connected Cell for Cascaded Converters“, *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, S. 1–9, Sep. 2013.
- [26] L. Baruschka und A. Mertens, „Comparison of Cascaded H-Bridge and Modular Multilevel Converters for BESS Application“, *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 909–916, Sep. 2011.
- [27] P. Sochor und H. Akagi, „Theoretical Comparison in Energy-Balancing Capability Between Star- and Delta-Configured Modular Multilevel Cascade Inverters for Utility-Scale Photovoltaic Systems“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 3, S. 1980–1992, März 2016.
- [28] K. Li und C. Zhao, „New Technologies of Modular Multilevel Converter for VSC-HVDC Application“, *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, S. 1–4, März 2010.
- [29] M. Hagiwara und H. Akagi, „Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 24, Nr. 7, S. 1737–1746, Juli 2009.
- [30] R. Gupta, A. Ghosh und A. Joshi, „Switching Characterization of Cascaded Multilevel-Inverter-Controlled Systems“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 55, Nr. 3, S. 1047–1058, März 2008.
- [31] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller und R. Sommer, „Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 8, S. 2633–2642, Aug. 2010.
- [32] L. Baruschka und A. Mertens, „A New Three-Phase AC/AC Modular Multilevel Converter With Six Branches in Hexagonal Configuration“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 49, Nr. 3, S. 1400–1410, Mai 2013.
- [33] M. Angulo, P. Lezana, S. Kouro, J. Rodriguez und B. Wu, „Level-Shifted PWM for Cascaded Multilevel Inverters With Even Power Distribution“, *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, S. 2373–2378, Juni 2007.
- [34] Siemens AG, 2016, SINAMICS PERFECT HARMONY GH180 - Antriebstechnik - Siemens, Adresse: <https://www.industry.siemens.com/drives/global/de/umrichter/mittelspannungsumrichter/Seiten/sinamics-gh180.aspx> (besucht am 25. 11. 2016).
- [35] H. J. Knaak, „Modular Multilevel Converters and HVDC/FACTS: A Success Story“, *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, S. 1–6, Aug. 2011.
- [36] Siemens AG, 2016, SVC PLUS (VSC Technology) - Siemens, Adresse: <http://www.energy.siemens.com/hq/en/power-transmission/facts/static-var-compensator-plus/#content=Details> (besucht am 25. 11. 2016).

- [37] ABB Ltd, 2016, SVC Light - STATCOM | ABB, Adresse: <http://new.abb.com/facts/statcom/svc-light> (besucht am 19. 12. 2016).
- [38] General Electric Company, 2016, Static Synchronous Compensator :: Power Delivery Projects :: GE Grid Solutions, Adresse: <http://www.gegridsolutions.com/powerd/catalog/statcom.htm> (besucht am 19. 12. 2016).
- [39] J. I. Y. Ota, T. Sato und H. Akagi, „Enhancement of Performance, Availability, and Flexibility of a Battery Energy Storage System Based on a Modular Multilevel Cascaded Converter (MMCC-SSBC)“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 4, S. 2791–2799, Apr. 2016.
- [40] L. A. Tolbert, F. Z. Peng, T. Cunnyngham und J. N. Chiasson, „Charge Balance Control Schemes For Cascade Multilevel Converter in Hybrid Electric Vehicles“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 49, Nr. 5, S. 1058–1064, 2002.
- [41] L. J. Kere, M. L. Doumbia, S. Kelouwani und K. Agbossou, „Cascaded H-Bridge Multilevel Converter for Electric Vehicle Speed Control“, *2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, S. 1–6, Okt. 2015.
- [42] P. Sochor und H. Akagi, „Energy-Balancing Control of a Delta-Configured Modular Multilevel Cascade Inverter for Utility-Scale Photovoltaic Systems“, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 4706–4713, Sep. 2015.
- [43] Y. Yu, G. Konstantinou, B. Hredzak und V. G. Agelidis, „Power Balance of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Integration“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 1, S. 292–303, Jan. 2016.
- [44] M. Hagiwara, R. Maeda und H. Akagi, „Negative-Sequence Reactive-Power Control by a PWM STATCOM Based on a Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC-SDBC)“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 48, Nr. 2, S. 720–729, März 2012.
- [45] H. C. Chen, P. H. Wu, C. W. Wang und P. T. Cheng, „A Voltage Balancing Control Based on Average Power Flow Management for the Delta-Connected Cascaded H-Bridges Converter“, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 2104–2111, Sep. 2015.
- [46] P. H. Wu, H. C. Chen, Y. T. Chang und P. T. Cheng, „Delta-Connected Cascaded H-Bridge Converter Application in Unbalanced Load Compensation“, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 6043–6050, Sep. 2015.
- [47] T. Geyer, G. Darivianakis und W. v. d. Merwe, „Model Predictive Control of a STATCOM Based on a Modular Multilevel Converter in Delta Configuration“, *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, S. 1–10, Sep. 2015.
- [48] J. I. Y. Ota, Y. Shibano, N. Niimura und H. Akagi, „A Phase-Shifted-PWM D-STATCOM Using a Modular Multilevel Cascade Converter (SSBC); Part I: Modeling, Analysis, and Design of Current Control“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 51, Nr. 1, S. 279–288, Jan. 2015.

- [49] J. I. Y. Ota, Y. Shibano und H. Akagi, „A Phase-Shifted PWM D-STATCOM Using a Modular Multilevel Cascade Converter (SSBC); Part II: Zero-Voltage-Ride-Through Capability“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 51, Nr. 1, S. 289–296, Jan. 2015.
- [50] M. A. Perez, P. Cortes und J. Rodriguez, „Predictive Control Algorithm Technique for Multilevel Asymmetric Cascaded H-Bridge Inverters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 55, Nr. 12, S. 4354–4361, Dez. 2008.
- [51] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez und H. Abu-Rub, „Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 8, S. 2691–2699, Aug. 2010.
- [52] R. P. Aguilera, P. Acuna, Y. Yu, G. Konstantinou, C. D. Townsend, B. Wu und V. G. Agelidis, „Predictive Control of Cascaded H-Bridge Converters Under Unbalanced Power Generation“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 64, Nr. 1, S. 4–13, Sep. 2016.
- [53] H. C. Chen, S. Y. Tsai, P. H. Wu, W. L. Huang und P. T. Cheng, „Managed DC Voltage Utilization Technique for the Renewable Energy Source Based on the Star-Connected Cascaded H-Bridges Converter“, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 3726–3733, Sep. 2015.
- [54] H. C. Chen, P. H. Wu, C. T. Lee, C. W. Wang, C. H. Yang und P. T. Cheng, „A Flexible DC Voltage Balancing Control Based on the Power Flow Management for Star-Connected Cascaded H-Bridge Converter“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 52, Nr. 6, S. 4946–4954, Nov. 2016.
- [55] Siemens AG, 2016, HVDC PLUS (VSC Technology) - Siemens, Adresse: <http://www.energy.siemens.com/hq/en/power-transmission/hvdc/hvdc-plus.htm#content=%20Overview> (besucht am 29. 11. 2016).
- [56] ABB Ltd, 2016, HVDC Light technology | ABB, Adresse: <http://new.abb.com/systems/hvdc/hvdc-light> (besucht am 29. 11. 2016).
- [57] General Electric Company, 2016, High Voltage Direct Current (HVDC) systems :: GE Grid Solutions, Adresse: <http://www.gegridsolutions.com/PowerD/catalog/hvdc.htm> (besucht am 19. 12. 2016).
- [58] Siemens AG, 2016, SINAMICS PERFECT HARMONY GH150 - Antriebstechnik - Siemens, Adresse: <https://www.industry.siemens.com/drives/global/de/umrichter/mittelspannungsumrichter/Seiten/sinamics-gh150.aspx> (besucht am 25. 11. 2016).
- [59] Siemens AG, 2016, SINAMICS SM120 CM - Antriebstechnik - Siemens, Adresse: <https://www.industry.siemens.com/drives/global/de/umrichter/mittelspannungsumrichter/Seiten/sinamics-sm120-cm.aspx> (besucht am 25. 11. 2016).
- [60] M. Vasiladiotis und A. Rufer, „Analysis and Control of Modular Multilevel Converters With Integrated Battery Energy Storage“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 1, S. 163–175, Jan. 2015.

- [61] A. Hillers, M. Stojadinovic und J. Biela, „Systematic Comparison of Modular Multilevel Converter Topologies for Battery Energy Storage Systems Based on Split Batteries“, *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, S. 1–9, Sep. 2015.
- [62] M. Hagiwara, R. Maeda und H. Akagi, „Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC)“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 26, Nr. 6, S. 1649–1658, Juni 2011.
- [63] J. Kucka, D. Karwatzki, L. Baruschka und A. Mertens, „Modular Multilevel Converter With Magnetically Coupled Inductors“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. PP, Nov. 2016.
- [64] M. Glinka und R. Marquardt, „A New AC/AC Multilevel Converter Family“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 52, Nr. 3, S. 662–669, Juni 2005.
- [65] R. Lizana, M. A. Perez, D. Arancibia, J. R. Espinoza und J. Rodriguez, „Decoupled Current Model and Control of Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 62, Nr. 9, S. 5382–5392, Sep. 2015.
- [66] L. Ängquist, A. Antonopoulos, S. Norrga und H. P. Nee, „Arm-Current-Based Control of Modular Multilevel Converters“, *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, S. 1–10, Sep. 2013.
- [67] J. Kolb, F. Kammerer, M. Gommeringer und M. Braun, „Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 30, Nr. 1, S. 349–357, Jan. 2015.
- [68] J. Kolb, *Optimale Betriebsführung des modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*. Karlsruhe: KIT Scientific Publ, 2014.
- [69] R. Lizana, M. A. Perez, S. Bernet, J. R. Espinoza und J. Rodriguez, „Control of Arm Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 2, S. 1774–1784, Feb. 2016.
- [70] D. Karwatzki, L. Baruschka, M. Dokus, J. Kucka und A. Mertens, „Branch Energy Balancing With a Generalised Control Concept for Modular Multilevel Topologies – Using the Example of the Modular Multilevel Converter“, *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16-ECCE Europe)*, S. 1–10, Sep. 2016.
- [71] B. Bahrani, S. Debnath und M. Saeedifard, „Circulating Current Suppression of the Modular Multilevel Converter in a Double-Frequency Rotating Reference Frame“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 31, Nr. 1, S. 783–792, Jan. 2016.
- [72] P. Münch, D. Görges, M. Izák und S. Liu, „Integrated Current Control, Energy Control and Energy Balancing of Modular Multilevel Converters“, *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, S. 150–155, Nov. 2010.
- [73] A. J. Korn, M. Winkelkemper und P. Steimer, „Low Output Frequency Operation of the Modular Multi-Level Converter“, *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 3993–3997, Sep. 2010.

- [74] Y. Okazaki, W. Kawamura, M. Hagiwara, H. Akagi, T. Ishida, M. Tsukakoshi und R. Nakamura, „Experimental Comparisons Between Modular Multilevel DSCC Inverters and TSBC Converters for Medium-Voltage Motor Drives“, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Bd. 32, Nr. 3, S. 1805–1817, März 2017.
- [75] F. Kammerer, J. Kolb und M. Braun, „Optimization of the Passive Components of the Modular Multilevel Matrix Converter for Drive Applications“, *PCIM Europe 2012*, VDE Verlag, Mai 2012.
- [76] W. Kawamura, M. Hagiwara und H. Akagi, „Design and Evaluation of AC Inductors Indispensable to a Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC-TSBC) for Medium-Voltage Motor Drives“, *2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, S. 1–6, Nov. 2015.
- [77] W. Kawamura und H. Akagi, „Control of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Triple-Star Bridge-Cells (MMCC-TSBC) for Motor Drives“, *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 3506–3513, Sep. 2012.
- [78] F. Kammerer, J. Kolb und M. Braun, „Fully Decoupled Current Control and Energy Balancing of the Modular Multilevel Matrix Converter“, *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, LS2a.3–1–LS2a.3–8, Sep. 2012.
- [79] F. Kammerer, *Systemanalyse und Regelung des Modularen Multilevel Matrix Umrichters als Antriebsumrichter*, unter Mitarb. von Verlag Dr. Hut, Ser. Elektrotechnik. München: Verlag Dr. Hut, 2016.
- [80] D. Karwatzki, L. Baruschka, J. Kucka und A. Mertens, „Current Control and Branch Energy Balancing of the Modular Multilevel Matrix Converter“, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 6360–6367, Sep. 2015.
- [81] W. Kawamura, M. Hagiwara und H. Akagi, „Control and Experiment of a Modular Multilevel Cascade Converter Based on Triple-Star Bridge Cells“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 50, Nr. 5, S. 3536–3548, Sep. 2014.
- [82] F. Kammerer, M. Gommeringer, J. Kolb und M. Braun, „Energy Balancing of the Modular Multilevel Matrix Converter Based on a New Transformed Arm Power Analysis“, *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, S. 1–10, Aug. 2014.
- [83] A. J. Korn, M. Winkelkemper, P. Steimer und J. W. Kolar, „Direct Modular Multi-Level Converter for Gearless Low-Speed Drives“, *Proceedings of the 2011-14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, S. 1–7, Aug. 2011.
- [84] W. Kawamura, K. L. Chen, M. Hagiwara und H. Akagi, „A Low-Speed, High-Torque Motor Drive Using a Modular Multilevel Cascade Converter Based on Triple-Star Bridge Cells (MMCC-TSBC)“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 51, Nr. 5, S. 3965–3974, Sep. 2015.

- [85] W. Kawamura, M. Hagiwara und H. Akagi, „A Broad Range of Frequency Control for the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Triple-Star Bridge-Cells (MMCC-TSBC)“, *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, S. 4014–4021, Sep. 2013.
- [86] K. Ilves, L. Bessegato und S. Norrga, „Comparison of Cascaded Multilevel Converter Topologies for AC/AC Conversion“, *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, S. 1087–1094, Mai 2014.
- [87] D. Karwatzki, L. Baruschka und A. Mertens, „Survey on the Hexverter topology – A Modular Multilevel AC/AC Converter“, *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, S. 1075–1082, Juni 2015.
- [88] R. Tsuruta, T. Hosaka und H. Fujita, „A New Power Flow Controller Using Six Multilevel Cascaded Converters for Distribution Systems“, *2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)*, S. 1350–1356, Mai 2014.
- [89] J. Pereda und T. C. Green, „Direct Modular Multilevel Converter With Six Branches for Flexible Distribution Networks“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Bd. 31, Nr. 4, S. 1728–1737, Aug. 2016.
- [90] D. Karwatzki, M. v. Hofen, L. Baruschka und A. Mertens, „Operation of Modular Multilevel Matrix Converters With Failed Branches“, *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, S. 1650–1656, Okt. 2014.
- [91] D. Karwatzki, L. Baruschka, J. Kucka, M. v. Hofen und A. Mertens, „Improved Hexverter Topology With Magnetically Coupled Branch Inductors“, *2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe)*, S. 1–10, Aug. 2014.
- [92] L. Baruschka, „Untersuchung des modularen Direktumrichters "Hexverter"“, Diss., Technische Informationsbibliothek und Universitätsbibliothek Hannover (TIB), Hannover, 2013.
- [93] D. Karwatzki, L. Baruschka, M. v. Hofen und A. Mertens, „Branch Energy Control for the Modular Multilevel Direct Converter Hexverter“, *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 1613–1622, Sep. 2014.
- [94] L. Baruschka, D. Karwatzki, M. v. Hofen und A. Mertens, „Low-Speed Drive Operation of the Modular Multilevel Converter Hexverter Down to Zero Frequency“, *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 5407–5414, Sep. 2014.
- [95] M. M. C. Merlin, T. C. Green, P. D. Mitcheson, D. R. Trainer, R. Critchley, W. Crookes und F. Hassan, „The Alternate Arm Converter: A New Hybrid Multilevel Converter With DC-Fault Blocking Capability“, *IEEE Transactions on Power Delivery*, Bd. 29, Nr. 1, S. 310–317, Feb. 2014.
- [96] J. Kucka und L. Baruschka, „A Hybrid Modular Multilevel DC/AC Converter“, *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, S. 1–10, Sep. 2015.

- [97] M. Schnarrenberger, F. Kammerer, M. Gommeringer, J. Kolb und M. Braun, „Current Control and Energy Balancing of a Square-Wave Powered 1AC-3AC Modular Multilevel Converter“, *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, S. 3607–3614, Sep. 2015.
- [98] S. Debnath und M. Saeedifard, „A New Hybrid Modular Multilevel Converter for Grid Connection of Large Wind Turbines“, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, Bd. 4, Nr. 4, S. 1051–1064, Okt. 2013.
- [99] R. Feldman, M. Tomasini, E. Amankwah, J. C. Clare, P. W. Wheeler, D. R. Trainer und R. S. Whitehouse, „A Hybrid Modular Multilevel Voltage Source Converter for HVDC Power Transmission“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 49, Nr. 4, S. 1577–1588, Juli 2013.
- [100] D. Naunin, *Einführung in die Netzwerktheorie*. Wiesbaden: Vieweg+Teubner Verlag, 1985.
- [101] D. N. Zmood, D. G. Holmes und G. H. Bode, „Frequency-Domain Analysis of Three-Phase Linear Current Regulators“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 37, Nr. 2, S. 601–610, März 2001.
- [102] W. J. Hess, *Digitale Filter: Eine Einführung*. Springer-Verlag, 2013.
- [103] D. C. Ludois, J. K. Reed und G. Venkataramanan, „Hierarchical Control of Bridge-of-Bridge Multilevel Power Converters“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Bd. 57, Nr. 8, S. 2679–2690, Aug. 2010.
- [104] H. Fujita, S. Tominaga und H. Akagi, „Analysis and Design of a DC Voltage-Controlled Static VAR Compensator Using Quad-Series Voltage-Source Inverters“, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Bd. 32, Nr. 4, S. 970–978, Juli 1996.
- [105] XILINX INC., 2016, Zynq-7000 All Programmable SoC, Adresse: <https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/soc/zynq-7000.html> (besucht am 31. 10. 2016).

Lebenslauf

Name: Dennis Karwatzki
Geburtsdatum: 17.03.1986
Geburtsort: Mainz
Staatsangehörigkeit: deutsch
Familienstand: verheiratet

Schulbildung und Wehrdienst:

07/1992 - 07/2002 Grund- und Realschule in Ingelheim
07/2002 - 06/2005 Technisches Gymnasium in Mainz
07/2005 - 06/2006 Wehrpflicht

Studium:

10/2006 - 03/2012 Diplomstudiengang Elektrotechnik, Vertiefungsrichtung
Energietechnik, Technische Universität Kaiserslautern
seit 05/2012 Promotionsstudium Elektrotechnik, Leibniz Universität
Hannover

Praktika:

02/2011 - 05/2011 Praktikum bei der Haefely Test AG, Schweiz

Berufliche Laufbahn:

05/2012 - 04/2017 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für
Antriebssysteme und Leistungselektronik, Leibniz Universität
Hannover
08/2015 - 12/2015 Gastwissenschaftler am Center for Power Electronics
Systems, Virginia Tech, Blacksburg, USA
seit 07/2017 Entwicklungsingenieur, Siemens AG