

Systemanalyse und Regelung des Modularen Multilevel Matrix Umrichters als Antriebsumrichter

Zur Erlangung des akademischen Grades eines

DOKTOR-INGENIEURS

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

DISSERTATION

von
Dipl.-Ing. Felix Kammerer
geb. in: Schramberg

Tag der mündlichen Prüfung: 11. Februar 2016
Hauptreferent: Prof. Dr.-Ing. Michael Braun
Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt
(Universität der Bundeswehr München)

Vorwort

Liebe Leserinnen und Leser,

die Idee zur Untersuchung des Modularen Multilevel Matrix Umrichters für den Einsatz als Antriebsumrichter entstand im Jahr 2010 während meiner Tätigkeit als Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT). Aus ihr entwickelte sich in mehrjähriger Tätigkeit die vorliegende Arbeit, in der erstmalig ein universelles, ganzheitliches und von der Zellenzahl pro Zweig unabhängiges Regelungskonzept zur Speisung von Drehstrommaschinen grundlegend hergeleitet und experimentell validiert wird.

Bei der Durchführung der dafür notwendigen umfangreichen Untersuchungen konnte ich auf die vielfältige Unterstützung aus den unterschiedlichsten Bereichen zählen, für die ich mich an dieser Stelle recht herzlich bedanken möchte. Dies gilt besonders für Herrn Prof. Dr.-Ing. Michael Braun, der mir durch sein Vertrauen in mich und meine Tätigkeit vielfältige Freiräume und Gestaltungsmöglichkeiten bei der Durchführung dieser Arbeit ermöglicht hat. Hinzu kam seine fachliche, strategische und persönliche Unterstützung in allen Belangen von Forschung und Lehre, die maßgeblich zum Gelingen dieser Arbeit beigetragen hat.

Gleichermaßen bedanke ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Rainer Marquardt für das Interesse an meiner Forschung und die Übernahme des Korreferats. Für die Durchführung der Prüfung gilt mein Dank auch den weiteren Mitgliedern des Prüfungsausschusses Prof. Dr.-Ing. Marc Hiller, Prof. Dr.-Ing. habil. Gert F. Trommer und Prof. Dr. rer. nat. Bernhard Holzapfel.

Einen sehr großen Anteil am Gelingen dieser Arbeit haben auch meine Kollegen am ETI. Ich bedanke mich für die Unterstützung in allen fachlichen, strategischen und persönlichen Belangen und die stets freundschaftliche Atmosphäre.

Ganz besonders gilt dies für meine Zimmerkollegen Johannes Kolb und Mathias Schnarrenberger sowie für Mario Gommeringer und Dennis Bräckle. Die unzähligen technischen Diskussionen, die Hilfe beim Aufbau und der Inbetriebnahme des Prototyps und die zahlreichen gemeinsamen Veröffentlichungen haben maßgeblich zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen. Ein besonderer Dank gilt auch Thomas Lannert, Andreas Liske und Tobias Gemaßmer für die aufmunternden Gespräche und die Hilfe in regelungstechnischen Fragestellungen. Herrn Prof. Dr.-Ing. Helmut Späth (†2014) und Dr.-Ing. Klaus-Peter Becker danke ich für die zahlreichen Diskurse über die Raumzeigertheorie.

Für die Hilfe beim Aufbau des Prototyps bedanke ich mich bei allen Mitarbeitern der Werkstatt des ETI. Hervorzuheben sind hier die Leiter Erfried Berger, Klaus Schnürer und Andreas Maier sowie Helmut Strumberger, welcher für die Fertigung der zahlreichen Platinen verantwortlich war. Hinzu kommen die Studierenden, welche durch ihre Arbeiten zum Erfolg dieses Projekts beigetragen haben.

Für die Unterstützung bei der Finanzierung des Projekts bedanke ich mich bei der Deutschen Forschungsgemeinschaft (DFG), welche das Vorhaben als Sachbeihilfe gefördert hat.

Mein größter Dank gilt jedoch meiner Familie und meiner Freundin Yadira García für die Unterstützung und den Rückhalt in allen Belangen. Hinzu kommen alle Verwandten, Freunde und Bekannten, die mich stets auf meinem Weg begleitet haben.

Zum Abschluss bleibt mir nur noch, ihnen eine angenehme Lektüre meiner Arbeit zu wünschen. Ich hoffe, dass sie als Basis für weitere Forschungen und Entwicklungen auf dem Gebiet des Modularen Multilevel Matrix Umrichters dient. Über Rückmeldungen, Fragen und Anregungen freue ich mich sehr. Dazu können sie mich gerne unter felixkammerer@web.de kontaktieren.

Felix Kammerer

Karlsruhe, im Frühjahr 2016

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Ziele der Arbeit	3
1.2	Modulare Multilevel-Umrichter als Antriebsumrichter - Stand der Technik	3
1.2.1	Modularer Multilevel-Umrichter (MMC)	4
1.2.2	Hexverter	6
1.2.3	Modularer Multilevel Matrix Umrichter (M3C)	8
1.3	Gliederung der Arbeit	12
2	Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C)	15
2.1	Struktur und Vorteile des M3Cs	15
2.2	Aufbau und Modellierung der Zweige des M3Cs	19
2.3	Berechnung der transformierten Ersatzschaltbilder des M3Cs	24
2.4	Zusammensetzung der Zweigströme und Zweigspannungen	39
3	Analyse der Zweigleistungen	45
3.1	Transformation der Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen	46
3.1.1	Transformationsvorschrift für die Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen	46
3.1.2	Transformiertes Zweigmodell	54
3.1.3	Zusammensetzung der transformierten Komponenten der Zweigleistungen	56
3.2	Zweigleistungen im quasistationären Betrieb des M3Cs	66
3.2.1	Nullkomponente der Zweigleistungen	67
3.2.2	Vertikale und horizontale Komponenten der Zweigleistungen	68
3.2.3	Diagonale Zweigleistungskomponenten 1 und 2	71

3.2.4	Schlussfolgerungen für den quasistationären Betrieb des M3Cs	74
3.3	Erzeugung von Wirkleistungskomponenten zur Symmetrierung	75
3.3.1	Identifikation von Spannungs- und Stromkomponenten zur Symmetrierung	76
3.3.2	Systematische Auswahl von Spannungs- und Stromkomponenten zur Symmetrierung	82
3.3.3	Schlussfolgerungen Erzeugung von Wirkleistungskomponenten zur Symmetrierung	90
3.4	Reduktion des Energiehubs	91
3.4.1	Reduktion des Energiehubs bei niedrigen Ausgangskreisfrequenzen	92
3.4.2	Reduktion des Energiehubs bei ähnlichen Ein- und Ausgangskreisfrequenzen	96
3.4.3	Schlussfolgerungen Reduktion des Energiehubs	109
4	Regelung und Modulation des M3Cs	111
4.1	Unterlagerte Stromregelung	115
4.1.1	Regelung der Eingangsstromkomponenten	116
4.1.2	Regelung der Diagonalstromkomponenten	118
4.1.3	Regelung der Ausgangsstromkomponenten mit überlagerter Maschinenregelung	120
4.1.4	Begrenzung und Bildung der Zweigsollspannungskomponenten	122
4.2	Überlagerte Energie- und Symmetrieregulung	125
4.2.1	Energieregulung mit anschließender Berechnung des Wirkstromsollwerts	126
4.2.2	Symmetrieregulung	126
4.2.3	Auswahl und Berechnung der Sollwerte für die inneren Ströme und die Nullkomponente	130
4.2.4	Begrenzung der Zweigstromkomponenten	133
4.3	Modulation und Zellauswahl zur Zweigspannungsbildung	135
4.4	Schlussfolgerungen zur Regelung des M3Cs	138
5	Überlastfähigkeit des M3Cs	139
5.1	Berechnung des maximalen Ausgangsstroms	139
5.2	Berechnung des maximalen Energiehubs	144
5.3	Schlussfolgerungen zur Überlastfähigkeit des M3Cs	147

6	Versuchsaufbau des M3Cs für Niederspannung	149
6.1	Vorstellung des M3C-Prototyps	152
6.1.1	Aufbau und Funktion des Leistungsteils	153
6.1.2	Aufbau und Funktion der Signalverarbeitung	157
6.2	Schlussfolgerungen Versuchsaufbau des M3Cs für Niederspannung	161
7	Messungen am M3C-Prototyp	163
7.1	Vorstellung des quasistationären Betriebs des M3Cs	164
7.2	Experimenteller Nachweis der Überlastfähigkeit des M3Cs	173
7.3	Betrieb des M3Cs mit ähnlichen Frequenzen am Ein- und Ausgang	179
7.3.1	Quasistationärer Betrieb mit identischen Ein- und Ausgangsfrequenzen	180
7.3.2	Umschaltung der Symmetrierung bei ähnlichen Frequenzen am Ein- und Ausgang	187
7.4	Verhalten der Energie- und Symmetrieregung bei Störgrößensprüngen	194
7.5	Schlussfolgerungen zu den Messungen am M3C-Prototyp	199
8	Zusammenfassung	201
A	Anhang	205
A.1	Symbolverzeichnis	206
A.2	Abbildungsverzeichnis	211
A.3	Tabellenverzeichnis	219
A.4	Literatur	221

1

Einleitung

Zur Speisung von drehzahlvariablen Antrieben im Mittelspannungsbereich werden neben netzgeführten Direktumrichtern und selbstgeführten Drehstrombrückenschaltungen zunehmend Mehrpunktwechselrichter eingesetzt. Aufgrund ihrer Modularität, Skalierbarkeit und der hohen Spannungsqualität erscheint dabei auch die Modulare Multilevel-Umrichter-Familie für diese Anwendungen attraktiv. Für Antriebe mit Vierquadrantenbetrieb kommt dabei heutzutage eine zweistufige elektrische Energiewandlung zum Einsatz, bei der zwei gleichspannungsseitig gekoppelte Modulare Multilevel-Umrichter (MMC¹) in Brückenschaltung als Netz- bzw. Maschinenumrichter arbeiten. Der maschinenseitige MMC muss dabei zum Anfahren von Maschinen auch bis zur Drehzahl Null betrieben werden, was durch spezielle steuerungstechnische Eingriffe ermöglicht wird [1]. In diesem Bereich ist jedoch der Ausgangsstrom und damit das erreichbare Drehmoment eingeschränkt, so dass der MMC für langsam laufende Antriebe mit hohen Drehmomentanforderungen wenig geeignet erscheint. Als Alternative für diese Anwendungen wird in dieser Arbeit die einstufige elektrische Energiewandlung durch den in Matrixschaltung aufgebauten Modularen Multilevel Matrix Umrichter (M3C²) untersucht. Dieser ist in Abbildung 1.1 dargestellt und besteht aus neun Umrichterzweigen, die als Reihenschaltung aus N Zellen und einer Zweigdrossel L aufgebaut sind. Die Zellen wiederum

¹MMC = engl. Modular Multilevel Converter

²M3C = engl. Modular Multilevel Matrix Converter

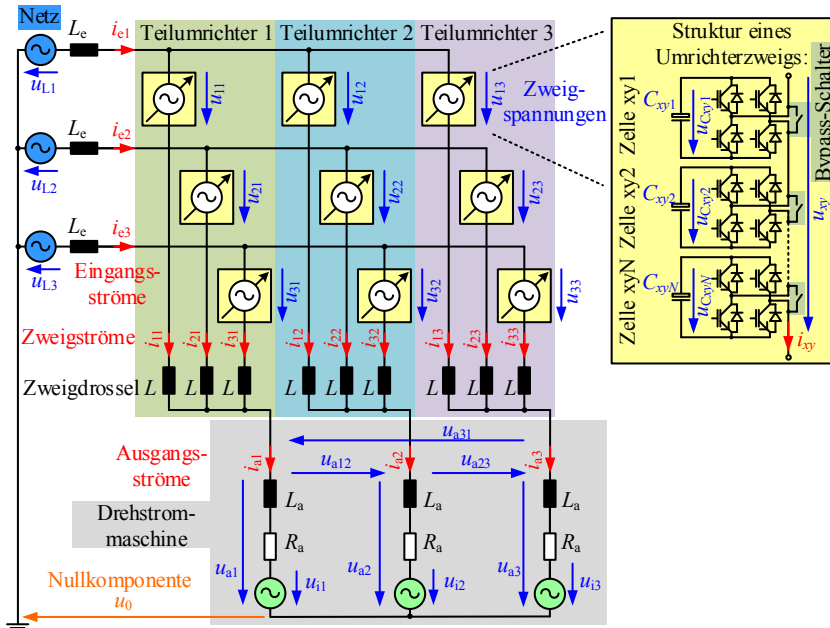


Abbildung 1.1: Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C) zur Speisung einer Drehstrommaschine. Die Zweige des Umrichters werden aus N wechsellspannungsseitig in Reihe geschalteten Zellen und einer Zweigdrossel L gebildet. Eine Zelle besteht aus einer Vollbrückenschaltung und einem Speicherkondensator C_{xyz} .

bestehen aus jeweils einer Vollbrückenschaltung und einem Speicherkondensator C_{xyz} . Mögliche Einsatzgebiete des M3Cs sind beispielsweise der Ersatz von netzgeführten Direktumrichtern in Erzmühlen oder Schachtförderanlagen, die Rotorkreispeisung von doppeltgespeisten Asynchronmaschinen oder getriebelelose Windkraftanlagen mit einem hochpoligen Synchrongenerator. Weiterhin ist ein Einsatz als Netzumrichter zur Bildung eines Niederfrequenzdrehspannungsnetzes zur Anbindung von Offshore-Windparks als Alternative zur Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) denkbar.

1.1 Ziele der Arbeit

In dieser Arbeit wird ein universelles und von der Zellenzahl pro Zweig N unabhängiges Steuerverfahren für den M3C hergeleitet und dessen Leistungsfähigkeit an einem selbst aufgebauten Laborprototypen mit fünf Zellen pro Zweig nachgewiesen. Das Steuerverfahren basiert auf einer transformierten Netzwerk- und Zweigleistungsanalyse des M3Cs und ermöglicht es, die gespeicherte Energie in den Kondensatoren der neun Umrichterzweige im zeitlichen Mittel konstant zu halten. Dies erlaubt auch den Betrieb des M3Cs an singulären Punkten bei Ausgangsfrequenz Null und bei betragsmäßig gleichen Eingangs- und Ausgangsfrequenzen. Zusätzlich ermöglicht das Steuerverfahren die getrennte Einstellung der jeweils benötigten Eingangs-, Ausgangs- und der inneren Ströme des M3Cs. Als Bindeglied zur Ansteuerung der Zellen dient ein Modulationsverfahren, welches die zur Spannungsbildung benötigten Zellen innerhalb der neun Zweige auswählt. Ziel ist es dabei, die neun Zweigspannungen möglichst exakt einzustellen und für eine Gleichverteilung der Kondensatorenergien innerhalb der neun Zweige zu sorgen.

Zusätzlich zum Steuerverfahren wird die Überlastfähigkeit des M3Cs vorgestellt. Diese besondere Eigenschaft ermöglicht erhöhte Ausgangsströme im Bereich niedriger Drehzahlen, wodurch erhöhte Anfahr Drehmomente von bis zu 200 % des Nennmoments zur Überwindung von Losbrechmomenten ohne die sonst übliche Überdimensionierung des Umrichters erreicht werden können.

1.2 Modulare Multilevel-Umrichter als Antriebsumrichter - Stand der Technik

Die Modulare Multilevel-Umrichter-Familie [2–6] ist in den letzten Jahren auf erhebliches Interesse in der Forschung und Industrie gestoßen. Aufgrund ihrer freien Skalierbarkeit in der Spannung, der strikten Modularität und ihrer hohen Spannungsqualität eignet sie sich insbesondere für Anwendungen im Mittel- und Hochspannungsbereich. Neben Anwendungen in der Energieversorgung [7, 8] kommt daher auch der Einsatz als Antriebsumrichter im Mittelspannungsbereich in Frage. Für dieses Anwendungsgebiet eignen sich grundsätzlich die folgenden Topologien der Modularen Multilevel-Umrichter-Familie:

- Der Modulare Multilevel-Umrichter (MMC) DC-3AC³ in „Back-to-Back“ Anordnung, siehe Abbildung 1.2 [1]. Der dazugehörige Stand der Technik wird in Abschnitt 1.2.1 vorgestellt.
- Der in Abbildung 1.3 dargestellte „Hexverter“ [9]. Er kann als um drei Zweige reduzierter M3C aufgefasst werden [10] und wird als Direktumrichter zwischen Netz und Maschine geschaltet. Sein Stand der Technik wird in Abschnitt 1.2.2 erläutert.
- Der in Abbildung 1.1 dargestellte Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C), welcher als Direktumrichter zwischen Maschine und Netz geschaltet wird. Auf den Stand der Technik des M3Cs wird in Abschnitt 1.2.3 detailliert eingegangen. Zusätzlich erfolgt dort eine Einordnung der eigenen Veröffentlichungen, die die Basis für die vorliegende Arbeit darstellen.

1.2.1 Modularer Multilevel-Umrichter (MMC)

Der Modulare Multilevel-Umrichter (MMC) wurde im Jahr 2002 von Marquardt et. al. [2] als Netzkupplungsumrichter für hohe Spannungen vorgestellt. Als Zellen werden dort Halbbrücken mit Speicherkondensator vorgeschlagen. In den folgenden Jahren wurde diese Topologie zunächst für den Einsatz in der Hochspannungsgleichstromübertragung (HGÜ) erforscht [7, 11, 12] und von der Firma Siemens zum Produkt entwickelt. Das erste kommerzielle Projekt ist das „Trans Bay Cable“ [8], welches 400 MW Übertragungsleistung für die Innenstadt von San Francisco zur Verfügung stellt.

Ab dem Jahr 2009 wurde der Forschungs- und Entwicklungsfokus auf den Einsatz als Antriebsumrichter im Mittelspannungsbereich ausgedehnt, siehe Abbildung 1.2 [13–15]. Dabei sollen die Vorteile der MMCs wie die hohe Spannungsqualität, die einfache Skalierbarkeit in der Spannung sowie die inhärente Redundanz auch in diesem Bereich genutzt werden [2, E1–E4].

Der frequenz- und amplitudenvariable Betrieb stellt dabei allerdings neue Anforderungen an die Regelung und Dimensionierung des MMCs. Der Energie- und damit der Spannungshub in den Zellkondensatoren ist ohne besondere Maßnahmen umgekehrt proportional zur Ausgangsfrequenz [2]. Deshalb müssen die zum Anfahren von Maschinen benötigten niedrigen Ausgangsfrequenzen gesondert betrachtet werden, um geeignete Steuerverfahren zu entwerfen. Durch die Nutzung eines höherfrequenten Spannungsnullsystems und dazu passend eingeregelter inneren Strömen kann die benötigte Kompensationsleistung erzeugt

³DC = Gleichspannung, 3AC = Drehspannung

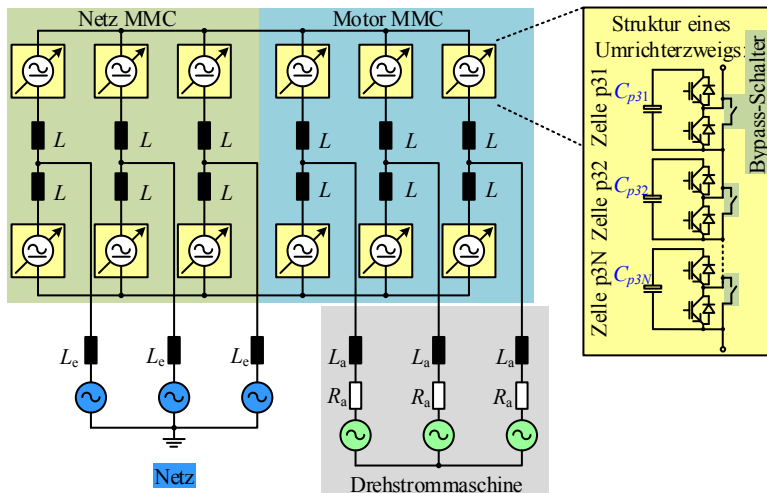


Abbildung 1.2: Gleichspannungsseitige Kopplung von zwei Modulen Multilevel-Umrichter (MMCs) zur Speisung einer Drehstrommaschine aus dem Drehspannungsnetz. Die Zweige des Umrichter werden aus N wechselfspannungsseitig in Reihe geschalteten Zellen und einer Zweigdrossel L gebildet. Eine Zelle besteht aus einer Halbbrückenschaltung und einem Speicherkondensator C_{xyz} .

werden, um die Energieschwankungen in den sechs Umrichterzweigen im zulässigen Rahmen zu halten [1, 16–18, E5–E7]. Damit können etwa 70 % des Nennmoments im Stillstand und 50 % des Nennmoments bei halber Eckdrehzahl erreicht werden, ohne den MMC überdimensionieren zu müssen [1]. Somit eignet sich der MMC beispielsweise für Lüfter- und Pumpenantriebe im Mittelspannungsbereich, die eine quadratische Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik aufweisen. Für Lasten mit konstanter Drehzahl-Drehmoment-Kennlinie steigen die Zweigströme bei niedrigen Drehzahlen aufgrund der inneren Ströme zur Energiehubreduktion stark an [19, E8]. Wegen der dann notwendigen Überdimensionierung wird der MMC daher als eher ungünstige Variante für Antriebe mit hohen Momentenanforderungen bei niedrigen Drehzahlen angesehen. Mittlerweile ist der MMC in Kombination mit einem Neutral-Point-Clamped-Umrichter [20] als Antriebslösung für den Mittelspannungsbereich von der Firma Siemens erhältlich [21]. Der MMC übernimmt dabei die transformatorlose

Einspeisung ins Mittelspannungsnetz oder kann z.B. auf Schiffen zur Inselnetz-bildung eingesetzt werden.

Auch im Niederspannungsbereich kann der MMC in Zukunft eine effiziente Alternative zu konventionellen Zwei- und Dreipunktumrichtern werden. So konnten bei einem Niederspannungsprototypen bei Verwendung von konventionellen Silizium MOSFETs⁴ Wirkungsgrade von 99 % erreicht werden [E9]. Ein mögliches Einsatzgebiet sind z.B. hocheffiziente universelle Drehspannungsquellen [E10], welche zur Emulation von elektrischen Maschinen und Netzen sowie zum Testen von elektrischen Komponenten verwendet werden können.

In den genannten Anwendungen können beim MMC zusätzlich Batterien als Energiespeicher auf Zellebene eingebunden werden [22]. Eine dazu passende Schaltung mit einem effizienten DC/DC Steller zur Entkopplung der Batterie- und Zellkondensatorspannung wird in [E11] präsentiert.

1.2.2 Hexverter

Der „Hexverter“ wurde im Jahr 2011 von Baruschka und Mertens vorgestellt [9, 23]. Er besteht nach Abbildung 1.3 aus sechs Umrichterzweigen, die zwischen das Netz und die Maschine geschaltet sind. In [9, 23–25] wird das Grundprinzip der Schaltung sowie auf die grundsätzliche Dimensionierung behandelt. Rechnerische Vergleiche mit dem MMC [9, 23–25] und M3C [25, 26] zeigen die Eignung des Hexverters zur Speisung von direktangetriebenen Windkraftanlagen mit Nominalfrequenzen im Bereich von 10 Hz bis 20 Hz. Die Anzahl der benötigten Zellen ist beim Hexverter im Vergleich zum MMC und M3C am geringsten, er benötigt aber die größte Schaltleistung für die berechnete Anwendung [25, 26].

In weiteren Veröffentlichungen wird auf die Regelung des Hexverters eingegangen. In [27] wird ein Stromzustandsregler für die Eingangströme, Ausgangsströme und den inneren Strom präsentiert und in [28] für den Betrieb bis zur Ausgangsfrequenz Null ergänzt. Die optimale Wahl des Spannungsnullsystems zur Reduzierung der installierten Schaltleistung wird in [29] berechnet. Das Spannungsnullsystem wird zusammen mit dem inneren Strom zur Erzeugung einer Kompensationsleistung für den symmetrischen Betrieb benötigt, sofern die Blindleistungen auf beiden Seiten des Umrichters unterschiedlich sind [29]. In [30, 31] wird ein alternatives Regelkonzept untersucht, welches aus einem unterlagerten Proportional-Resonanz-Zweigstromregler mit überlagerten Kondensa-

⁴ engl. MOSFET = metal-oxide-semiconductor field-effect transistor, Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor

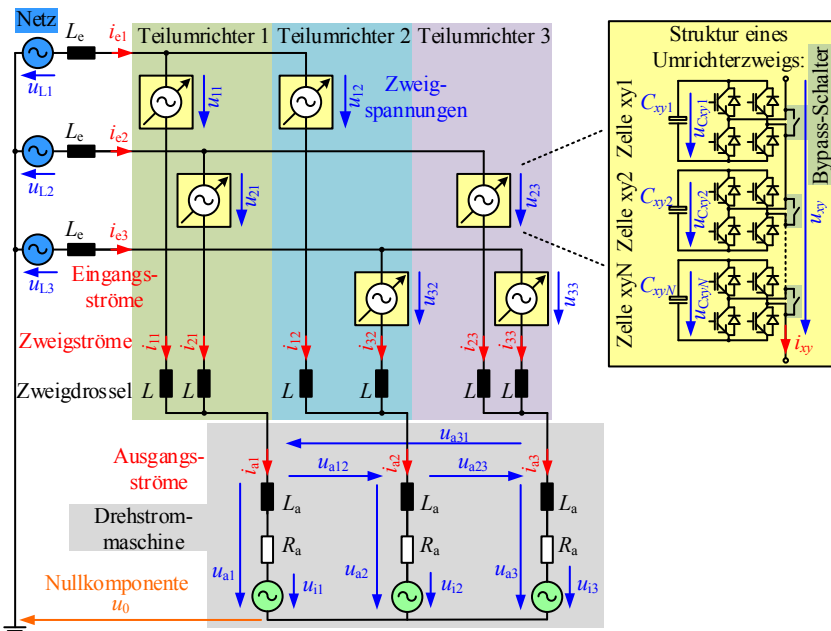


Abbildung 1.3: Hexverter dargestellt als reduzierter M3C [10]. Er entsteht aus dem M3C durch entfernen von drei Umrichterzweigen auf einer Diagonalen, vergleiche hierzu Abbildung 1.1. Die Zweige des Umrichters werden aus N wechselspannungsseitig in Reihe geschalteten Zellen und einer Zweigdrossel L gebildet. Eine Zelle besteht aus einer Vollbrückenschaltung und einem Speicherkondensator C_{xyz} .

torspannungsregler besteht. [32] zeigt die Vorteile der magnetischen Kopplung der Zweigdrosseln, welche dann nur noch für den inneren Strom wirksam sind und deshalb bedeutend kleiner gebaut werden können.

Der Hexverter kann neben der eigenständigen Betrachtung auch als reduzierter M3C aufgefasst werden [10]. Er entsteht aus dem M3C durch entfernen von drei Umrichterzweigen auf einer Diagonalen, siehe Abbildung 1.3. Insgesamt sind sechs verschiedene Hexverter Varianten aus dem M3C möglich, die beispielsweise für einen Notbetrieb beim Ausfall ganzer Zweige benutzt werden können [10]. Nachteilig ist die stark eingeschränkte Leistungsfähigkeit des M3Cs im Hexverter Betrieb aufgrund der höheren Zweigstrombelastung und des größeren Energiehubs [10].

1.2.3 Modularer Multilevel Matrix Umrichter (M3C)

Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C) wurde im Jahr 2001 von Al-Naseem und Erickson mit zwei Zellen pro Zweig für den Einsatz in Windkraftanlagen präsentiert [33]. Abbildung 1.4 zeigt die ursprüngliche Schaltungsausführung ohne Zweigdrosseln. Die neun Zweige arbeiten als einstellbare Spannungsquellen, so dass zur Vermeidung von Kurzschlüssen und Unterbrechungen der Ein- und Ausgangsströme immer genau 5 Zweige stromführend sein müssen. Für einen M3C mit einer Zelle pro Zweig ergeben sich damit insgesamt $3^9 = 19683$ mögliche Schaltzustände [33], wobei deren Anzahl bei höherer Zellenzahl stark ansteigt. Geeignete auf der Raumzeigermodulation basierende Regelverfahren wurden zuerst in [34–36] vorgestellt und in einen Laborprototypen mit einer Zelle pro Zweig experimentell erprobt. Neuere Weiterentwicklungen des Regelverfahrens aus den Jahren 2013 bis 2015 konnten den hohen Berechnungsaufwand teilweise reduzieren [37–44] und lassen M3Cs mit bis zu vier Zellen pro Zweig möglich erscheinen. Problematisch ist jedoch weiterhin die Kommutierung der Zweigströme, welche in den Prototypen mit einer bzw. zwei Zellen pro Zweig zusätzliche Zweigdrosseln zur Begrenzung der Spitzenströme erfordern [37–41]. Der M3C ohne Zweigdrosseln nach Abbildung 1.4 wird daher in dieser Arbeit aufgrund der genannten Limitierungen nicht weiter verfolgt. 2009 wird der M3C mit Zweigdrosseln nach Abbildung 1.1 vorgestellt [45]. Die Zweige (=einstellbare Spannungsquelle) arbeiten hier zusammen mit den Zweigdrosseln als einstellbare Stromquelle. Dies ermöglicht neun kontinuierlich fließende Zweigströme und vermeidet damit Kommutierungsprobleme zwischen den Zweigen grundsätzlich. In [46] wird das Verfahren mit einem Ansatz zur Balancierung der Zweigkondensatorspannungen ergänzt, welches neun interne Gleichströme und eine Kostenfunktion verwendet. Ein weiterer Ansatz wird in [47] gezeigt. Er besteht aus einer Zweigstromregelung für jeden der neun Zweige. Dieser sind zwei Spannungsregler zur Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen und zur Regelung der Ausgangsspannung überlagert. In [48] wird auf die Dimensionierung des M3Cs und die Grundzüge eines Steuerverfahrens für langsamlaufende Hochleistungsantriebe eingegangen. [49] beschreibt die Möglichkeiten zur Integration von Bremswiderständen in den M3C.

Auf Grundlage dieser zitierten Ansätze hat der Autor dieser Arbeit im Jahr 2011 damit begonnen, ein Gesamtkonzept zur Steuerung und Regelung des M3Cs zu entwerfen und in einem Laborprototypen mit fünf Zellen pro Zweig experimentell umzusetzen. Die Finanzierung des Projekts erfolgte zum größten Teil durch

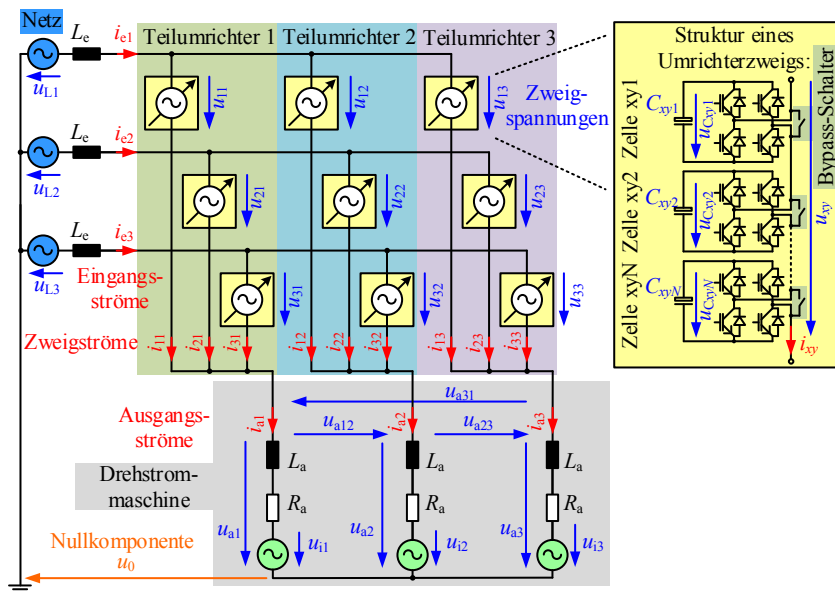


Abbildung 1.4: Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C) ohne Zweigdrosseln zur Speisung einer Drehstrommaschine, wie er im Jahr 2001 von Al-Naseem und Erickson mit zwei Zellen pro Zweig für den Einsatz in Windkraftanlagen vorgestellt wurde [33].

das von der DFG⁵ geförderte Forschungsvorhaben „Systemanalyse und optimale Betriebsführung der Modulare Multilevel-Matrix-Umrichters (MMC) als Antriebsumrichter“. Die im Rahmen der Forschungsarbeit entstandenen eigenen Veröffentlichungen der Jahre 2011 bis 2015 dienen dabei als Basis für die vorliegende Arbeit und behandeln die folgenden Themengebiete:

- Erstmalige Vorstellung des M3Cs mit gekoppelten dreiphasigen z-Wicklungs-drosseln [E12, E13], siehe Abbildung 1.5. Mit dieser Lösung kann der Aufwand für die Zweigdrosseln L des M3Cs deutlich reduziert werden.
- Präsentation einer Theorie zur dreistufigen Transformation der Zweigleistungen des M3Cs [E14]. Diese ermöglicht eine einfache Identifizierung von Spannungs- und Stromkomponenten zur Erzeugung der für die Symmetrierung der Zweigenergien notwendigen Leistungskomponenten.

⁵DFG = Deutsche Forschungsgemeinschaft

- Kaskadierte Regelung des M3Cs mit überlagerter transformierter Symmetrierung der Zweigenenergien und entkoppelter unterlagerter Stromregelung [E12, E14, E15].
- Zellauswahl und Symmetrierung der in den Zellen gespeicherten Energien innerhalb der neun Zweige des M3Cs [E12].
- Erstmalige Beschreibung der inhärent vorhandenen Überlastfähigkeit des M3Cs und deren Nutzbarkeit für langsamlaufende Hochleistungsantriebe [E16, E17].
- Erläuterung der Vorteile des M3Cs zur Speisung des Rotorkreises von doppeltgespeisten Asynchronmaschinen [E18, E19].
- Experimenteller Nachweis der Leistungsfähigkeit des M3Cs [E14, E16, E17] mit dem Rahmen des Projekts aufgebauten Prototyps mit 5 Zellen pro Zweig [E17].

Neben den eigenen Veröffentlichungen wurden im Rahmen des Projekts mehrere studentische Arbeiten betreut. Diese beschäftigten sich mit Teilaspekten des Forschungsprojekts wie der Simulation des M3Cs [S1, S2], dem Aufbau des Prototyps [S3–S5] und der programmiertechnischen Umsetzung der entwickelten Regel- und Modulationsverfahren [S4–S6].

In den Jahren 2012 bis 2015 sind weitere Veröffentlichungen über den M3C entstanden. In [50] wird ein kaskadiertes Regelverfahren und die Reduktion des Energiehubs bei niedrigen Frequenzen beschrieben. [51] ergänzt das Regelverfahren um die Reduktion des Energiehubs bei ähnlichen Frequenzen am Ein- und Ausgang des M3Cs. [52] erläutert die Symmetrierung der Zweigenenergien unter Benutzung von transformierten Leistungskomponenten. Messungen an einem Prototypen mit vier Zellen pro Zweig zeigen die Leistungsfähigkeit des M3Cs zur Speisung von passiven Lasten [51, 52], Asynchronmaschinen [53–57] und permanentmagneterregten Synchronmaschinen [57]. Die Messungen werden in [58] mit einem experimentellen Vergleich des MMCs und des M3Cs für Motoranwendungen ergänzt.

In [59] wird eine direkte Leistungsregelung für den M3C samt entsprechender Simulationsergebnisse beschrieben. [60–62] stellen die Regelung und Symmetrierung der Zweigenenergien der drei Teilumrichter des M3Cs mit einem Gegenstrom vor. Messergebnisse mit einer Zelle pro Zweig [60] und drei Zellen pro Zweig [61, 62] zeigen den Betrieb an passiven Lasten. In [63, 64] werden modellprädiktive Regelungen für den M3C vorgeschlagen und simulativ mit 3 Zellen pro Zweig [63] bzw. 5 Zellen pro Zweig [64] untersucht. [65] vergleicht

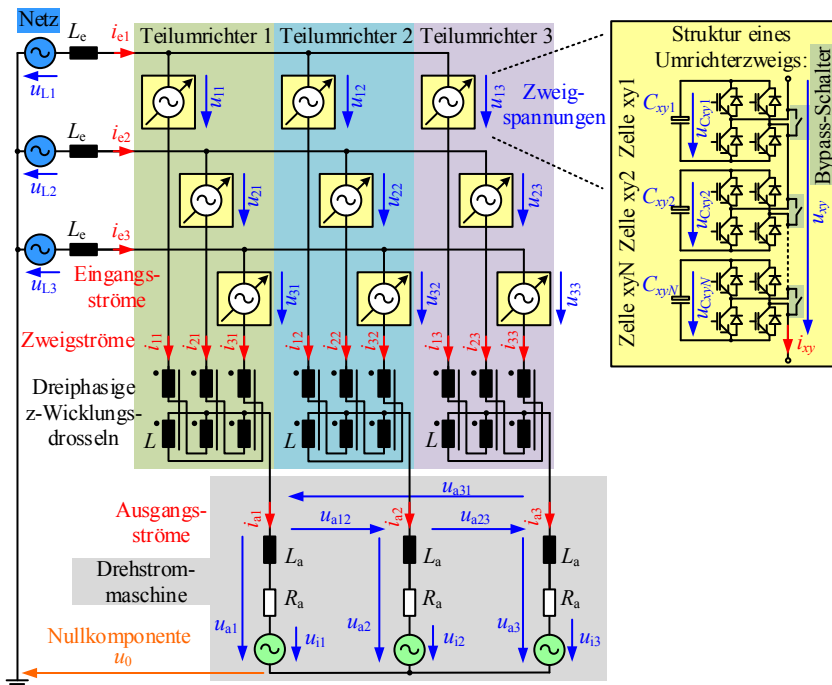


Abbildung 1.5: Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C) mit einer dreiphasigen z-Wicklungs-drossel pro Teilumrichter zur Speisung einer Drehstrommaschine [E12, E13].

die Dimensionierung des M3Cs mit dem MMC und dem Hexverter für die Speisung von Lasten mit verschiedenen Ausgangsfrequenzen.

In [10, 66, 67] werden M3C-Regelungen im Zustandsraum vorgestellt und simulativ untersucht. Zusätzlich erläutert [10] den Hexverter-(Not-)Betrieb des M3Cs mit sechs Zweigen. In [68] wird der Einsatz des M3Cs als Umrichter zur Anbindung von Niederfrequenzdrehspannungsnetzen an das öffentliche Netz beschrieben. Niederfrequenzdrehspannungsnetze können beispielsweise anstelle einer HGÜ zur Anbindung von Offshore-Windparks eingesetzt werden [69]. In [70, 71] wird die Eignung des M3Cs für den Einsatz in Windkraftanlagen untersucht. Schwerpunkte sind dabei die Optimierung des Betriebs mit ausgefallenen Zellen [70] und die Simulation von Netzfehlern [71], die zur Erfüllung der Netzanschlussbedingungen vom M3C beherrscht werden müssen.

Die weitere Einordnung und Diskussion der genannten Quellen erfolgt themenbezogen in den jeweiligen Kapiteln dieser Arbeit.

1.3 Gliederung der Arbeit

Abbildung 1.6 zeigt die Gliederung dieser Arbeit. In Kapitel 2 wird zunächst der Aufbau des M3Cs und der dazugehörigen Umrichterzweige erklärt. Anschließend werden die Maschengleichungen des Schaltbildes nach Abbildung 1.5 transformiert, um neun unabhängige Ersatzschaltbilder für die getrennte Regelung der Eingangs-, Ausgangs- und inneren Ströme zu berechnen. Zusätzlich wird die Zusammensetzung der Zweigströme und Zweigspannungen aus den transformierten Komponenten angegeben. Kapitel 2 dient dann als Basis für die in Kapitel 3 gezeigte Analyse der Zweigleistungen und den in Kapitel 4 vorgestellten Entwurf der unterlagerten Stromregelung sowie zur Erläuterung der Überlastfähigkeit des M3Cs in Kapitel 5.

In Kapitel 3 werden die Zweigleistungen des M3Cs transformiert und systematisch analysiert, um die im quasistationären Betrieb auftretenden Leistungskomponenten zu beschreiben. Zusätzlich werden die zu erwartenden Energieschwankungen in den neun Zweigen berechnet. Anschließend wird untersucht, wie zusätzliche Wirkleistungs- und Blindleistungskomponenten durch die verschiedenen Strom- und Spannungskomponenten erzeugt werden können. Dies dient als Basis für die in Kapitel 4 gezeigte Auslegung der überlagerten Energie- und Symmetrieregulation und zur Reduktion des Energiehubs nahe der singulären Punkte.

Das in dieser Arbeit entworfene kaskadierte Regelungskonzept für den M3C wird in Kapitel 4 vorgestellt. Es beinhaltet eine unterlagerte Stromregelung, die die Eingangs-, Ausgangs- und inneren Ströme getrennt einstellen kann. Die überlagerte Energieregulation sorgt für die Gleichverteilung der in den neun Zweigen gespeicherten Energien im gesamten Betriebsbereich. Dies beinhaltet auch den Betrieb bei Ausgangsfrequenz Null und bei betragsmäßig gleichen Eingangs- und Ausgangsfrequenzen. Zusätzlich wird in Kapitel 4 auf die Ansteuerung der Zellen und die Symmetrierung innerhalb eines Zweiges eingegangen, so dass das kaskadierte Regelungskonzept für M3Cs mit beliebigen Zellenzahlen eingesetzt werden kann.

In Kapitel 5 wird die Überlastfähigkeit des M3Cs bei niedrigen Drehzahlen erklärt. Dabei wird zunächst der im jeweiligen Betriebspunkt maximal erreichbare Ausgangsstrom berechnet, welcher das erreichbare Drehmoment der angeschlossenen Maschine bestimmt. Zusätzlich wird auf die resultierende Zusam-

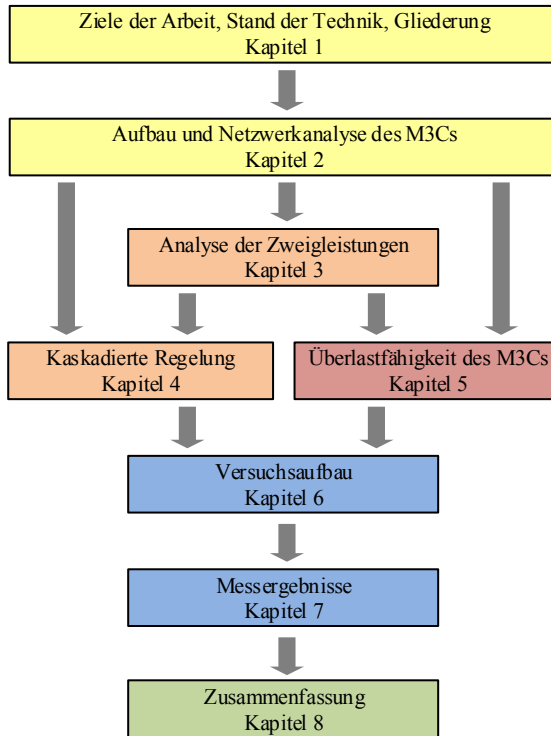


Abbildung 1.6: Gliederung dieser Arbeit mit den dazugehörigen Kapitelnummern. Die Pfeile zeigen die wesentlichen Abhängigkeiten der einzelnen Kapitel.

menetzung der Zweigströme und deren Auswirkungen auf die Zellkondensatoren eingegangen.

Der im Rahmen der Arbeit aufgebaute Niederspannungsprototyp mit 5 Zellen pro Zweig wird in Kapitel 6 vorgestellt. Er dient zur experimentellen Überprüfung des in Kapitel 4 vorgestellten Regelverfahrens und der in Kapitel 5 vorgestellten Überlastfähigkeit. Die korrespondierenden Messergebnisse und ihre Einordnung werden in Kapitel 7 dargestellt. Der M3C speist dabei alternativ zwei unterschiedliche feldorientiert geregelte Asynchronmaschinen, welche von jeweils einer mechanisch gekoppelten Gleichstrommaschine belastet werden. Dadurch sind stationäre und dynamische Messungen im gesamten für Antriebsrichter benötigten Betriebsbereich möglich.

Die Gesamteinordnung und Diskussion der erreichten Ergebnisse dieser Arbeit erfolgt in der Zusammenfassung in Kapitel 8.

2

Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C)

In diesem Kapitel wird der Aufbau und die Grundfunktionalität des Modularen Multilevel Matrix Umrichters (M3C) erläutert. Ausgehend von der Beschreibung der Schaltungsstruktur werden die Anforderungen an die neun Umrichterzweige hergeleitet. Anschließend erfolgt die detaillierte Betrachtung und Modellierung der Zellen und ihre Verschaltung zum Zweig. Zur gezielten Stromeinprägung mithilfe der Zweigdrosseln werden die Gleichungen des Schaltungsnetzwerks des M3Cs transformiert. Die daraus gewonnenen Ersatzschaltbilder ermöglichen die getrennte Regelung der Eingangs-, Ausgangs- und der inneren Ströme und die Berechnung der dafür erforderlichen Zusammensetzung der neun Zweigspannungen. Kapitel 2 dient dann als Basis für die in Kapitel 3 vorgestellte Analyse der Zweigleistungen. Außerdem werden die Ergebnisse für die in Kapitel 4 gezeigte Auslegung der kaskadierten Regelungsstruktur und die in Kapitel 5 beschriebene Überlastfähigkeit des M3Cs verwendet.

2.1 Struktur und Vorteile des M3Cs

Abbildung 2.1 zeigt das Gesamtsystem bestehend aus dem dreiphasigen Netz, dem Modularen Multilevel Matrix Umrichter (M3C) und der Drehstrommaschi-

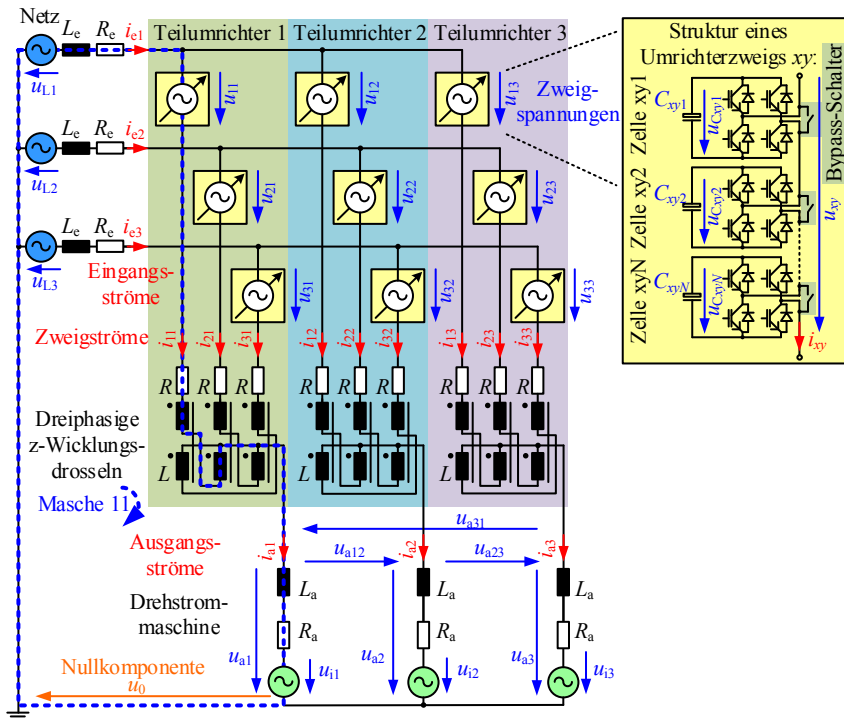


Abbildung 2.1: Für die nachfolgenden Berechnungen benutzter Schaltplan des M3Cs mit dreiphasigen z-Wicklungs-drosseln L . In gestricheltem blau ist die Masche 11 eingezeichnet.

ne. Als Bezugspotential für die Spannungen wird der Sternpunkt des dreiphasigen Netzes auf der Eingangsseite gewählt. Die „Netzspannungen“ u_{1x} und „Eingangsströme“ i_{ex} werden entsprechend der drei Phasen des Netzes $x \in \{1,2,3\}$ durchnummeriert. Der M3C wird über optionale Netzdrosseln mit der Induktivität L_e an das dreiphasige Netz angebunden. Sie können konstruktiv als drei Einzeldrosseln oder als Drehstromdrossel ausgeführt werden. Ohmsche Widerstände in den Zuleitungen und der Netzdrossel werden mit dem Eingangswiderstand R_e modelliert.

Die vom M3C erzeugten „Ausgangsspannungen“ u_{ay} und die dazugehörigen „Ausgangsströme“ i_{ay} werden ebenfalls entsprechend der drei Phasen der Drehstrommaschine $y \in \{1,2,3\}$ durchnummeriert. Die Drehstrommaschine als Last

wird als ohmsch-induktive Impedanz mit dem Widerstand R_a , der Induktivität L_a und einer inneren Spannung u_{iy} modelliert. Die Spannung u_0 tritt als Nullkomponente des M3Cs und der beiden beteiligten Drehspannungssysteme zwischen den Sternpunkten von Netz und Maschine auf.

Der M3C besteht gemäß Abbildung 2.1 aus neun Zweigen xy und drei dreiphasigen z -Wicklungsdröseln L [E12, E13]. In den zusätzlich eingezeichneten Zweigwiderständen R werden die ohmschen Widerstände der dreiphasigen z -Wicklungsdröseln L und der Zweige xy zusammengefasst. Jeweils drei Zweige $x1$, $x2$ oder $x3$ und eine dreiphasige z -Wicklungsdrösel L werden als Teilumrichter 1, 2 oder 3 bezeichnet und verbinden die Phasen des Netzes x mit der entsprechenden Phase der angeschlossenen Maschine 1, 2 oder 3. Alternativ zu den drei dreiphasigen z -Wicklungsdröseln L können auch neun einzeln ausgeführte Zweigdröseln L nach Abbildung 1.1 verwendet werden [45]. In [54] wird zudem vorgeschlagen, neun gekoppelte Dröseln zu verwenden, die elektrisch gemäß Abbildung 2.1 verschaltet sind.

Die Zweige werden gemäß Abbildung 2.1 als einstellbare Spannungsquellen mit der erzeugten Zweigspannung u_{xy} modelliert, die entsprechend der beteiligten Eingangs- und Ausgangsphasen nummeriert werden. Zusammen mit den Zweigdröseln L können dann gezielt Ströme in den Zweigen eingepreßt werden, um ein Stromquellenverhalten in den neun Zweigen zu erreichen [45].

Die erforderlichen Zweigspannungen u_{xy} können durch Auswertung der Maschengleichungen, wie sie beispielhaft für die Masche 11 in Abbildung 2.1 eingezeichnet ist, berechnet werden. Unter Vernachlässigung aller ohmschen und induktiven Spannungsabfälle ergibt sich näherungsweise:

$$u_{xy} \approx +u_{Lx} - u_{ay} - u_0 \quad (2.1)$$

Da sowohl auf der Eingangs- als auch auf der Ausgangsseite des M3Cs Wechselspannungen anliegen bzw. gebildet werden müssen, muss der Zweig nach (2.1) in der Lage sein, beide Polaritäten der Zweigspannung u_{xy} zu bilden. Deshalb kommen für den Aufbau der Zweige beim M3C Vollbrücken zu Einsatz, siehe Abbildung 2.1 [4, 33, 45]. Ein Zweig wird dann aus N wechsellspannungsseitig in Reihe geschalteten Zellen ($N = \text{Anzahl der Zellen pro Zweig}$, $N \in \{\mathbb{N} | N \geq 1\}$) gebildet, die mit der Zellnummer xyz , $z \in \{\mathbb{N} | 1 \leq z \leq N\}$ durchnummeriert werden. Die Zellen selbst bestehen aus einer Vollbrücke mit vier Transistoren, den dazugehörigen antiparallelen Dioden und einem Speicherkondensator C_{xyz} , siehe Abbildung 2.1 und Abbildung 2.2.

Die Reihenschaltung identischer Zellen zu den neun Zweigen erlaubt es, die von MMCs bekannten Vorteile auch für den M3C zu nutzen [1, 2, E1]:

- Der Einsatz identischer Zellen ermöglicht den flexiblen Aufbau des M3Cs. Die für eine Serienfertigung günstigen höheren Stückzahlen aufgrund von Gleichteilen können einfach erreicht werden.
- Die Reihenschaltung der Zellen erlaubt eine freie Skalierbarkeit in der Stufenzahl sowie der Spannung und damit in der Leistung.
- Zur Erhöhung der Verfügbarkeit des M3Cs können zusätzliche Bypass-Schalter eingebaut werden, siehe Abbildung 2.1 und Abbildung 2.2a). Diese können defekte Zellen überbrücken und erlauben den Weiterbetrieb mit reduzierter maximaler Zweigspannung $u_{xy,max}$. Die daraus resultierende verringerte Ausgangsspannung u_{ay} kann optional durch zusätzliche Zellen als Redundanz ausgeglichen werden.
- Hoch- und Mittelspannungs-M3Cs können aufgrund der Reihenschaltung der Zellen mit Bauteilen niedriger Spannungsklassen aufgebaut werden. Die sichere Spannungsaufteilung an den Halbleiterschaltern wird durch die Zellkondensatoren C_{xyz} gewährleistet und macht eine direkte Reihenschaltungen von Halbleitern entbehrlich.
- Die Zellen besitzen im Vergleich zum „Series Cell Inverter“ [72, 73] keine aufwändige potentialgetrennte Einspeisung mit einem Spezialtransformator.
- Der M3C liefert bei höheren Zellenzahlen pro Zweig N nahezu sinusförmige Eingangs- und Ausgangsspannungen mit geringen Oberschwingungsanteilen. Dies ermöglicht z.B. längere Motorzuleitungen und macht zusätzliche Filter- und Schirmungsmaßnahmen zur Reduktion von Oberschwingungen am Ein- und Ausgang entbehrlich.
- Die taktfrequenten Anteile der Ausgangsspannungen u_{ay} und der Nullspannung u_0 sind sehr niedrig. Dies sorgt für geringe kapazitive Ableit- und Lagerströme in der angeschlossenen Maschine.
- Die mittlere Schaltfrequenz der Halbleiter ist bedeutend niedriger als die resultierende Schaltfrequenz für die Ein- und Ausgangsspannungen. Dies ermöglicht eine Verringerung der Schaltverluste und höhere Grundfrequenzen ohne Erhöhung der Schaltfrequenzen der Halbleiter.
- Die Eigenbedarfsversorgung der Zellen kann aufwandsarm mithilfe eines Netzteils aus dem lokalen Zellkondensator C_{xyz} erfolgen. Die technische Realisierung im aufgebauten M3C Prototyp wird in Kapitel 6 vorgestellt.

Zur Nutzung der genannten Vorteile des M3Cs ist es erforderlich, die Zweigströme i_{xy} und die Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ regeln zu können. Im folgenden Abschnitt wird daher zunächst ein detailliertes Streckenmodell der Zweige hergeleitet. In Abschnitt 2.3 werden anschließend die Maschengleichungen des Schaltbilds nach Abbildung 2.1 analysiert und geeignete Ersatzschaltbilder für die getrennte Regelung der Eingangs-, Ausgangs- und inneren Ströme des M3Cs berechnet. Abschließend wird in Abschnitt 2.4 die sich Zusammensetzung der Zweigströme i_{xy} und der Zweigspannungen u_{xy} aus den einzelnen in Abschnitt 2.3 berechneten Komponenten angegeben.

2.2 Aufbau und Modellierung der Zweige des M3Cs

In diesem Abschnitt wird der Aufbau und die regelungstechnische Modellierung der Zweige beschrieben, wie sie bereits in ähnlicher Form für MMCs mit Halbbrücken durchgeführt wurde [1, 11]. Im ersten Schritt wird dazu der Aufbau und die Funktion der einzelnen Zelle als Grundelement der Zweige erklärt.

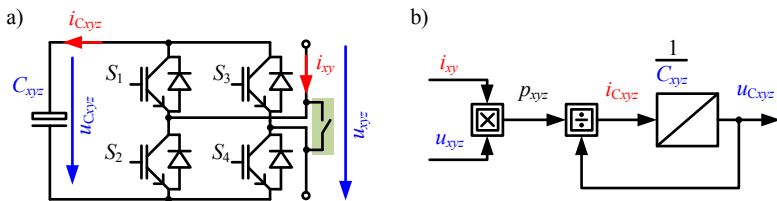


Abbildung 2.2: a) Schaltplan einer Zelle xyz mit optionalen Bypass-Schalter (grün hinterlegt), b) Streckenmodell der Zelle xyz .

Abbildung 2.2a) zeigt den Schaltplan einer Zelle xyz . Sie besteht aus einer Vollbrückenschaltung mit vier Halbleiterschaltern S_1 - S_4 und den dazu antiparallel geschalteten Dioden und dem Speicherkondensator C_{xyz} . Zusätzlich wird für den realen Aufbau noch eine zusätzliche Zellelektronik zur Ansteuerung der Halbleiterschalter und zur Messung der Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ benötigt, was in Kapitel 6 erklärt wird. Durch Schalten der Halbleiterschalter gemäß Tabelle

Schaltzustand	Schalterstellung	Klemmenspannung u_{xyz}	Zelleistung P_{xyz}
positiv $a_{xyz} = +1$	$S_1 = 1, S_3 = 0$ $S_2 = 0, S_4 = 1$	$+u_{C_{xyz}}$	> 0 für $i_{xy} > 0$, aufladen < 0 für $i_{xy} < 0$, entladen
negativ $a_{xyz} = -1$	$S_1 = 0, S_3 = 1$ $S_2 = 1, S_4 = 0$	$-u_{C_{xyz}}$	< 0 für $i_{xy} > 0$, entladen > 0 für $i_{xy} < 0$, aufladen
null $a_{xyz} = 0$	$S_1 = 1, S_3 = 1$ $S_2 = 0, S_4 = 0$	0	0
null $a_{xyz} = 0$	$S_1 = 0, S_3 = 0$ $S_2 = 1, S_4 = 1$	0	0
passiv	$S_1 = 0, S_3 = 0$ $S_2 = 0, S_4 = 0$	$+u_{C_{xyz}}$ für $i_{xy} > 0$ $-u_{C_{xyz}}$ für $i_{xy} < 0$	> 0 , aufladen

Tabelle 2.1: Die möglichen Schaltzustände einer als Vollbrücke ausgeführten Zelle.

2.1 kann die Zellspannung u_{xyz} in Abhängigkeit vom Schaltzustand a_{xyz} und der Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ gebildet werden [1]:

$$u_{xyz} = a_{xyz} \cdot u_{C_{xyz}}, \quad a_{xyz} = \begin{cases} +1 & \text{positiv} \\ 0 & \text{null} \\ -1 & \text{negativ} \end{cases} \quad (2.2)$$

Der Schaltzustand „null“ kann dabei durch zwei äquivalente Schalterstellungen gebildet werden, was zur gleichmäßigen Verteilung von Schalt- und Durchlassverlusten benutzt wird. Der Schaltzustand „passiv“ wird im Normalbetrieb nicht benötigt. Er wird zum passiven Vorladen der Zellen über die antiparallelen Dioden und zur sicheren Schutzabschaltung des M3Cs im Fehlerfall eingesetzt. Für den Zellkondensatorstrom $i_{C_{xyz}}$ folgt in Abhängigkeit vom Schaltzustand a_{xyz} und des Zweigstroms i_{xy} [1, 11]:

$$i_{C_{xyz}} = a_{xyz} \cdot i_{xy}, \quad a_{xyz} = \begin{cases} +1 & \text{positiv} \\ 0 & \text{null} \\ -1 & \text{negativ} \end{cases} \quad (2.3)$$

Nachfolgend wird davon ausgegangen, dass die Schaltzustände „positiv“, „null“ und „negativ“ abwechselnd durch die Benutzung einer Pulsbreitenmodula-

tion (PWM)¹ hochfrequent umgeschaltet werden können. Damit kann eine Zelle einen mittleren Aussteuergrad im Bereich von $-1 \leq a_{xyz} \leq +1$ einstellen, wodurch sich nach (2.2) eine mittlere Zellspannung im Bereich von $-u_{C_{xyz}} \leq u_{xyz} \leq +u_{C_{xyz}}$ bilden lässt. Für den mittleren Zellkondensatorstrom folgt nach (2.3), dass er sich abhängig von mittleren Aussteuergrad im Bereich von $-i_{xy} \leq i_{C_{xy}} \leq +i_{xy}$ bewegt.

Mit der umgesetzten Zelleistung $p_{xyz} = u_{xyz} \cdot i_{xy}$ und der allgemeinen Differentialgleichung des Kondensators $\dot{u}_{C_{xyz}} = \frac{1}{C_{xyz}} \cdot i_{C_{xyz}}$ ergibt sich damit die resultierende Zellkondensatorspannungsänderung $\dot{u}_{C_{xyz}}$ [1] zu:

$$\dot{u}_{C_{xyz}} = \frac{1}{C_{xyz}} \cdot i_{C_{xyz}} = \frac{1}{C_{xyz}} \cdot a_{xyz} \cdot i_{xy} = \frac{1}{C_{xyz}} \cdot \frac{u_{xyz}}{u_{C_{xyz}}} \cdot i_{xy} = \frac{1}{C_{xyz}} \cdot \frac{p_{xyz}}{u_{C_{xyz}}} \quad (2.4)$$

Abbildung 2.2b) zeigt das zu (2.4) gehörende Streckenmodell einer Zelle. Man sieht, dass die Zellkondensatorspannungsänderung $\dot{u}_{C_{xyz}}$ proportional zur aktuell umgesetzten Zelleistung p_{xyz} ist. Dies muss bei der Ansteuerung der Zelle und der Auswahl der Schaltzustände berücksichtigt werden.

Nachfolgend wird von der Modellierung einer einzelnen Zelle auf den Zweig mit N in Reihe geschalteten Zellen übergegangen. Die durch N Zellen gebildete Zweigspannung u_{xy} kann als Summe der einzelnen Zellspannungen u_{xyz} eines Zweiges xy berechnet werden:

$$u_{xy} = \sum_{z=1}^N u_{xyz} \quad (2.5)$$

Die Summe der Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ eines Zweiges wird als „Zweigkondensatorspannung“ $u_{C_{xy}}$ bezeichnet [1]:

$$u_{C_{xy}} = \sum_{z=1}^N u_{C_{xyz}} \quad (2.6)$$

Durch das Schalten der Zellen eines Zweiges kann eine Zweigspannung u_{xy} mit $2N + 1$ diskreten Spannungsstufen erzeugt werden, weshalb die Zweige nach Abbildung 2.1 als einstellbare Spannungsquelle modelliert werden. Die Höhe der Spannungsstufen hängt von den aktuellen zugeschalteten Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ ab. Der nutzbare Bereich der Zweigspannung u_{xy} ist damit

¹PWM = engl. pulse width modulation, Pulsbreitenmodulation

abhängig von der Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy}}$ und ergibt sich bei der Nutzung einer PWM zur Ansteuerung der Zellen zu:

$$-u_{C_{xy}} \leq u_{xy} \leq +u_{C_{xy}} \quad (2.7)$$

Die resultierende Zweigkondensatorspannungsänderung $\dot{u}_{C_{xy}}$ berechnet sich durch Ableiten von (2.6) und Einsetzen von (2.4) zu [1]:

$$\dot{u}_{C_{xy}} = \sum_{z=1}^N \dot{u}_{C_{xyz}} = \sum_{z=1}^N \left(\frac{1}{C_{xyz}} \cdot \frac{u_{xyz}}{u_{C_{xyz}}} \cdot i_{xy} \right) = \sum_{z=1}^N \left(\frac{1}{C_{xyz}} \cdot \frac{p_{xyz}}{u_{C_{xyz}}} \right) \quad (2.8)$$

In der weiteren Betrachtung wird davon ausgegangen, dass alle Zellkondensatoren eine identische Kapazität C_{xyz} aufweisen und auch die Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ eines Zweiges (zumindest näherungsweise) identisch sind. Dies wird im realen Betrieb durch ein geeignetes Modulationsverfahren bewerkstelligt, welches in Abschnitt 4.3 erklärt wird. Mit der umgesetzten Zweigleistung $p_{xy} = N \cdot p_{xyz}$ und der Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy}} = N \cdot u_{C_{xyz}}$ ergibt sich die Zweigkondensatorspannungsänderung $\dot{u}_{C_{xy}}$ zu:

$$\dot{u}_{C_{xy}} = \frac{1}{C_{xy}} \cdot \frac{p_{xy}}{u_{C_{xy}}} = \frac{N}{C_{xyz}} \cdot \frac{p_{xy}}{u_{C_{xy}}} \quad (2.9)$$

Die äquivalente Zweigkapazität $C_{xy} = \frac{C_{xyz}}{N}$ kann dabei über die in den Zellen eines Zweiges gespeicherten Zweigenergie w_{xy} berechnet werden:

$$w_{xy} = N \cdot w_{xyz} \\ \frac{1}{2} C_{xy} \underbrace{(N \cdot u_{C_{xyz}})^2}_{=u_{C_{xy}}^2} = N \cdot \frac{1}{2} C_{xyz} u_{C_{xyz}}^2 \quad \Rightarrow C_{xy} = \frac{C_{xyz}}{N} \quad (2.10)$$

Gleichung (2.9) gibt an, dass sich ein Zweig wie eine äquivalente Zelle mit der Zweigkapazität $C_{xy} = \frac{C_{xyz}}{N}$ verhält, siehe Abbildung 2.3a). Man sieht, dass die Zweigkondensatorspannungsänderung $\dot{u}_{C_{xy}}$ proportional zur aktuellen Zweigleistung p_{xy} ist. Bei positiver Zweigleistung $p_{xy} > 0$ ergibt sich eine positive Zweigkondensatorspannungsänderung $\dot{u}_{C_{xy}} > 0$ und die beteiligten Zellen laden sich auf. Umgekehrt ergibt sich bei einer negativen Zweigleistung $p_{xy} < 0$ eine negative Zweigkondensatorspannungsänderung $\dot{u}_{C_{xy}} < 0$ und die beteiligten Zellen entladen sich. Um den Mittelwert der Zweigkondensatorspannung $\bar{u}_{C_{xy}}$ konstant zu halten, wird daher eine mittlere Zweigleistung $\bar{p}_{xy} = 0$ benötigt. Das

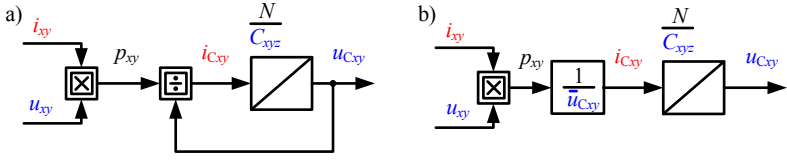


Abbildung 2.3: a) Streckenmodell eines Zweigs xy ,
 b) Im Arbeitspunkt linearisiertes Streckenmodell eines Zweigs xy .

bedeutet, dass bei verlustfreier Betrachtung alle Wirkleistungen als Gleichanteile der Leistung in der Summe null ergeben müssen.

Der Zweig kann daher nur Blindleistungen in den Zellkondensatoren C_{xyz} puffern, die als Wechselanteile der Leistung zu einem Wechselanteil \tilde{u}_{Cxy} in den Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} führen. Der Wechselanteil \tilde{u}_{Cxy} ist dem Gleichanteil \bar{u}_{Cxy} (=zeitlicher Mittelwert) überlagert:

$$u_{Cxy} = \tilde{u}_{Cxy} + \bar{u}_{Cxy} \quad (2.11)$$

Unter der Annahme, dass der Wechselanteil klein gegenüber dem zeitlichen Mittelwert ist ($\tilde{u}_{Cxy} \ll \bar{u}_{Cxy}$), kann (2.9) im Arbeitspunkt linearisiert werden. Durch Integration ergibt sich der Zusammenhang zwischen der Zweigenergie $w_{xy} = \int p_{xy} dt$ und dem Verlauf der Zweigkondensatorspannung u_{Cxy} :

$$u_{Cxy} = \tilde{u}_{Cxy} + \bar{u}_{Cxy} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{Cxy}} \underbrace{\int p_{xy} dt}_{=w_{xy}} + \bar{u}_{Cxy} = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{Cxy}} \int u_{xy} i_{xy} dt + \bar{u}_{Cxy} \quad (2.12)$$

Der Term $\frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{Cxy}}$ ist ein arbeitspunktabhängiger Faktor zur Umrechnung der Zweigenergie w_{xy} in die Zweigkondensatorspannung u_{Cxy} . Abbildung 2.3b) zeigt das dazugehörige linearisierte Streckenmodell eines Zweiges xy . Eingangsgrößen sind die Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} des M3Cs, die in den nachfolgenden beiden Abschnitten detailliert untersucht werden.

2.3 Berechnung der transformierten Ersatzschaltbilder des M3Cs

Zur Regelung einer am M3C angeschlossenen Maschine ist es erforderlich, die Ausgangsströme i_{ay} gezielt einstellen zu können. Zusätzlich müssen auch die Eingangsströme i_{ex} regelbar sein, um den Energieaustausch aus dem speisenden Netz zu gewährleisten. Sowohl die Eingangs- als auch die Ausgangsströme werden nach Abbildung 2.1 durch die neun Zweigströme i_{xy} gebildet. Diese lassen sich durch die neun Zweigspannungen u_{xy} gezielt einstellen [45].

Um zu klären, wie die neun Zweigspannungen u_{xy} gebildet werden müssen, werden in diesem Abschnitt die Maschengleichungen des Schaltbilds des M3Cs nach Abbildung 2.1 transformiert. Ziel ist die Berechnung von neun unabhängigen Ersatzschaltbildern, welche die getrennte Regelung der Ausgangsströme i_{ay} , der Eingangsströme i_{ex} und der intern fließenden Ströme ermöglichen. Die dazugehörige Rücktransformation wird in Abschnitt 2.4 angegeben. Sie ermöglicht die Beschreibung der Zusammensetzung der Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} aus den in diesem Abschnitt berechneten transformierten Komponenten.

Die in dieser Arbeit eingesetzte Transformationsvorschrift für den M3C basiert auf der amplitudeninvarianten $\alpha\beta 0$ -Transformation, die auch beim MMC zum Einsatz kommt [1, E6, E7]. Sie wurde im Rahmen der Arbeit in drei Stufen entwickelt und veröffentlicht [E12, E14, E15]:

- Die erste Transformationsstufe wurde im Jahr 2011 vorgestellt [E12]. Sie ermöglichte erstmals die getrennte Regelung der Ausgangsströme und der Teilumrichtereingangsströme des M3Cs.
- Die zweite Stufe wurde im Jahr 2012 veröffentlicht [E15]. Sie erlaubt die Berechnung der Eingangs-, Ausgangs- und der inneren Ströme aus den neun Zweigströmen i_{xy} , die dann getrennt geregelt werden können. Parallel zu [E15] wurde ein vergleichbarer Ansatz vorgestellt [50, 52], der im Unterschied zu [E15] auf der leistungsinvarianten $\alpha\beta 0$ -Transformation basiert.
- Die dritte Stufe wurde im Jahr 2014 vorgestellt [E14]. Sie zerlegt die vier inneren Ströme des M3Cs in zwei durch $\alpha\beta$ -Komponenten beschriebene Raumzeiger und ermöglicht so die vereinfachte Beschreibung als zwei interne Drehstromsysteme. Damit können die neun Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} des M3Cs durch insgesamt vier Raumzeiger mit den dazugehörigen $\alpha\beta$ -Komponenten und eine Nullkomponente beschrieben werden.

Dieses Ergebnis stimmt auch mit der Raumzeigertheorie überein, nach der neun Phasengrößen vollständig und eindeutig durch vier Raumzeiger und eine Nullkomponente beschrieben werden können [74].

Ausgangspunkt für die Berechnung der transformierten Ersatzschaltbilder sind neun Maschengleichungen, die entsprechend den beteiligten Zweigspannungen u_{xy} nummeriert werden. Die Maschengleichungen werden gemäß Abbildung 2.1 folgendermaßen aufgestellt: Ausgehend vom Bezugspotential wird im Uhrzeigersinn über die Netzspannung u_{Lx} , die Zweigspannung u_{xy} , die Ausgangsspannung u_{ay} und die Nullkomponente u_0 umgelaufen. Dies ist beispielhaft in gestricheltem blau für die Masche 11 eingezeichnet und führt zu den neun Maschengleichungen für die drei Teilumrichter:

$$\begin{aligned}
 & - \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{11} \\ u_{21} \\ u_{31} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{21} \\ i_{31} \end{bmatrix} \\
 & + L \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} \end{bmatrix}}_{L_z} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{21} \\ i_{31} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{a1} \\ u_{a1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.13)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{22} \\ u_{32} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{12} \\ i_{22} \\ i_{32} \end{bmatrix} \\
 & + L \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} \end{bmatrix}}_{L_z} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{12} \\ i_{22} \\ i_{32} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{a2} \\ u_{a2} \\ u_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.14)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L3} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e1} \\ i_{e2} \\ i_{e3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{13} \\ u_{23} \\ u_{33} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{13} \\ i_{23} \\ i_{33} \end{bmatrix} \\
 & + L \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} \end{bmatrix}}_{\mathbf{L}_z} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{13} \\ i_{23} \\ i_{33} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{a3} \\ u_{a3} \\ u_{a3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.15)
 \end{aligned}$$

Die in gestricheltem blau eingezeichnete Masche 11 entspricht der ersten Zeile von (2.13). Die Kopplungsmatrix \mathbf{L}_z beschreibt dabei die magnetischen Kopplungen der Wicklungen in den dreiphasigen z-Wicklungsdrosseln L unter Vernachlässigung der Streuinduktivitäten [E13]. Die z-Wicklungsschaltung sorgt dafür, dass die wirksame Induktivität für die Ausgangsströme i_{ay} , null ist [E13]. Für die Ausgangsspannungen u_{ay} von (2.13) - (2.15) gilt nach Abbildung 2.1 das Streckenmodell der angeschlossenen Maschine, welches in allgemeiner Form als ohmsch-induktive Impedanz mit Gegenspannung u_{iy} , modelliert wird:

$$\begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{a2} \\ u_{a3} \end{bmatrix} = L_a \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{a3} \end{bmatrix} + R_a \cdot \begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{a3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{i1} \\ u_{i2} \\ u_{i3} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Zur Transformation der Gleichungen (2.13) - (2.15) wird in dieser Arbeit die amplitudeninvariante $\alpha\beta 0$ -Transformation benutzt. Die Transformationsmatrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) erzeugt dabei aus drei zeit-veränderlichen Größen die $\alpha\beta$ -Komponenten und eine Nullkomponente. Sie kann für beliebige Ströme und Spannungen angewendet werden:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Die $\alpha\beta$ -Komponenten bilden ein Orthogonalsystem, das als Raumzeiger mit Realteil (α -Komponente) und Imaginärteil (β -Komponente) aufgefasst werden kann. Die Länge des Raumzeigers ist dabei im Falle eines symmetrischen Drehspannungs- oder Drehstromsystems identisch mit der Amplitude der drei Spannungen bzw. Ströme. Dabei ist anzumerken, dass ein symmetrisches Drehspannungs- oder Drehstromsystem keine Voraussetzung für die Anwen-

dung von $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) ist. Die Nullkomponente ist unabhängig von den $\alpha\beta$ -Komponenten und gibt den arithmetischen Mittelwert der drei Spannungen bzw. Ströme an. Diese lassen sich somit vollständig und eindeutig durch den Raumzeiger und die Nullkomponente beschreiben.

Durch Multiplikation aller in (2.13) - (2.15) enthaltenen Spannungen und Ströme mit $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) ergeben sich die $\alpha\beta 0$ -Komponenten für die drei Teilumrichter:

$$\begin{aligned}
 - \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \\ u_{L0} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{01} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{01} \end{bmatrix} \\
 + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{a1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.18)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 - \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \\ u_{L0} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha 2} \\ u_{\beta 2} \\ u_{02} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{02} \end{bmatrix} \\
 + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{a2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 - \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \\ u_{L0} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha 3} \\ u_{\beta 3} \\ u_{03} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \\ i_{03} \end{bmatrix} \\
 + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{a3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.20)
 \end{aligned}$$

Die ersten und zweiten Zeilen von (2.18) - (2.20) bestehen aus den $\alpha\beta$ -Komponenten aller Spannungen und Ströme der drei Teilumrichter. Sie enthalten unter anderem die Netzspannungskomponenten $u_{L\alpha}$, $u_{L\beta}$ und die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$. Die berechneten Nullkomponenten der drei Teilumrichter sind in den dritten Zeilen von (2.18) - (2.20) eingetragen und umfassen unter anderem die Ausgangsspannungen u_{ay} und die Nullkomponente u_0 . Die erste Transformationsstufe bewirkt daher eine Trennung der eingangsseitig- und ausgangsseitig zugeordneten Größen der drei Teilumrichter [E12].

Für die Anwendung der zweiten Transformationstufe [E15] müssen die Gleichungen (2.18) - (2.20) zunächst umsortiert werden. Die Zusammenfassung der jeweils ersten Zeilen von (2.18) - (2.20) mit den α -Komponenten der drei Teilumrichter ergibt:

$$- \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\alpha} \\ u_{L\alpha} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\alpha} \\ i_{e\alpha} \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\alpha} \\ i_{e\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\alpha 3} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\alpha 3} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\alpha 3} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.21)$$

Auf die gleiche Weise erfolgt die Zusammenfassung der jeweils zweiten Zeilen von (2.18) - (2.20) mit den β -Komponenten der drei Teilumrichter:

$$- \begin{bmatrix} u_{L\beta} \\ u_{L\beta} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\beta} \\ i_{e\beta} \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} i_{e\beta} \\ i_{e\beta} \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\beta 1} \\ u_{\beta 2} \\ u_{\beta 3} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\beta 1} \\ i_{\beta 2} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\beta 1} \\ i_{\beta 2} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.22)$$

Abschließend folgt die Zusammenfassung der jeweils dritten Zeilen von (2.18) - (2.20) mit den 0-Komponenten der drei Teilumrichter:

$$- \begin{bmatrix} u_{L0} \\ u_{L0} \\ u_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{01} \\ u_{02} \\ u_{03} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \\ i_{03} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{a1} \\ u_{a2} \\ u_{a3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_0 \\ u_0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.23)$$

Nach dem Umsortieren kann die Transformationsmatrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) auf die Gleichungen (2.21) - (2.23) angewendet werden. Durch Multiplikation aller in (2.21) enthaltenen Spannungen und Ströme mit $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) ergeben sich die $\alpha\beta 0$ -Komponenten der α -Komponenten der drei Teilumrichter:

$$- \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{L\alpha} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{e\alpha} \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{e\alpha} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} \\ u_{\alpha\beta} \\ u_{\alpha 0} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\alpha 0} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\alpha 0} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.24)$$

Die $\alpha\beta 0$ -Komponenten der β -Komponenten der drei Teilumrichter ergeben sich auf gleiche Weise durch Multiplikation aller in (2.22) enthaltenen Spannungen und Ströme mit $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17):

$$- \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} + L_e \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} + R_e \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{\beta\alpha} \\ u_{\beta\beta} \\ u_{\beta 0} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \\ i_{\beta 0} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \\ i_{\beta 0} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.25)$$

Abschließend werden die $\alpha\beta 0$ -Komponenten der 0-Komponenten der drei Teilumrichter durch Multiplikation aller in (2.23) enthaltenen Spannungen und Ströme mit $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) berechnet:

$$- \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_{L0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{0\alpha} \\ u_{0\beta} \\ u_{00} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{a\alpha} \\ u_{a\beta} \\ u_{a0} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{0\alpha} \\ i_{0\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ u_0 \end{bmatrix} = 0 \quad (2.26)$$

Die für (2.26) benötigten transformierten Komponenten der angeschlossenen Maschine können durch Multiplikation aller im Streckenmodell (2.16) enthaltenen Spannungen und Ströme mit der Transformationsmatrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) berechnet werden:

$$\begin{bmatrix} u_{a\alpha} \\ u_{a\beta} \\ u_{a0} \end{bmatrix} = L_a \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + R_a \cdot \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{i\alpha} \\ u_{i\beta} \\ u_{i0} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

Die jeweils dritten Zeilen von (2.24) und (2.25) beinhalten das blau markierte Streckenmodell für die Regelung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$. Aufgrund der eingangsseitigen Parallelschaltung von jeweils drei Zweigen teilen sich die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ gleichmäßig auf jeweils drei Zweige auf. Für die Eingangsstromkomponenten pro Zweig $i_{\alpha 0}$, $i_{\beta 0}$ folgt daraus:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 0} \\ i_{\beta 0} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Durch Einsetzen von (2.28) in die dritten Zeilen von (2.24) - (2.25) ergibt sich die Differentialgleichung für die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$:

$$\underbrace{\left(L_e + \frac{L}{3}\right)}_{L'_e} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{\alpha 0} \\ u_{\beta 0} \end{bmatrix} - \underbrace{\left(R_e + \frac{R}{3}\right)}_{R'_e} \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

Abbildung 2.4a) zeigt die zu (2.29) gehörenden Ersatzschaltbilder, welche in Kapitel 4 für die Auslegung der Eingangsstromregelung benutzt werden. Man sieht, dass die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ durch die Zweigspannungskomponenten $u_{\alpha 0}$, $u_{\beta 0}$ beeinflusst werden können. Die Netzspannungskomponenten $u_{L\alpha}$, $u_{L\beta}$ treten dabei als Störgröße auf. Die Strecke selbst hat das Verhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung (PT1-Glied) mit der Verstärkung $1/R'_e$ und der Zeitkonstanten L'_e/R'_e . Durch Umstellen von (2.29) ergeben sich die vom Zweig zu bildenden Spannungskomponenten $u_{\alpha 0}$, $u_{\beta 0}$:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha 0} \\ u_{\beta 0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} - \left(L_e + \frac{L}{3}\right) \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} - \left(R_e + \frac{R}{3}\right) \cdot \begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ie\alpha} \\ u_{ie\beta} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Diese setzen sich aus den Netzspannungskomponenten $u_{L\alpha}$, $u_{L\beta}$ und den Spannungskomponenten zur Stromeinprägung $u_{ie\alpha}$, $u_{ie\beta}$ zusammen, welche alle ohmsch-induktiven Spannungsanteile enthalten.

Die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ von (2.29) können auch als Eingangsstromraumzeiger \underline{i}_e dargestellt werden:

$$\underline{i}_e = i_{e\alpha} + j i_{e\beta} \quad (2.31)$$

Abbildung 2.4b) zeigt das dazugehörige Zeigerdiagramm des Eingangsstromraumzeigers \underline{i}_e . Zusätzlich ist die Projektion auf die drei Phasengrößen eingezeichnet, aus der die Eingangsströme i_{e1} (rot), i_{e2} (blau) und i_{e3} (grün) gewonnen werden. Diese teilen sich gemäß Abbildung 2.4c) gleichmäßig auf jeweils drei Zweige einer Matrixzeile auf [E17]. Das bedeutet, dass in den drei Zweigströmen i_{1y} der ersten Matrixzeile jeweils ein identischer Eingangsstromanteil $i_{e1}/3$ enthalten ist. Das Gleiche gilt auch für die Matrixzeilen zwei und drei, in denen die Zweigströme i_{2y} bzw. i_{3y} jeweils die identischen Eingangsstromanteile $i_{e2}/3$ bzw. $i_{e3}/3$ beinhalten. Der dazugehörige mathematische Beweis wird bei der Berechnung der Rücktransformation in Abschnitt 2.4 gezeigt.

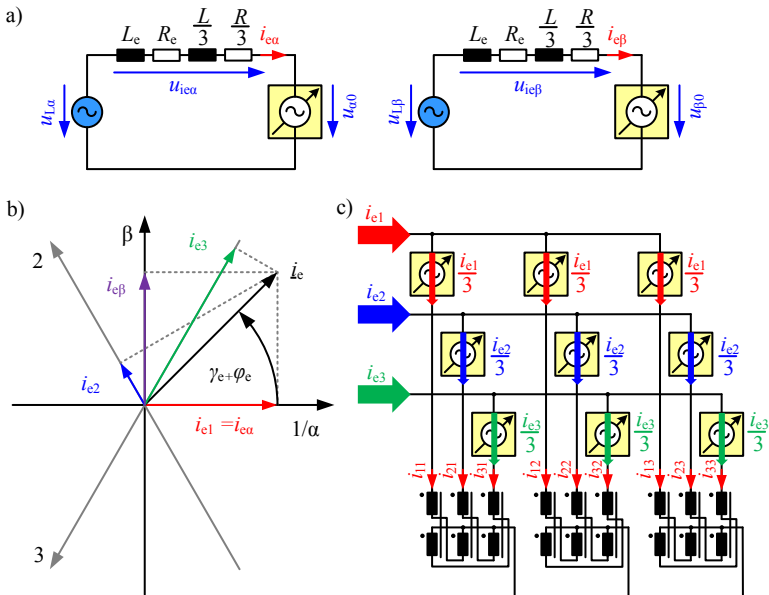


Abbildung 2.4: a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Eingangsstromkomponenten $i_e = i_{e\alpha} + j i_{e\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Eingangsströme i_{e1} , i_{e2} , i_{e3} , c) Verteilung der Eingangsströme i_{e1} , i_{e2} und i_{e3} auf die neun Zweigströme i_{xy} .

Für den in Abbildung 2.4b) gezeigten Eingangsstromraumzeiger i_e bedeutet dies, dass er aus der Summe der drei Raumzeiger $i_e/3$ gebildet wird, die aus den Eingangsstromanteilen $i_{e1}/3$, $i_{e2}/3$ und $i_{e3}/3$ einer Matrixspalte entstehen. Damit ergibt sich eine vertikale Zuordnung des in Abbildung 2.4b) gezeigten Eingangsstromraumzeigers i_e zu den neun Zweigen des M3Cs. Diese Eigenschaft wird in ähnlicher Form auch bei den nachfolgend beschriebenen transformierten Komponenten und den dazugehörigen Raumzeigern auftreten. Zur sprachlichen Vereinfachung wird daher jeweils die Anordnung der Zweige, die den Raumzeiger bilden, benannt.

Die Zeilen eins und zwei von (2.26) und (2.27) beinhalten das grün markierte Streckenmodell zur Regelung der Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$. Aufgrund der ausgangsseitigen Parallelschaltung von jeweils drei Zweigen am

Sternpunkt der z-Wicklungsdröseln L teilen sich die Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ gleichmäßig auf jeweils drei Zweige auf. Für die Ausgangsstromkomponenten pro Zweig $i_{0\alpha}$, $i_{0\beta}$ folgt daraus:

$$\begin{bmatrix} i_{0\alpha} \\ i_{0\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Durch Einsetzen von (2.32) und (2.27) in die Zeilen eins und zwei von (2.26) ergibt sich die Differentialgleichung für die Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$:

$$L_a \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{i\alpha} \\ u_{i\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{0\alpha} \\ u_{0\beta} \end{bmatrix} - \underbrace{\left(R_a + \frac{R}{3} \right)}_{R'_a} \cdot \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

Abbildung 2.5a) zeigt die zu (2.33) gehörenden Ersatzschaltbilder für die Auslegung der Ausgangsstromregelung. Die Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ können durch die Zweigspannungskomponenten $u_{0\alpha}$, $u_{0\beta}$ gezielt beeinflusst werden. Dabei treten die $\alpha\beta$ -Komponenten der induzierten Spannungen der angeschlossenen Maschine $u_{i\alpha}$, $u_{i\beta}$ als Störgröße auf. Die Strecke hat das Verhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung (PT1-Glied) mit der Verstärkung $1/R'_a$ und der Zeitkonstanten L_a/R'_a . Man sieht, dass die Strecke für die Ausgangsströme durch die dreiphasige z-Wicklungsdrösel L nicht beeinflusst wird [E13]. Bei hinreichend kleinem Zweigwiderstand $R/3 \ll R_a$ wird dann ein nahezu ideales Spannungsquellenverhalten des M3Cs zur Speisung der angeschlossenen Maschine erreicht.

Alternativ dazu vergrößert sich die in Gleichung (2.33) zu berücksichtigende Induktivität beim Einsatz von neun Einzeldröseln nach Abbildung 1.1. In diesem Fall werden die in den Ersatzschaltbildern in Abbildung 2.5a) in grauer Farbe eingezeichneten Induktivitäten $L/3$ zusätzlich wirksam:

$$L'_a = L_a + \frac{L}{3} \quad (2.34)$$

Dies hat zur Folge, dass die Streckenzeitkonstante beim Einsatz von Einzeldröseln im Zweig auf L'_a/R'_a vergrößert wird.

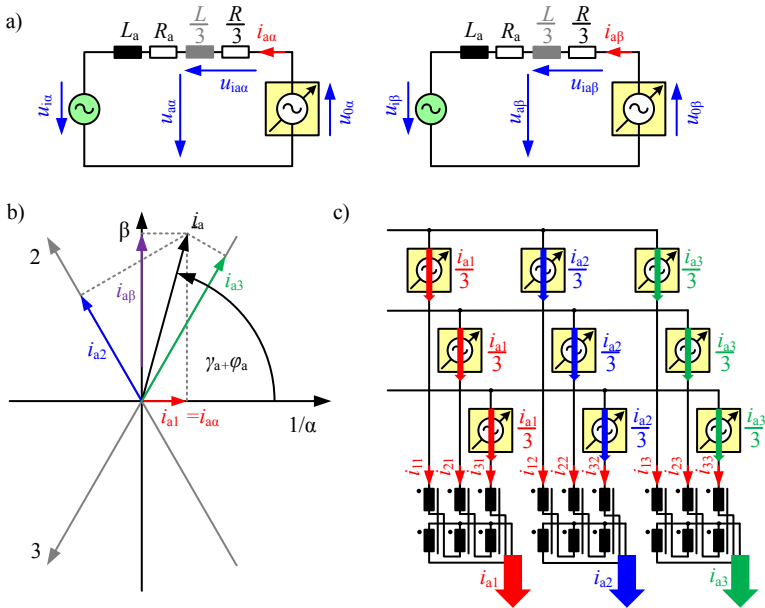


Abbildung 2.5: a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Ausgangsstromkomponenten $i_a = i_{a\alpha} + j i_{a\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Ausgangsströme i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} , c) Verteilung der Ausgangsströme i_{a1} , i_{a2} und i_{a3} auf die neun Zweigströme i_{xy} .

Die von den Zweigen zu bildenden Spannungskomponenten $u_{0\alpha}$, $u_{0\beta}$ können durch Umstellen von (2.33) berechnet werden:

$$\begin{bmatrix} u_{0\alpha} \\ u_{0\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{i\alpha} \\ u_{i\beta} \end{bmatrix} - L_a \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \end{bmatrix} - \left(R_a + \frac{R}{3} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{a\alpha} \\ u_{a\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} u_{ia\alpha} \\ u_{ia\beta} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Diese setzen sich aus den Ausgangsspannungskomponenten $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ und den ohmschen Spannungsabfällen an den Zweigwiderständen $u_{ia\alpha}$, $u_{ia\beta}$ zusammen. Beim Einsatz von neun Einzeldrosseln nach Abbildung 1.1 enthalten $u_{ia\alpha}$, $u_{ia\beta}$ zusätzlich die induktiven Spannungsabfälle der Zweigdrosseln.

Die Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ von (2.33) können analog zu den Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ auch als Ausgangsstromraumzeiger \underline{i}_a dargestellt werden:

$$\underline{i}_a = i_{a\alpha} + j i_{a\beta} \quad (2.36)$$

Abbildung 2.5b) zeigt das dazugehörige Zeigerdiagramm des Ausgangsstromraumzeigers \underline{i}_a . Zusätzlich ist die Projektion auf die drei Phasengrößen eingezeichnet, aus der die Ausgangsströme i_{a1} , i_{a2} und i_{a3} gewonnen werden. Abbildung 2.5c) zeigt die dazugehörige Verteilung der Ausgangsströme i_{a1} (rot), i_{a2} (blau) und i_{a3} (grün) auf die neun Zweigströme i_{xy} [E17]. Man sieht, dass sich der jeweilige Phasenausgangsstrom gleichmäßig auf die drei Zweige aufteilt, die in einer Matrixspalte liegen. Der dazugehörige mathematische Beweis wird bei der Berechnung der Rücktransformation in Abschnitt 2.4 gezeigt. Für den in Abbildung 2.5b) gezeigten Ausgangsstromraumzeiger \underline{i}_a ergibt sich daraus eine horizontale Zuordnung zu den neun Zweigen des M3Cs.

Die jeweils ersten und zweiten Zeilen von (2.24) und (2.25) beinhalten das Streckenmodell der inneren Stromkomponenten $i_{\alpha\alpha}$, $i_{\alpha\beta}$, $i_{\beta\alpha}$, $i_{\beta\beta}$ des M3Cs. Diese werden für die weitere Berechnung zunächst zu einer Gleichung zusammengefasst:

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} \\ u_{\alpha\beta} \\ u_{\beta\alpha} \\ u_{\beta\beta} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \end{bmatrix} + L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \end{bmatrix} = 0 \quad (2.37)$$

Die inneren Stromkomponenten $i_{\alpha\alpha}$, $i_{\alpha\beta}$, $i_{\beta\alpha}$, $i_{\beta\beta}$ beeinflussen das Netz mit den Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ und die Maschine mit den Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ nicht. Sie stellen daher Freiheitsgrade für die Umrichterregelung dar und können beispielsweise für die Symmetrierung der Zweigenergien oder die Energiehubreduktion eingesetzt werden [E15, 50].

Um aus den inneren Stromkomponenten $i_{\alpha\alpha}$, $i_{\alpha\beta}$, $i_{\beta\alpha}$, $i_{\beta\beta}$ eine mit den Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ und den Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ vergleichbare Raumzeigerdarstellung zu berechnen, können sie einer erstmals in [E14] vorgestellten dritten Transformationsstufe unterworfen werden. Diese benutzt die Diagonaltransformationsmatrix C_D (2.38) zur Transformation der inneren Stromkomponenten $i_{\alpha\alpha}$, $i_{\alpha\beta}$, $i_{\beta\alpha}$, $i_{\beta\beta}$ und der inneren Spannungs-komponenten $u_{\alpha\alpha}$, $u_{\alpha\beta}$, $u_{\beta\alpha}$, $u_{\beta\beta}$ und berechnet aus ihnen die gemäß der

Raumzeigertheorie [74] noch fehlenden zwei inneren Raumzeiger des M3Cs:

$$\begin{bmatrix} i_{d1\alpha} \\ i_{d1\beta} \\ i_{d2\alpha} \\ i_{d2\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_D \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} u_{d1\alpha} \\ u_{d1\beta} \\ u_{d2\alpha} \\ u_{d2\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_D \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} \\ u_{\alpha\beta} \\ u_{\beta\alpha} \\ u_{\beta\beta} \end{bmatrix}, \mathbf{C}_D = \begin{bmatrix} +\frac{1}{2} & 0 & 0 & +\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ +\frac{1}{2} & 0 & 0 & -\frac{1}{2} \\ 0 & +\frac{1}{2} & +\frac{1}{2} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.38)$$

Durch Multiplikation der in (2.37) enthalten Spannungen und Ströme mit der Transformationsmatrix \mathbf{C}_D (2.38) ergibt sich die Differentialgleichung der mit **magenta** markierten Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und der mit **violett** markierten Diagonalstromkomponenten 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$:

$$L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1\alpha} \\ i_{d1\beta} \\ i_{d2\alpha} \\ i_{d2\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{d1\alpha} \\ u_{d1\beta} \\ u_{d2\alpha} \\ u_{d2\beta} \end{bmatrix} - R \cdot \begin{bmatrix} i_{d1\alpha} \\ i_{d1\beta} \\ i_{d2\alpha} \\ i_{d2\beta} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

Abbildung 2.6a) und 2.7a) zeigen die zu (2.39) gehörenden Ersatzschaltbilder für die Auslegung der Diagonalstromregelungen 1 und 2. Die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ können durch die Zweigspannungskomponenten $u_{d1\alpha}$, $u_{d1\beta}$ beeinflusst werden. Unabhängig davon werden die Diagonalstromkomponenten 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ durch die Zweigspannungskomponenten $u_{d2\alpha}$, $u_{d2\beta}$ beeinflusst. In beiden Fällen ist keine externe Spannung als Störgröße vorhanden. Die Strecken haben das Verhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung (PT1-Glied) mit der Verstärkung $1/R$ und der Zeitkonstanten L/R .

Die von den Zweigen zu bildenden Spannungskomponenten $u_{d1\alpha}$, $u_{d1\beta}$, $u_{d2\alpha}$, $u_{d2\beta}$ ergeben sich durch Umstellen von (2.39) zu:

$$\begin{bmatrix} u_{d1\alpha} \\ u_{d1\beta} \\ u_{d2\alpha} \\ u_{d2\beta} \end{bmatrix} = -L \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{d1\alpha} \\ i_{d1\beta} \\ i_{d2\alpha} \\ i_{d2\beta} \end{bmatrix} - R \cdot \begin{bmatrix} i_{d1\alpha} \\ i_{d1\beta} \\ i_{d2\alpha} \\ i_{d2\beta} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} u_{id1\alpha} \\ u_{id1\beta} \\ u_{id2\alpha} \\ u_{id2\beta} \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Diese bestehen lediglich aus den Spannungskomponenten $u_{id1\alpha}$, $u_{id1\beta}$, $u_{id2\alpha}$, $u_{id2\beta}$, die alle ohmsch-induktiven Spannungsanteile zur Stromeinprägung zusammenfassen.

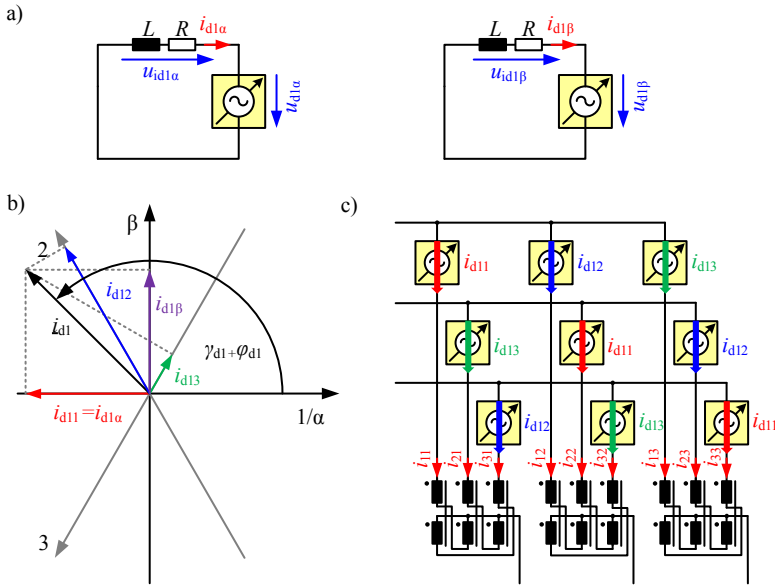


Abbildung 2.6: a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Diagonalstromkomponenten 1 $\underline{i}_{d1} = i_{d1\alpha} + j i_{d1\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Diagonalströme i_{d11} , i_{d12} , i_{d13} , c) Verteilung der Diagonalströme i_{d11} , i_{d12} , i_{d13} auf die neun Zweigströme i_{xy} .

Die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und Diagonalstromkomponenten 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ aus (2.39) können auch als Diagonalstromraumzeiger 1 \underline{i}_{d1} und Diagonalstromraumzeiger 2 \underline{i}_{d2} dargestellt werden:

$$\underline{i}_{d1} = i_{d1\alpha} + j i_{d1\beta} \quad (2.41)$$

$$\underline{i}_{d2} = i_{d2\alpha} + j i_{d2\beta} \quad (2.42)$$

Abbildung 2.6b) und 2.7b) zeigen die dazugehörigen Zeigerdiagramme für die Diagonalstromraumzeiger 1 \underline{i}_{d1} und Diagonalstromraumzeiger 2 \underline{i}_{d2} . Auch hier ist die Projektion auf jeweils drei Phasengrößen eingezeichnet, aus der die Dia-

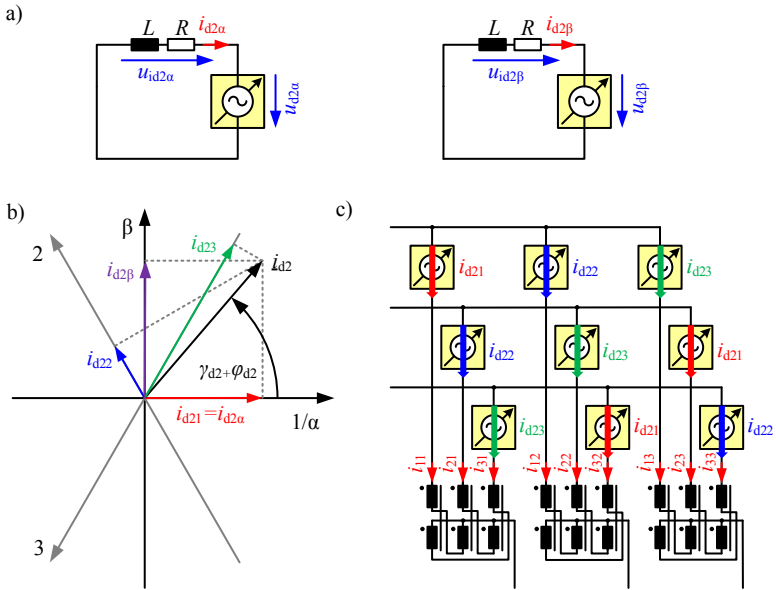


Abbildung 2.7: a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Diagonalstromkomponenten 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Diagonalstromkomponenten 2 $\dot{i}_{d2} = i_{d2\alpha} + j i_{d2\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Diagonalströme i_{d21} , i_{d22} , i_{d23} , c) Verteilung der Diagonalströme i_{d21} , i_{d22} , i_{d23} auf die neun Zweigströme i_{xy} .

gonalströme 1 i_{d11} , i_{d12} , i_{d13} bzw. Diagonalströme 2 i_{d21} , i_{d22} , i_{d23} gewonnen werden. Die Abbildungen 2.6c) und 2.7c) zeigen die dazugehörigen Verteilungen der Diagonalströme 1 i_{d11} (rot), i_{d12} (blau), i_{d13} (grün) bzw. Diagonalströme 2 i_{d21} (rot), i_{d22} (blau), i_{d23} (grün) auf die neun Zweigströme i_{xy} [E17]. Man sieht, dass die Phasengrößen jeweils diagonal zu den neun Zweigen zugeordnet sind, woraus sich auch die Namensgebung als Diagonalströme 1 und Diagonalströme 2 ableitet.

Zum Abschluss wird noch die orange markierte Nullkomponente u_0 zwischen den Sternpunkten von Netz und Maschine betrachtet. Durch Einsetzen von (2.27) in (2.26) und Betrachtung der dritten Zeile ergibt sich:

$$u_0 = +u_{L0} - u_{00} - u_{i0} \quad (2.43)$$

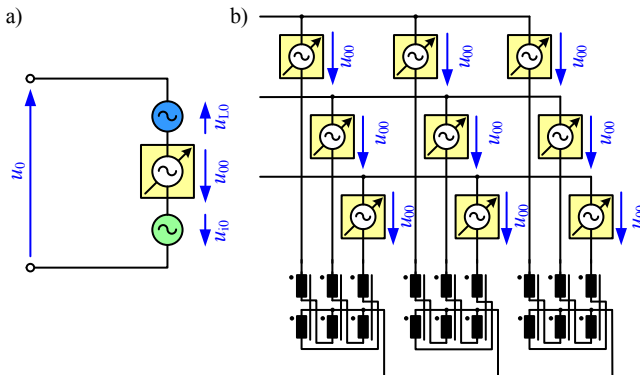


Abbildung 2.8: a) Ersatzschaltbild des M3Cs für die Nullkomponente u_0 , b) Bildung der Zweigspannungsnullkomponente u_{00} durch die neun Zweige des M3Cs

Abbildung 2.8a) zeigt das dazugehörige Ersatzschaltbild, welches aufgrund der fehlenden Verbindung zwischen den Sternpunkten von Netz und Maschine offen ist. Die Nullkomponente u_0 setzt sich aus der Nullkomponente der Netzspannung u_{L0} und der Nullkomponente der induzierten Spannung der Maschine u_{i0} zusammen. Bei symmetrischen Betrieb der beteiligten Drehspannungssysteme sind diese normalerweise sehr klein oder null. Zusätzlich kann die Zweigspannungsnullkomponente u_{00} gezielt vom M3C vorgegeben werden. Diese wird nach Abbildung 2.8b) von allen neun Zweigen gleichphasig gebildet und stellt einen weiteren Freiheitsgrad für die Umrichterregelung bereit, welcher zur Symmetrierung der Zweigenergien benutzt werden kann [E14, 50, 52].

Zusammenfassend kann festgestellt werden, dass die vorgestellte dreistufige Transformationvorschrift die Maschengleichungen des Schaltbilds des M3Cs (Abbildung 2.1) in die neun in den Abbildungen 2.4a) - 2.8a) dargestellten unabhängigen Ersatzschaltbilder aufteilt. Diese ermöglichen die in Kapitel 4 vorgestellte Auslegung unabhängiger Stromregelungen für die Eingangs-, Ausgangs- und inneren Diagonalströme 1 und 2 sowie die Vorgabe einer Zweigspannungsnullkomponente u_{00} . Zusätzlich werden sie für die Vereinfachung der in Kapitel 3 vorgestellten Analyse der Zweigleistungen benötigt. Die dazugehörigen vier Raumzeiger sind in den Abbildungen 2.4b) - 2.7b) dargestellt. Durch die Projektion auf die drei Achsen können die jeweiligen Phasengrößen ermittelt werden, deren Verteilungen auf die neun Zweige in den Abbildungen 2.4c) - 2.7c) dargestellt sind. Durch Addition der Phasengrößen aus den Abbildungen 2.4c) - 2.7c)

ergeben sich dann die neun direkt messbaren Zweigströme i_{xy} , was im Abschnitt 2.4 mathematisch nachgewiesen wird.

2.4 Zusammensetzung der Zweigströme und Zweigspannungen

In diesem Abschnitt wird die Zusammensetzung der Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} aus den in Abschnitt 2.3 berechneten transformierten Strom- und Spannungskomponenten angegeben. Dazu werden die neun transformierten Komponenten der Spannungen und Ströme in drei Stufen zurücktransformiert [E14]. Im ersten Schritt wird die zur Matrix \mathbf{C}_D (2.38) gehörende inverse Matrix \mathbf{C}_D^{-1} (2.44) eingesetzt, um die Diagonaltransformation rückgängig zu machen:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{d1\alpha} \\ i_{d1\beta} \\ i_{d2\alpha} \\ i_{d2\beta} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} \\ u_{\alpha\beta} \\ u_{\beta\alpha} \\ u_{\beta\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_D^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{d1\alpha} \\ u_{d1\beta} \\ u_{d2\alpha} \\ u_{d2\beta} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_D^{-1} = \begin{bmatrix} +1 & 0 & +1 & 0 \\ 0 & +1 & 0 & +1 \\ 0 & -1 & 0 & +1 \\ +1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

In der zweiten und dritten Rücktransformationstufe wird die zur Transformationsmatrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) gehörende inverse Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1}$ (2.45) eingesetzt, um drei Zeitgrößen aus den $\alpha\beta 0$ -Komponenten der jeweiligen Spannungen und Ströme zu berechnen:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} +1 & 0 & +1 \\ -\frac{1}{2} & +\frac{\sqrt{3}}{2} & +1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & +1 \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

Durch Anwendung der Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1}$ (2.45) auf die transformierten Spannungs- und Stromkomponenten folgt für die zweite Rücktransformationstufe:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\alpha 3} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{e\alpha} \\ 3 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\alpha 2} \\ u_{\alpha 3} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha\alpha} \\ u_{\alpha\beta} \\ u_{\alpha 0} \end{bmatrix} \quad (2.46)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\beta 1} \\ i_{\beta 2} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \\ i_{e\beta} \\ 3 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{\beta 1} \\ u_{\beta 2} \\ u_{\beta 3} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{\beta\alpha} \\ u_{\beta\beta} \\ u_{\beta 0} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \\ i_{03} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{a\alpha} \\ 3 \\ i_{a\beta} \\ 3 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{01} \\ u_{02} \\ u_{03} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{0\alpha} \\ u_{0\beta} \\ u_{00} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

Abschließend ergibt die erneute Anwendung der Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1}$ (2.45) die neun gesuchten Zweigströme i_{xy} und die Zweigspannungen u_{xy} des M3Cs:

$$\begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{21} \\ i_{31} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{01} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{11} \\ u_{21} \\ u_{31} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{01} \end{bmatrix} \quad (2.49)$$

$$\begin{bmatrix} i_{12} \\ i_{22} \\ i_{32} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{02} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{22} \\ u_{32} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha 2} \\ u_{\beta 2} \\ u_{02} \end{bmatrix} \quad (2.50)$$

$$\begin{bmatrix} i_{13} \\ i_{23} \\ i_{33} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \\ i_{03} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_{13} \\ u_{23} \\ u_{33} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha 3} \\ u_{\beta 3} \\ u_{03} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

Durch Einsetzen der Gleichungen (2.44) - (2.48) in die Gleichungen (2.49) - (2.51) können die neun Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} in Abhängigkeit der transformierten Größen dargestellt werden. Aufgrund des umfangreichen Gleichungssystems, das mit dem Mathematikprogramm Maple gelöst wurde, wird hier als Beispiel nur die Zusammensetzung des Zweigstrom i_{11} und der Zweigspannung u_{11} angegeben:

$$i_{11} = +\frac{i_{e\alpha}}{3} + \frac{i_{a\alpha}}{3} + i_{d1\alpha} + i_{d2\alpha} \quad (2.52)$$

$$u_{11} = +u_{\alpha 0} + u_{0\alpha} + u_{d1\alpha} + u_{d2\alpha} + u_{00} \quad (2.53)$$

Analog zu (2.52) und (2.53) ergeben sich die Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} der anderen acht Umrichterzweige. Man sieht, dass alle neun Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} aus den $\alpha\beta$ -Komponenten aller vier Raumzeiger zusammengesetzt sind, siehe Abbildung 2.4b) - Abbildung 2.7b). Die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ und Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ teilen sich dabei auf jeweils drei Zweige auf, wodurch sie in den Zweigen nur zu einem Drittel wirksam sind. Die Zweigspannungen u_{xy} enthalten zusätzlich noch eine Nullkomponente u_{00} , welche bei den Zweigströmen aufgrund der nicht verbundenen Sternpunkte von Netz und Maschine null ist.

Das resultierende Gleichungssystem für die Zweigströme i_{xy} kann übersichtlicher dargestellt werden, indem die $\alpha\beta$ -Komponenten aller vier Raumzeiger durch jeweils drei Phasengrößen ausgedrückt werden. Der Zusammenhang ist grafisch in den Raumzeigerdarstellungen der Abbildung 2.4b) - Abbildung 2.7b) eingezeichnet und kann durch die Multiplikation der $\alpha\beta$ -Komponenten mit der Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1}$ (2.45) berechnet werden. Für den Zweigstrom i_{11} folgt daraus beispielhaft:

$$i_{11} = +\frac{i_{e1}}{3} + \frac{i_{a1}}{3} + i_{d11} + i_{d21} \quad (2.54)$$

Gleichung (2.54) zeigt, dass die Zweigströme i_{xy} aus der Summe der in den Abbildungen 2.4c) - Abbildung 2.7c) gezeigten Phasengrößen zusammengesetzt sind. Die Eingangsströme i_{e1} , i_{e2} , i_{e3} und die Ausgangsströme i_{a1} , i_{a2} , i_{a3} teilen sich dabei gleichmäßig auf jeweils drei Zweige auf. Physikalisch mögliche unsymmetrische Stromverteilungen der Eingangs- und Ausgangsströme werden dabei durch die inneren Diagonalströme 1 i_{d11} , i_{d12} , i_{d13} und Diagonalströme 2 i_{d21} , i_{d22} , i_{d23} abgebildet.

Analog zu den Zweigströmen i_{xy} können auch die Zweigspannungen u_{xy} übersichtlicher dargestellt werden. Dazu werden zunächst die rechten Seiten der Gleichungen (2.30), (2.35) und (2.40) sowie die Zweigspannungsnullkomponente u_{00} in die Gleichungen (2.44) - (2.51) eingesetzt. Für die Zweigspannung u_{11} folgt daraus beispielhaft:

$$u_{11} = +u_{L\alpha} - u_{ie\alpha} - u_{a\alpha} - u_{ia\alpha} - u_{id1\alpha} - u_{id2\alpha} + u_{00} \quad (2.55)$$

In ähnlicher Weise ergeben sich auch hier die anderen acht Zweigspannungen u_{xy} . Man sieht, dass die Zweigspannungen aus den Netzspannungskomponenten $u_{L\alpha}$, $u_{L\beta}$ und den Ausgangsspannungskomponenten $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ zusammengesetzt sind. Hinzu kommen die vergleichsweise kleinen Komponenten zu Stromeinprägung in den vier Richtungen und die gegebenenfalls benutzte Zweigspannungsnullkomponente u_{00} . Unter Vernachlässigung der kleinen Komponenten zur Stromeinprägung und der Nullkomponenten der Netzspannung u_{L0} und der induzierten Spannung der Maschine u_{i0} folgt für die Zweigspannung u_{11} näherungsweise:

$$u_{11} \approx +u_{L\alpha} - u_{a\alpha} - u_0 \quad (2.56)$$

Nach dieser Näherung der Zweigspannungen u_{xy} können die vorhandenen $\alpha\beta$ -Komponenten der Netzes $u_{L\alpha}$, $u_{L\beta}$ und der Maschine $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ durch Multiplikation mit der Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1}$ (2.45) durch jeweils drei Phasengrößen ausgedrückt werden. Für die Zweigspannungen u_{xy} ergibt sich damit die bereits in (2.1) vorgestellte Näherung:

$$u_{xy} \approx +u_{Lx} - u_{ay} - u_0 \quad (2.57)$$

Man sieht, dass die Zweige die jeweilige Netzspannung u_{L1} , u_{L2} oder u_{L3} bilden müssen. Für die Versorgung der angeschlossenen Maschine müssen sie zusätzlich die Ausgangsspannung u_{a1} , u_{a2} oder u_{a3} bereitstellen. Als Freiheitsgrad kann optional eine Nullkomponente u_0 eingepreßt werden, die von allen neun Zweigen gleichphasig zu bilden ist.

Aufgrund der additiven Überlagerung der unterschiedlichen Komponenten in den Zweigströmen i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} ergeben sich gegenüber konventionellen Umrichtern mehrere Vorteile für den M3C:

- Der M3C kann prinzipiell für beliebige Übersetzungsverhältnisse zwischen den Netzspannungen u_{Lx} und den Ausgangsspannungen u_{ay} ausgelegt werden. Die jeweils benötigte minimale Zweigkondensatorspannung $u_{Cxy,\min}$ zur Bildung der neun Zweigspannungen u_{xy} kann dabei mit (2.7) und (2.57) und Einsetzen der Amplituden ermittelt werden:

$$u_{Cxy,\min} \geq \hat{U}_{xy} \approx +\hat{U}_{Lx} + \hat{U}_{ay} + \hat{U}_0 \quad (2.58)$$

- Die Auslegung der Stromtragfähigkeit der Zweige muss nach (2.54) auf die Summe der Stromkomponenten im Zweig erfolgen. Dadurch kann der Ausgangsstromanteil pro Zweig $i_{ay}/3$ bei niedrigen Drehzahlen der angeschlosse-

nen Maschine gegenüber dem Nennpunkt erhöht werden, ohne den maximalen Zweigstrom $\hat{I}_{xy,\max}$ zu überschreiten. Diese einzigartige Eigenschaft des M3Cs ermöglicht höhere Anfahrmomente ohne Überdimensionierung [E16, E17] und wird in Kapitel 5 detailliert vorgestellt.

3

Analyse der Zweigleistungen

In diesem Kapitel erfolgt die systematische Analyse der neun Zweigleistungen p_{xy} des M3Cs, um den Einfluss einzelner Komponenten auf die neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} zu bestimmen. Durch den Einsatz der bereits für die Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} benutzten amplitudeninvarianten $\alpha\beta$ -Transformation werden aus den neun Zweigleistungen p_{xy} und Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} vier Raumzeiger mit den dazugehörigen $\alpha\beta$ -Komponenten und eine Nullkomponente berechnet. Anschließend werden die transformierten Zweigspannungs- und Zweigstromkomponenten aus Abschnitt 2.4 eingesetzt, um die Auswirkungen der einzelnen Terme auf die vier Raumzeiger und die Nullkomponente der Zweigleistungen zu bestimmen. Auf Basis dieser zunächst allgemein gehaltenen Analyse werden die im quasistationären Betrieb auftretenden Leistungskomponenten und ihr Einfluss auf das Betriebsverhalten des M3Cs beschrieben. Zusätzlich werden die dazugehörigen Zeitverläufe der Zweigenergien w_{xy} berechnet, um sie zur Verbesserung der Dynamik der in Kapitel 4 beschriebenen Symmetrieregung einzusetzen. Abschließend wird untersucht, wie durch zusätzliche Spannungs- und Stromkomponenten Wirkleistungskomponenten für die Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} und Blindleistungskomponenten für die Reduktion des Energiehubs erzeugt werden können. Diese Analyse dient dann als Basis für den Aufbau der in Kapitel 4 vorgestellten Energie- und Symmetrieregung des M3Cs.

3.1 Transformation der Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen

In diesem Abschnitt werden die Zweigleistungen p_{xy} und die Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} des M3Cs transformiert, um jeweils vier Raumzeiger und eine Nullkomponente zur Beschreibung der neun Größen zu berechnen. Anschließend werden die transformierten Zweigspannungs- und Zweigstromkomponenten aus Abschnitt 2.4 eingesetzt, um ihren Einfluss auf die transformierten Komponenten der Zweigleistungen gezielt zu untersuchen. Das dafür benötigte grundsätzliche Vorgehen wurde bereits in verschiedenen Veröffentlichungen für den MMC mit seinen sechs Zweigen behandelt [1, 11, E5–E7]. Für den M3C mit seinen neun Zweigen wurde in dieser Arbeit eine dreistufige Transformationsvorschrift für die Zweigleistungen p_{xy} und Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} entwickelt, die auf der amplitudeninvarianten $\alpha\beta 0$ -Transformation basiert [E14, E15].

Das Vorgehen wurde dabei analog zu den in Abschnitt 2.3 eingeführten Transformationen für die Zweigströme i_{xy} und Zweigspannungen u_{xy} gewählt. Die Transformationsvorschrift wurde erstmals im Jahr 2012 für die Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} [E15] und im Jahr 2014 für die Zweigleistungen p_{xy} [E14] veröffentlicht. Parallel dazu wurde in [52] ein in den ersten beiden Transformationsstufen vergleichbarer Ansatz zur Transformation der Zweigleistungen p_{xy} vorgestellt, der auf der leistungsinvarianten $\alpha\beta 0$ -Transformation basiert.

3.1.1 Transformationsvorschrift für die Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen

Ausgangspunkt für die nachfolgenden Betrachtungen sind die neun Zweigleistungen p_{xy} des M3Cs. Diese beeinflussen die neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} gemäß dem durch Gleichung (2.12) und Abbildung 2.3 beschriebenen Zweigmodell und müssen deshalb detailliert untersucht werden. Die Zweigleistungen p_{xy} können aus dem Produkt der jeweiligen Zweigspannung u_{xy} und des jeweiligen Zweigstroms i_{xy} berechnet werden:

$$p_{xy} = u_{xy} \cdot i_{xy} \quad (3.1)$$

Die Zweigspannungen u_{xy} und Zweigströme i_{xy} setzen sich gemäß Abschnitt 2.4 aus den transformierten Komponenten der in Abschnitt 2.3 berechneten neun Ersatzschaltbilder zusammen. Zur Vereinfachung der nachfolgenden Betrachtun-

3.1 Transformation der Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen

gen werden dabei die vergleichsweise kleinen Spannungsanteile zur Stromeingangung vernachlässigt, da sie nur geringe Auswirkungen auf die Zweigleistungen p_{xy} haben. Mit (2.52) und (2.56) ergibt sich beispielhaft die Zweigleistung p_{11} :

$$p_{11} = u_{11} \cdot i_{11} \approx (+u_{L\alpha} - u_{a\alpha} - u_0) \cdot \left(+\frac{i_{e\alpha}}{3} + \frac{i_{a\alpha}}{3} + i_{d1\alpha} + i_{d2\alpha} \right) \quad (3.2)$$

Analog zu (3.2) ergeben sich die anderen acht Zweigleistungen p_{xy} . Die verwendenden Farben geben dabei die Zuordnung zu den vier in Abschnitt 2.3 definierten Richtungen an:

- Die **blau** markierten Strom- und Spannungskomponenten sind der Eingangsseite zugeordnet. Die dazugehörigen Phasengrößen mit den Raumzeigern sind nach Abbildung 2.4 in vertikaler Richtung im M3C orientiert.
- Die **grün** markierten Strom- und Spannungskomponenten sind der Ausgangsseite zugeordnet. Die dazugehörigen Phasengrößen mit den Raumzeigern sind nach Abbildung 2.5 in horizontaler Richtung im M3C orientiert.
- Die **magenta** markierten Stromkomponenten sind der Diagonalen 1 zugeordnet. Die dazugehörigen Phasengrößen mit dem Raumzeiger sind nach Abbildung 2.6 in diagonaler Richtung 1 im M3C orientiert.
- Die **violett** markierten Stromkomponenten sind der Diagonalen 2 zugeordnet. Die dazugehörigen Phasengrößen mit dem Raumzeiger sind nach Abbildung 2.7 in diagonaler Richtung 2 im M3C orientiert.

Zusätzlich ist die Nullkomponente u_0 mit der Farbe **orange** markiert. Diese ist nach Abbildung 2.8 in allen neun Zweigen gleichphasig vorhanden. Ausmultiplizieren von (3.2) ergibt beispielhaft die in der Zweigleistung p_{11} vorhandenen Komponenten:

$$\begin{aligned} p_{11} \approx & +\frac{1}{3}u_{L\alpha}i_{e\alpha} - \frac{1}{3}u_{a\alpha}i_{a\alpha} + \frac{1}{3}u_{L\alpha}i_{a\alpha} - \frac{1}{3}u_{a\alpha}i_{e\alpha} \\ & + u_{L\alpha}i_{d1\alpha} + u_{L\alpha}i_{d2\alpha} - u_{a\alpha}i_{d1\alpha} - u_{a\alpha}i_{d2\alpha} \\ & - \frac{1}{3}u_0i_{e\alpha} - \frac{1}{3}u_0i_{a\alpha} - u_0i_{d1\alpha} - u_0i_{d2\alpha} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Die in Gleichung (3.3) beispielhaft dargestellten Leistungskomponenten treten in allen neun Zweigleistungen p_{xy} mit unterschiedlichen Anteilen auf. Aus diesem Grund sind die Auswirkungen der einzelnen Spannungs- und Stromkom-

ponenten auf die neun Zweigleistungen p_{xy} und damit auf die neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ nicht ohne weiteres zu beantworten.

Zur Systematisierung der Analyse werden die neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ und die neun Zweigleistungen p_{xy} in drei Stufen transformiert [E14, E15]. Das Vorgehen erfolgt analog zur in Abschnitt 2.3 gezeigten Transformation der Zweigspannungen u_{xy} und Zweigströme i_{xy} . In der ersten Stufe kommt die Transformationsmatrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) zum Einsatz, um die Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ und die Zweigleistungen p_{xy} des M3Cs zu transformieren:

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha 1} \\ u_{C\beta 1} \\ u_{C0 1} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_{C11} \\ u_{C21} \\ u_{C31} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} p_{\alpha 1} \\ p_{\beta 1} \\ p_{0 1} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} p_{11} \\ p_{21} \\ p_{31} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha 2} \\ u_{C\beta 2} \\ u_{C0 2} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_{C12} \\ u_{C22} \\ u_{C32} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} p_{\alpha 2} \\ p_{\beta 2} \\ p_{0 2} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} p_{12} \\ p_{22} \\ p_{32} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha 3} \\ u_{C\beta 3} \\ u_{C0 3} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_{C13} \\ u_{C23} \\ u_{C33} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} p_{\alpha 3} \\ p_{\beta 3} \\ p_{0 3} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} p_{13} \\ p_{23} \\ p_{33} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

In der zweiten Stufe werden die jeweils ersten, zweiten und dritten Zeilen von (3.4) - (3.6) gemeinsam mit $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) transformiert:

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha} \\ u_{C\alpha\beta} \\ u_{C\alpha 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_{C\alpha 1} \\ u_{C\alpha 2} \\ u_{C\alpha 3} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} p_{\alpha\alpha} \\ p_{\alpha\beta} \\ p_{\alpha 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} p_{\alpha 1} \\ p_{\alpha 2} \\ p_{\alpha 3} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} u_{C\beta\alpha} \\ u_{C\beta\beta} \\ u_{C\beta 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_{C\beta 1} \\ u_{C\beta 2} \\ u_{C\beta 3} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} p_{\beta\alpha} \\ p_{\beta\beta} \\ p_{\beta 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} p_{\beta 1} \\ p_{\beta 2} \\ p_{\beta 3} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} u_{C0\alpha} \\ u_{C0\beta} \\ u_{C0 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_{C0 1} \\ u_{C0 2} \\ u_{C0 3} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} p_{0\alpha} \\ p_{0\beta} \\ p_{0 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} p_{0 1} \\ p_{0 2} \\ p_{0 3} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Bis zu diesem Punkt ist die benutzte Transformationsvorschrift mit Ausnahme der Vorfaktoren identisch zu [52]. Um abschließend die $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalen 1 und 2 zu berechnen, wird in dieser Arbeit in der dritten Stufe zusätzlich die Transformationsmatrix \mathbf{C}_D (2.38) benutzt [E14, E15]:

$$\begin{bmatrix} u_{Cd1\alpha} \\ u_{Cd1\beta} \\ u_{Cd2\alpha} \\ u_{Cd2\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_D \cdot \begin{bmatrix} u_{C\alpha\alpha} \\ u_{C\alpha\beta} \\ u_{C\beta\alpha} \\ u_{C\beta\beta} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} p_{d1\alpha} \\ p_{d1\beta} \\ p_{d2\alpha} \\ p_{d2\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_D \cdot \begin{bmatrix} p_{\alpha\alpha} \\ p_{\alpha\beta} \\ p_{\beta\alpha} \\ p_{\beta\beta} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Die in (3.7) - (3.10) enthaltenden transformierten $\alpha\beta$ -Komponenten können analog zu Abschnitt 2.3 durch vier Raumzeiger dargestellt werden. Diese beschreiben die richtungsabhängigen Unterschiede zwischen den neun Zweigleistungen p_{xy} bzw. Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} und werden nachfolgend vorgestellt. Die blau markierten Komponenten können als vertikaler Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Cv} und als vertikaler Leistungsraumzeiger \underline{p}_v dargestellt werden:

$$\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + j u_{C\beta 0}, \quad \underline{p}_v = p_{\alpha 0} + j p_{\beta 0} \quad (3.11)$$

Abbildung 3.1a) zeigt das dazugehörige Zeigerdiagramm für den vertikalen Leistungsraumzeiger \underline{p}_v , welches sinngemäß auch für den vertikalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Cv} gilt. Zusätzlich ist die Projektion auf die drei vertikalen Phasenleistungen p_{v1} , p_{v2} und p_{v3} eingezeichnet, deren Verteilung auf die neun Zweige in Abbildung 3.1b) gezeigt wird. Die vertikalen Phasenleistungen p_{v1} , p_{v2} und p_{v3} sind in jeder der drei Zeilen identisch, weshalb der vertikale Leistungsraumzeiger \underline{p}_v die zeilenweisen bzw. vertikalen Unterschiede zwischen den neun Zweigleistungen p_{xy} abbildet. Sinngemäß gilt dies auch für den vertikalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Cv} , der die vertikalen Unterschiede zwischen den neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} beschreibt.

Analog ergeben die grün markierten Komponenten den horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Ch} und den horizontalen Leistungsraumzeiger \underline{p}_h :

$$\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + j u_{C0\beta}, \quad \underline{p}_h = p_{0\alpha} + j p_{0\beta} \quad (3.12)$$

Das dazugehörige Zeigerdiagramm für den horizontalen Leistungsraumzeiger \underline{p}_h ist in Abbildung 3.2a) dargestellt und gilt sinngemäß auch für den horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Ch} . Zusätzlich sind die drei

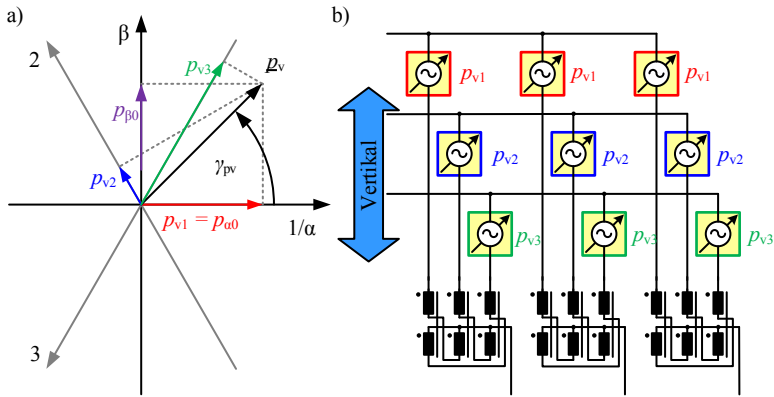


Abbildung 3.1: a) Vertikaler Leistungsraumzeiger $p_v = p_{\alpha 0} + jp_{\beta 0}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die vertikalen Phasenleistungen p_{v1} , p_{v2} und p_{v3} , b) Verteilung des vertikalen Phasenleistungen p_{v1} , p_{v2} und p_{v3} auf die neun Zweige des M3Cs.

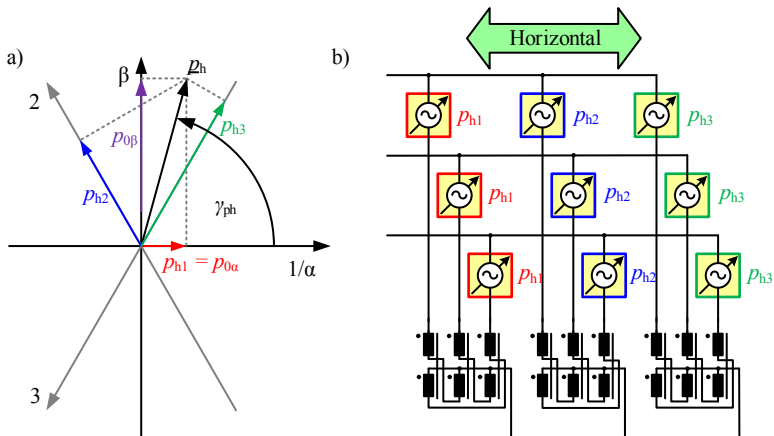


Abbildung 3.2: a) Horizontaler Leistungsraumzeiger $p_h = p_{0\alpha} + jp_{0\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die horizontalen Phasenleistungen p_{h1} , p_{h2} und p_{h3} , b) Verteilung des horizontalen Phasenleistungen p_{h1} , p_{h2} und p_{h3} auf die neun Zweige des M3Cs.

3.1 Transformation der Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen

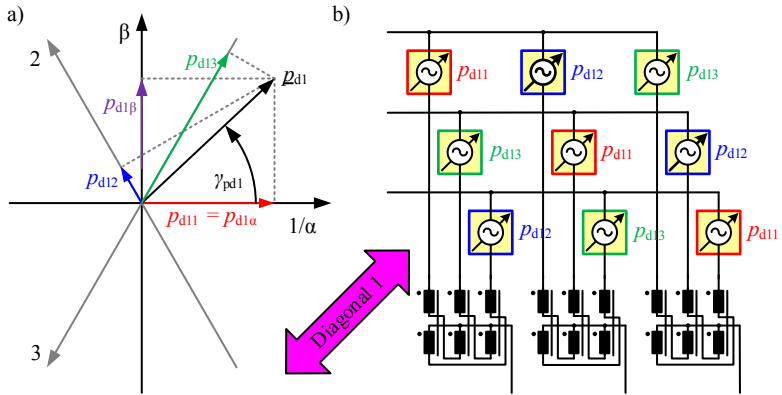


Abbildung 3.3: a) Diagonaler Leistungsraumzeiger 1 $\underline{p}_{d1} = p_{d1\alpha} + jp_{d1\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die diagonalen Phasenleistungen 1 p_{d11} , p_{d12} und p_{d13} , b) Verteilung des diagonalen Phasenleistungen 1 p_{d11} , p_{d12} und p_{d13} auf die neun Zweige des M3Cs.

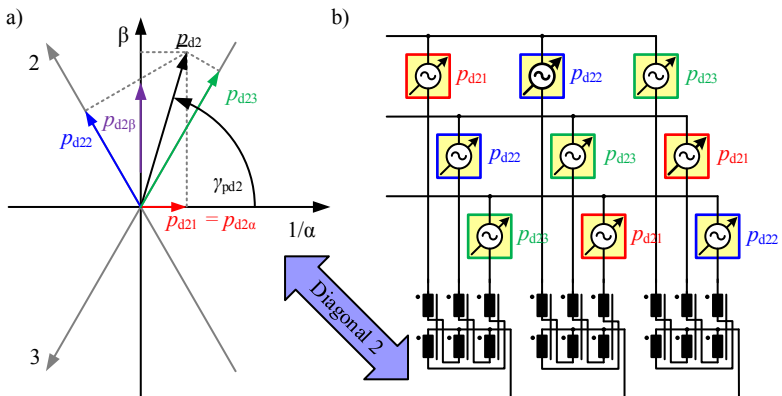


Abbildung 3.4: a) Diagonaler Leistungsraumzeiger 2 $\underline{p}_{d2} = p_{d2\alpha} + jp_{d2\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die diagonalen Phasenleistungen 2 p_{d21} , p_{d22} und p_{d23} , b) Verteilung des diagonalen Phasenleistungen 2 p_{d21} , p_{d22} und p_{d23} auf die neun Zweige des M3Cs.

horizontalen Phasenleistungen p_{h1} , p_{h2} und p_{h3} eingezeichnet, die sich aus der Projektion des Raumzeigers auf die drei Achsen ergeben. Die spaltenweise Verteilung der horizontalen Phasenleistungen p_{h1} , p_{h2} und p_{h3} auf die neun Zweige ist in Abbildung 3.2b) dargestellt und zeigt, dass der horizontale Leistungsraumzeiger \underline{p}_h die spaltenweisen bzw. horizontalen Unterschiede zwischen den neun Zweigleistungen p_{xy} abbildet. Das gilt sinngemäß auch für den horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Ch} , der die horizontalen Unterschiede zwischen den neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} beschreibt.

Abschließend ergeben die **magentafarbenen** und **violetten** Komponenten die beiden diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Cd1} , \underline{u}_{Cd2} und die diagonalen Leistungsraumzeiger \underline{p}_{d1} , \underline{p}_{d2} :

$$\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + j u_{Cd1\beta}, \quad \underline{p}_{d1} = p_{d1\alpha} + j p_{d1\beta} \quad (3.13)$$

$$\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + j u_{Cd2\beta}, \quad \underline{p}_{d2} = p_{d2\alpha} + j p_{d2\beta} \quad (3.14)$$

Abbildung 3.3a) und Abbildung 3.4a) zeigen die dazugehörigen Zeigerdiagramme für die diagonalen Leistungsraumzeiger 1 \underline{p}_{d1} und 2 \underline{p}_{d2} . Diese gelten sinngemäß auch für die diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 \underline{u}_{Cd1} und 2 \underline{u}_{Cd2} . Zusätzlich sind die sich ergebenden drei diagonalen Phasenleistungen p_{d11} , p_{d12} und p_{d13} bzw. p_{d21} , p_{d22} und p_{d23} eingezeichnet, deren Verteilung auf die neun Zweige in Abbildung 3.3b) und Abbildung 3.4b) dargestellt ist. Die diagonalen Phasenleistungen p_{d11} , p_{d12} und p_{d13} bzw. p_{d21} , p_{d22} und p_{d23} sind entlang der Diagonalen 1 bzw. 2 im M3C angeordnet, weshalb die diagonalen Leistungsraumzeiger 1 und 2 \underline{p}_{d1} , \underline{p}_{d2} die Unterschiede zwischen den neun Zweigleistungen p_{xy} auf den Diagonalen 1 und 2 abbilden. Analog gilt dies auch für die diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 \underline{u}_{Cd1} und 2 \underline{u}_{Cd2} , die die Unterschiede zwischen den neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} auf den Diagonalen 1 und 2 beschreiben.

Zusätzlich zu den vier durch $\alpha\beta$ -Komponenten beschriebenen Raumzeigern sind noch die **orange** markierten Nullkomponenten der Zweigkondensatorspannung u_{C00} und der Zweigleistung p_{00} vorhanden. Sie bilden den arithmetischen Mittelwert aller neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} bzw. Zweigleistungen p_{xy} ab. Abbildung 3.5 zeigt die dazugehörige gleichphasige Verteilung der Nullkomponente der Zweigleistung p_{00} auf die neun Zweige, welche analog auch für die Nullkomponente der Zweigkondensatorspannung u_{C00} gilt.

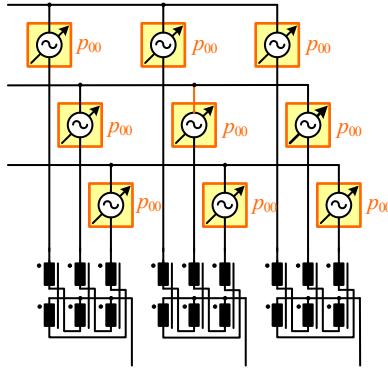


Abbildung 3.5: Gleichphasige Verteilung der Nullkomponente der Zweigleistung p_{00} auf die neun Zweige des M3Cs.

Zusammenfassend kann daher gesagt werden, dass die durch (3.4) - (3.10) beschriebene Transformationsvorschrift die vier theoretisch möglichen Raumzeiger mit den dazugehörigen $\alpha\beta$ -Komponenten aus den neun Zweigleistungen p_{xy} bzw. Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} berechnet [74]. Durch die Wahl der Transformationsmatrizen wird dabei erreicht, dass jeder der vier Raumzeiger die Unterschiede zwischen den neun Zweigleistungen p_{xy} bzw. Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} in einer der in Abbildung 3.1 - Abbildung 3.4 dargestellten Richtungen abbildet [E14, E15]. Zusammen mit der in Abbildung 3.5 dargestellten Nullkomponente, welche dem arithmetischen Mittelwert entspricht, wird dann eine vollständige und eindeutige Beschreibung der neun Zweigleistungen p_{xy} bzw. Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} durch die transformierten Komponenten erreicht.

Die dazugehörige Rücktransformation zur Berechnung der Zweigleistungen p_{xy} bzw. Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} aus den transformierten Größen kann gemäß der in Abschnitt 2.4 gezeigten Herleitung für die Zweigströme und Zweigspannungen erfolgen. Durch Anwendung von (2.44) - (2.51) auf die transformierten Komponenten der Zweigleistungen p_{xy} bzw. Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} folgt beispielhaft für die Zweigleistung p_{11} und die Zweigkondensatorspannung u_{C11} :

$$p_{11} = p_{\alpha 0} + p_{0\alpha} + p_{d1\alpha} + p_{d2\alpha} + p_{00} \quad (3.15)$$

$$u_{C11} = u_{C\alpha 0} + u_{C0\alpha} + u_{Cd1\alpha} + u_{Cd2\alpha} + u_{C00} \quad (3.16)$$

Analog zu (3.15) und (3.16) ergeben sich die Zweigleistungen p_{xy} und Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} der anderen acht Umrichterzweige. Sie können übersichtlicher dargestellt werden, wenn die enthaltenen $\alpha\beta$ -Komponenten mithilfe der Matrix $C_{\alpha\beta 0}^{-1}$ (2.45) durch die drei Phasenleistungen aller vier Richtungen ausgedrückt werden. Für die Zweigleistung p_{11} (3.15) und die Zweigkondensatorspannung u_{C11} (3.16) folgt damit beispielhaft:

$$p_{11} = p_{v1} + p_{h1} + p_{d11} + p_{d21} + p_{00} \quad (3.17)$$

$$u_{C11} = u_{Cv1} + u_{Ch1} + u_{Cd11} + u_{Cd21} + u_{C00} \quad (3.18)$$

Aus (3.17) sieht man, dass die neun Zweigleistungen p_{xy} aus der grafischen Addition der in den Abbildung 3.1b) - Abbildung 3.4b) dargestellten Phasenleistungen und der in Abbildung 3.5 dargestellten Nullkomponente entstehen. Dies gilt sinngemäß auch für die neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} , wie die Zusammensetzung der Zweigkondensatorspannung u_{C11} (3.18) beispielhaft zeigt.

3.1.2 Transformiertes Zweigmodell

Der Einfluss der transformierten Komponenten der Zweigleistungen auf die transformierten Komponenten der Zweigkondensatorspannungen kann durch Einsetzen der neun linearisierten Zweigmodelle (2.12) in die Transformationsgleichungen (3.4) - (3.10) berechnet werden. Dabei wird von einem symmetrischen Betrieb des M3Cs ausgegangen, bei dem alle neun Zweige einen identischen Gleichanteil $\bar{u}_{Cxy} = \bar{u}_{C00}$ aufweisen. Für das vertikale und horizontale Zweigmodell folgt:

$$u_{C\alpha 0} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{\alpha 0} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{\alpha 0} \quad (3.19a)$$

$$u_{C\beta 0} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{\beta 0} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{\beta 0} \quad (3.19b)$$

3.1 Transformation der Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen

$$u_{C0\alpha} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{0\alpha} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{0\alpha} \quad (3.20a)$$

$$u_{C0\beta} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{0\beta} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{0\beta} \quad (3.20b)$$

Analog ergibt sich das Zweigmodell für die Diagonalen 1 und 2:

$$u_{Cd1\alpha} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{d1\alpha} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{d1\alpha} \quad (3.21a)$$

$$u_{Cd1\beta} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{d1\beta} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{d1\beta} \quad (3.21b)$$

$$u_{Cd2\alpha} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{d2\alpha} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{d2\alpha} \quad (3.22a)$$

$$u_{Cd2\beta} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{d2\beta} dt = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{d2\beta} \quad (3.22b)$$

Abschließend folgt für das Zweigmodell der Nullkomponente:

$$u_{C00} \approx \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} \int p_{00} dt + \bar{u}_C = \frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}} w_{00} + \bar{u}_{C00} \quad (3.23)$$

Die transformierten Zweigmodelle (3.19) - (3.23) zeigen, dass die transformierten Komponenten der Zweigkondensatorspannungen maßgeblich durch die Integrale der Zweigleistungskomponenten der gleichen Richtung beeinflusst werden. Im quasistationären Betrieb des M3Cs dürfen deshalb in jeder Richtung nur Blindleistungen auftreten, um die Mittelwerte der transformierten Komponenten der Zweigkondensatorspannungen konstant zu halten. Zusätzlich wird ersichtlich, dass der Gleichanteil der Zweigkondensatorspannungen \bar{u}_{C00} bei symmetrischen Betrieb ausschließlich in der Nullkomponente der Zweigkondensatorspannungen u_{C00} (3.23) auftritt. Er kann durch eine Nullkomponente

der Zweigleistung p_{00} mit einem zeitlichen Mittelwert $\bar{p}_{00} \neq 0$ verändert und gezielt eingestellt werden.

3.1.3 Zusammensetzung der transformierten Komponenten der Zweigleistungen

In diesem Abschnitt werden die transformierten Komponenten der Zweigleistungen in Abhängigkeit der in Abschnitt 2.3 berechneten transformierten Komponenten der Zweigspannungen u_{xy} und der Zweigströme i_{xy} angegeben. Dazu werden die Zweigspannungen u_{xy} und Zweigströme i_{xy} unter Vernachlässigung der vergleichsweise kleinen Spannungsanteile zur Stromeinprägung gemäß Abschnitt 2.4 aus den transformierten Komponenten zusammengesetzt und in die Zweigleistungsgleichung (3.1) eingesetzt. Nach der Anwendung der dreistufigen Transformationsgleichungen (3.4) - (3.10) folgt für die vertikalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{\alpha 0}, p_{\beta 0}$:

$$\begin{aligned}
 p_{\alpha 0} = & + \frac{1}{6} (u_{L\alpha} i_{e\alpha} - u_{L\beta} i_{e\beta}) \\
 & - \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d1\alpha} + u_{a\beta} i_{d1\beta}) - \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d2\alpha} + u_{a\beta} i_{d2\beta}) \\
 & - \frac{1}{3} u_0 i_{e\alpha}
 \end{aligned} \tag{3.24a}$$

$$\begin{aligned}
 p_{\beta 0} = & - \frac{1}{6} (u_{L\alpha} i_{e\beta} + u_{L\beta} i_{e\alpha}) \\
 & + \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d1\beta} - u_{a\beta} i_{d1\alpha}) - \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d2\beta} - u_{a\beta} i_{d2\alpha}) \\
 & - \frac{1}{3} u_0 i_{e\beta}
 \end{aligned} \tag{3.24b}$$

Analog ergeben sich die horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}, p_{0\beta}$:

$$\begin{aligned}
 p_{0\alpha} = & - \frac{1}{6} (u_{a\alpha} i_{a\alpha} - u_{a\beta} i_{a\beta}) \\
 & + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d1\alpha} - u_{L\beta} i_{d1\beta}) + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d2\alpha} + u_{L\beta} i_{d2\beta}) \\
 & - \frac{1}{3} u_0 i_{a\alpha}
 \end{aligned} \tag{3.25a}$$

3.1 Transformation der Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen

$$\begin{aligned}
 p_{0\beta} = & + \frac{1}{6} (u_{a\alpha} i_{a\beta} + u_{a\beta} i_{a\alpha}) \\
 & + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d1\beta} + u_{L\beta} i_{d1\alpha}) + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d2\beta} - u_{L\beta} i_{d2\alpha}) \\
 & - \frac{1}{3} u_0 i_{a\beta}
 \end{aligned} \quad (3.25b)$$

Die diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}$, $p_{d1\beta}$ und 2 $p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ berechnen sich zu:

$$\begin{aligned}
 p_{d1\alpha} = & + \frac{1}{6} (u_{L\alpha} i_{a\alpha} + u_{L\beta} i_{a\beta}) - \frac{1}{6} (u_{a\alpha} i_{e\alpha} + u_{a\beta} i_{e\beta}) \\
 & + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d2\alpha} - u_{L\beta} i_{d2\beta}) - \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d2\alpha} - u_{a\beta} i_{d2\beta}) \\
 & - u_0 i_{d1\alpha}
 \end{aligned} \quad (3.26a)$$

$$\begin{aligned}
 p_{d1\beta} = & + \frac{1}{6} (u_{L\alpha} i_{a\beta} - u_{L\beta} i_{a\alpha}) + \frac{1}{6} (u_{a\alpha} i_{e\beta} - u_{a\beta} i_{e\alpha}) \\
 & + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d2\beta} + u_{L\beta} i_{d2\alpha}) + \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d2\beta} + u_{a\beta} i_{d2\alpha}) \\
 & - u_0 i_{d1\beta}
 \end{aligned} \quad (3.26b)$$

$$\begin{aligned}
 p_{d2\alpha} = & + \frac{1}{6} (u_{L\alpha} i_{a\alpha} - u_{L\beta} i_{a\beta}) - \frac{1}{6} (u_{a\alpha} i_{e\alpha} - u_{a\beta} i_{e\beta}) \\
 & + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d1\alpha} + u_{L\beta} i_{d1\beta}) - \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d1\alpha} - u_{a\beta} i_{d1\beta}) \\
 & - u_0 i_{d2\alpha}
 \end{aligned} \quad (3.27a)$$

$$\begin{aligned}
 p_{d2\beta} = & + \frac{1}{6} (u_{L\alpha} i_{a\beta} + u_{L\beta} i_{a\alpha}) - \frac{1}{6} (u_{a\alpha} i_{e\beta} + u_{a\beta} i_{e\alpha}) \\
 & + \frac{1}{2} (u_{L\alpha} i_{d1\beta} - u_{L\beta} i_{d1\alpha}) + \frac{1}{2} (u_{a\alpha} i_{d1\beta} + u_{a\beta} i_{d1\alpha}) \\
 & - u_0 i_{d2\beta}
 \end{aligned} \quad (3.27b)$$

Abschließend berechnet sich die Nullkomponente der Zweigleistungen p_{00} zu:

$$p_{00} = +\frac{1}{6} (u_{L\alpha} i_{e\alpha} + u_{L\beta} i_{e\beta}) - \frac{1}{6} (u_{a\alpha} i_{a\alpha} + u_{a\beta} i_{e\beta}) \quad (3.28)$$

Alle neun transformierten Leistungskomponenten setzen sich nach (3.24) - (3.28) aus den Produkten mehrerer Spannungs- und Stromkomponenten unterschiedlicher Richtungen zusammen. Im Vergleich zu den Zweigleistungen p_{xy} (siehe Beispiel Zweigleistung p_{11} (3.3)) treten dabei nicht mehr alle Spannungs- und Stromkomponenten in allen transformierten Leistungskomponenten (3.24) - (3.28) auf. Die dreistufigen Transformationsgleichungen (3.4) - (3.10) bewirken daher die Trennung der für jede Leistungsrichtung wirksamen Spannungs- und Stromkomponenten. Dabei ist zu beachten, dass nahezu alle Spannungs- und Stromkomponenten in mehreren Richtungen auftreten und diese Kopplungen noch näher untersucht werden müssen.

Zur weiteren Vereinfachung der allgemeingültigen transformierten Leistungskomponenten (3.24) - (3.28) werden im nächsten Schritt gleichanteilsfreie Drehspannungs- bzw. Drehstromsysteme für alle vier Richtungen angesetzt, vergleiche hierzu Abbildung 2.4b) - Abbildung 2.7b):

$$\begin{aligned} u_{L1} &= \hat{U}_L \cdot \cos(\gamma_e) & i_{e1} &= \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_e + \varphi_e) \\ u_{L2} &= \hat{U}_L \cdot \cos\left(\gamma_e - \frac{2\pi}{3}\right) & i_{e2} &= \hat{I}_e \cdot \cos\left(\gamma_e + \varphi_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{L3} &= \hat{U}_L \cdot \cos\left(\gamma_e - \frac{4\pi}{3}\right) & i_{e3} &= \hat{I}_e \cdot \cos\left(\gamma_e + \varphi_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.29)$$

$$\begin{aligned} u_{a1} &= \hat{U}_a \cdot \cos(\gamma_a) & i_{a1} &= \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_a + \varphi_a) \\ u_{a2} &= \hat{U}_a \cdot \cos\left(\gamma_a - \frac{2\pi}{3}\right) & i_{a2} &= \hat{I}_a \cdot \cos\left(\gamma_a + \varphi_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_{a3} &= \hat{U}_a \cdot \cos\left(\gamma_a - \frac{4\pi}{3}\right) & i_{a3} &= \hat{I}_a \cdot \cos\left(\gamma_a + \varphi_a - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned}
 u_{d11} &= \hat{U}_{d1} \cdot \cos(\gamma_{d1}) & i_{d11} &= \hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_{d1} + \varphi_{d1}) \\
 u_{d12} &= \hat{U}_{d1} \cdot \cos\left(\gamma_{d1} - \frac{2\pi}{3}\right) & i_{d12} &= \hat{I}_{d1} \cdot \cos\left(\gamma_{d1} + \varphi_{d1} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 u_{d13} &= \hat{U}_{d1} \cdot \cos\left(\gamma_{d1} - \frac{4\pi}{3}\right) & i_{d13} &= \hat{I}_{d1} \cdot \cos\left(\gamma_{d1} + \varphi_{d1} - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned}
 u_{d21} &= \hat{U}_{d2} \cdot \cos(\gamma_{d2}) & i_{d21} &= \hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_{d2} + \varphi_{d2}) \\
 u_{d22} &= \hat{U}_{d2} \cdot \cos\left(\gamma_{d2} - \frac{2\pi}{3}\right) & i_{d22} &= \hat{I}_{d2} \cdot \cos\left(\gamma_{d2} + \varphi_{d2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 u_{d23} &= \hat{U}_{d2} \cdot \cos\left(\gamma_{d2} - \frac{4\pi}{3}\right) & i_{d23} &= \hat{I}_{d2} \cdot \cos\left(\gamma_{d2} + \varphi_{d2} - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \quad (3.32)$$

Die Amplituden der Drehspannungs- bzw. Drehstromsysteme werden durch \hat{U}_L , \hat{U}_a , \hat{U}_{d1} und \hat{U}_{d2} bzw. \hat{I}_e , \hat{I}_a , \hat{I}_{d1} und \hat{I}_{d2} ausgedrückt. Die Phasenwinkel γ_e , γ_a , γ_{d1} und γ_{d2} beschreiben den beliebigen Phasenwinkel des jeweiligen Drehspannungs- bzw. Drehstromsystems. Zusätzlich geben die Winkel φ_e , φ_a , φ_{d1} und φ_{d2} die jeweilige Phasenverschiebung zwischen den Spannungen und Strömen der vier Drehspannungs- bzw. Drehstromsysteme an.

Durch Anwendung der Transformationsmatrix $C_{\alpha\beta 0}$ (2.17) auf (3.29) - (3.32) lassen sich die $\alpha\beta$ -Komponenten aller Drehspannungs- und Drehstromsysteme durch Polarkoordinaten mit Amplitude und Phase beschreiben, vergleiche hierzu Abbildung 2.4b) - Abbildung 2.7b):

$$\begin{aligned}
 u_{L\alpha} &= \hat{U}_L \cdot \cos(\gamma_e) & i_{e\alpha} &= \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_e + \varphi_e) \\
 u_{L\beta} &= \hat{U}_L \cdot \sin(\gamma_e) & i_{e\beta} &= \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_e + \varphi_e)
 \end{aligned} \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned}
 u_{a\alpha} &= \hat{U}_a \cdot \cos(\gamma_a) & i_{a\alpha} &= \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_a + \varphi_a) \\
 u_{a\beta} &= \hat{U}_a \cdot \sin(\gamma_a) & i_{a\beta} &= \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_a + \varphi_a)
 \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\begin{aligned}
 u_{d1\alpha} &= \hat{U}_{d1} \cdot \cos(\gamma_{d1}) & i_{d1\alpha} &= \hat{I}_{d1} \cdot \cos(\gamma_{d1} + \varphi_{d1}) \\
 u_{d1\beta} &= \hat{U}_{d1} \cdot \sin(\gamma_{d1}) & i_{d1\beta} &= \hat{I}_{d1} \cdot \sin(\gamma_{d1} + \varphi_{d1})
 \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\begin{aligned} u_{d2\alpha} &= \hat{U}_{d2} \cdot \cos(\gamma_{d2}) & i_{d2\alpha} &= \hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_{d2} + \varphi_{d2}) \\ u_{d2\beta} &= \hat{U}_{d2} \cdot \sin(\gamma_{d2}) & i_{d2\beta} &= \hat{I}_{d2} \cdot \sin(\gamma_{d2} + \varphi_{d2}) \end{aligned} \quad (3.36)$$

Abschließend wird für die Nullkomponente u_0 zunächst allgemein eine einphasige Wechselspannung angesetzt¹:

$$u_0 = \hat{U}_0 \cdot \cos(\gamma_0) \quad (3.37)$$

Dabei ist \hat{U}_0 die Amplitude der Nullkomponente und γ_0 der entsprechende Phasenwinkel.

Durch Einsetzen von (3.33) - (3.37)² folgt für die vertikalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{\alpha 0}$, $p_{\beta 0}$ (3.24):

$$\begin{aligned} p_{\alpha 0} &= + \frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_e + \varphi_e) \\ &\quad - \frac{1}{2} \hat{U}_a \hat{I}_{d1} \cdot \cos(\gamma_a - \gamma_{d1} - \varphi_{d1}) - \frac{1}{2} \hat{U}_a \hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_a - \gamma_{d2} - \varphi_{d2}) \\ &\quad - \frac{1}{6} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e) - \frac{1}{6} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \end{aligned} \quad (3.38a)$$

$$\begin{aligned} p_{\beta 0} &= - \frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_e + \varphi_e) \\ &\quad - \frac{1}{2} \hat{U}_a \hat{I}_{d1} \cdot \sin(\gamma_a - \gamma_{d1} - \varphi_{d1}) + \frac{1}{2} \hat{U}_a \hat{I}_{d2} \cdot \sin(\gamma_a - \gamma_{d2} - \varphi_{d2}) \\ &\quad + \frac{1}{6} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e) - \frac{1}{6} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \end{aligned} \quad (3.38b)$$

¹Hier ist anzumerken, dass die Nullkomponente prinzipiell aus mehreren überlagerten Wechsel- oder Gleichspannungen mit unterschiedlichen Amplituden und Phasenwinkeln zusammengesetzt werden kann.

²Die Diagonalspannungssysteme 1 und 2 aus (3.35) und (3.36) dienen nur zur Stromeinprägung für die Diagonalströme 1 und 2 und werden daher für die nachfolgenden Berechnungen nicht weiter benötigt.

3.1 Transformation der Zweigleistungen und Zweigkondensatorspannungen

Analog ergeben sich die horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.25) durch Einsetzen von (3.33) - (3.37) zu:

$$\begin{aligned}
 p_{0\alpha} = & -\frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_a + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d1} \cdot \cos(\gamma_e + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}) + \frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d2} \cdot \cos(-\gamma_e + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}) \quad (3.39a) \\
 & - \frac{1}{6}\hat{U}_0\hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_a - \varphi_a) - \frac{1}{6}\hat{U}_0\hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p_{0\beta} = & +\frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_a + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d1} \cdot \sin(\gamma_e + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}) + \frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d2} \cdot \sin(-\gamma_e + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}) \quad (3.39b) \\
 & + \frac{1}{6}\hat{U}_0\hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_a - \varphi_a) - \frac{1}{6}\hat{U}_0\hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a)
 \end{aligned}$$

Für die diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}$, $p_{d1\beta}$ (3.26) und 2 $p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.27) folgt durch Einsetzen von (3.33) - (3.37):

$$\begin{aligned}
 p_{d1\alpha} = & +\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a \cdot \cos(-\gamma_e + \gamma_a + \varphi_a) - \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_e + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}) - \frac{1}{2}\hat{U}_a\hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_a + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}) \quad (3.40a) \\
 & - \frac{1}{2}\hat{U}_0\hat{I}_{d1} \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_{d1} - \varphi_{d1}) - \frac{1}{2}\hat{U}_0\hat{I}_{d1} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_{d1} + \varphi_{d1})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p_{d1\beta} = & +\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a \cdot \sin(-\gamma_e + \gamma_a + \varphi_a) - \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d2} \cdot \sin(\gamma_e + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}) + \frac{1}{2}\hat{U}_a\hat{I}_{d2} \cdot \sin(\gamma_a + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}) \quad (3.40b) \\
 & + \frac{1}{2}\hat{U}_0\hat{I}_{d1} \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_{d1} - \varphi_{d1}) - \frac{1}{2}\hat{U}_0\hat{I}_{d1} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_{d1} + \varphi_{d1})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p_{d2\alpha} = & + \frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_e + \gamma_a + \varphi_a) - \frac{1}{6} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{2} \hat{U}_L \hat{I}_{d1} \cdot \cos(-\gamma_e + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}) - \frac{1}{2} \hat{U}_a \hat{I}_{d1} \cdot \cos(\gamma_a + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}) \quad (3.41a) \\
 & - \frac{1}{2} \hat{U}_0 \hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_{d2} - \varphi_{d2}) - \frac{1}{2} \hat{U}_0 \hat{I}_{d2} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_{d2} + \varphi_{d2})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 p_{d2\beta} = & + \frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_e + \gamma_a + \varphi_a) - \frac{1}{6} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{2} \hat{U}_L \hat{I}_{d1} \cdot \sin(-\gamma_e + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}) + \frac{1}{2} \hat{U}_a \hat{I}_{d1} \cdot \sin(\gamma_a + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}) \quad (3.41b) \\
 & + \frac{1}{2} \hat{U}_0 \hat{I}_{d2} \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_{d2} - \varphi_{d2}) - \frac{1}{2} \hat{U}_0 \hat{I}_{d2} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_{d2} + \varphi_{d2})
 \end{aligned}$$

Abschließend berechnet sich die Nullkomponente der Zweigleistung p_{00} (3.28) mit (3.33) und (3.34) zu:

$$p_{00} = + \frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(\varphi_e) - \frac{1}{6} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(\varphi_a) \quad (3.42)$$

Wie man an den Gleichungen (3.38) - (3.41) sieht, treten in den transformierten Komponenten der Zweigleistungen aller vier Richtungen jeweils fünf bzw. sechs verschiedene Leistungskomponenten auf. Für die dazugehörigen in Abbildung 3.1b) - Abbildung 3.4b) dargestellten Leistungsraumzeiger (3.11) - (3.14) bedeutet dies, dass sie sich aus der Überlagerung von fünf bzw. sechs „Teilleistungsraumzeigern“ zusammensetzen. Die Beträge und Phasenwinkel der „Teilleistungsraumzeiger“ werden dabei aus den Produkten unterschiedlicher Spannungs- und Stromkomponenten gebildet. Zusätzlich enthält die Nullkomponente p_{00} (3.42) zwei Leistungskomponenten, die gemäß Abbildung 3.5 gleichphasig auf die neun Zweige des M3Cs wirken.

	u	i	$P_{\alpha 0}, P_{\beta 0}$ (3.38)	$P_{0\alpha}, P_{0\beta}$ (3.39)	$P_{d1\alpha}, P_{d1\beta}$ (3.40)	$P_{d2\alpha}, P_{d2\beta}$ (3.41)	P_{00} (3.42)
1	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_e/3$ $\gamma_e + \varphi_e$	$+\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_e$ $-(2\gamma_e + \varphi_e)$				$+\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_e$ φ_e
2	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_e/3$ $\gamma_e + \varphi_e$			$-\frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e$ $\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$	$-\frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e$ $\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e$	
3	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_a/3$ $\gamma_a + \varphi_a$			$+\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a$ $\gamma_a + \varphi_a - \gamma_e$	$+\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a$ $\gamma_a + \varphi_a + \gamma_e$	
4	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_a/3$ $\gamma_a + \varphi_a$		$-\frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_a$ $-(2\gamma_a + \varphi_a)$			$-\frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_a$ φ_a
5	\hat{U}_L γ_e	\hat{I}_{d1} $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$		$+\frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d1}$ $\gamma_e + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}$		$+\frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d1}$ $-(\gamma_e - \gamma_{d1} - \varphi_{d1})$	
6	$-\hat{U}_a$ γ_a	\hat{I}_{d1} $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$	$-\frac{1}{2}\hat{U}_a\hat{I}_{d1}$ $\gamma_a - \gamma_{d1} - \varphi_{d1}$			$-\frac{1}{2}\hat{U}_a\hat{I}_{d1}$ $-(\gamma_a + \gamma_{d1} + \varphi_{d1})$	
7	\hat{U}_L γ_e	\hat{I}_{d2} $\gamma_{d2} + \varphi_{d2}$		$+\frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d2}$ $-(\gamma_e - \gamma_{d2} - \varphi_{d2})$	$+\frac{1}{2}\hat{U}_L\hat{I}_{d2}$ $\gamma_e + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}$		
8	$-\hat{U}_a$ γ_a	\hat{I}_{d2} $\gamma_{d2} + \varphi_{d2}$	$-\frac{1}{2}\hat{U}_a\hat{I}_{d2}$ $-(\gamma_a - \gamma_{d2} - \varphi_{d2})$		$-\frac{1}{2}\hat{U}_a\hat{I}_{d2}$ $-(\gamma_a + \gamma_{d2} + \varphi_{d2})$		
9	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_e/3$ $\gamma_e + \varphi_e$	$-\frac{1}{6}\hat{U}_0\hat{I}_e$ $\pm\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e$				
10	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_a/3$ $\gamma_a + \varphi_a$		$-\frac{1}{6}\hat{U}_0\hat{I}_a$ $\pm\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a$			
11	$-\hat{U}_0$ γ_0	\hat{I}_{d1} $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$			$-\frac{1}{2}\hat{U}_0\hat{I}_{d1}$ $\pm\gamma_0 + \gamma_{d1} + \varphi_{d1}$		
12	$-\hat{U}_0$ γ_0	\hat{I}_{d2} $\gamma_{d2} + \varphi_{d2}$				$-\frac{1}{2}\hat{U}_0\hat{I}_{d2}$ $\pm\gamma_0 + \gamma_{d2} + \varphi_{d2}$	

Tabelle 3.1: Übersicht über die Beträge und Phasenwinkel der transformierten Komponenten der Zweigleistungen

Um die in den Gleichungen (3.38) - (3.42) enthaltene Information übersichtlicher darzustellen, wurde Tabelle 3.1 entwickelt. Sie zeigt die Bildung der Beträge und Phasenwinkel der transformierten Komponenten der Zweigleistungen (3.38) - (3.42) aus den Beträgen und Phasenwinkeln der jeweils beteiligten Spannungs- und Stromkomponenten (3.33) - (3.37). Für (3.38) - (3.41) ist dies gleichbedeutend mit der Bildung der Beträge und Phasenwinkel der enthaltenen „Teilleistungsraumzeiger“ aus den Beträgen und Phasenwinkeln der jeweils beteiligten Spannungs- und Stromkomponenten (3.33) - (3.37). Tabelle 3.1 ist folgendermaßen aufgebaut:

- Die erste Spalte nummeriert die Zeilen von Tabelle 3.1 durch, um die Referenzierung im nachfolgenden Text zu vereinfachen.
- Die zweite und dritte Spalte geben die Amplituden und Phasenwinkel der an der Leistungserzeugung beteiligten Spannungs- und Stromkomponenten gemäß (3.33) - (3.37) an. Die Vorzeichen der Spannungen ergeben sich dabei aus der in Abschnitt 2.4 gezeigten Zusammensetzung der Zweigspannungen.
- In den Spalten drei bis sieben sind die Beträge (inklusive Vorzeichen) und die Phasenwinkel aller 24 in (3.38) - (3.42) enthaltenen Leistungskomponenten angegeben. Um sie korrekt zu bestimmen, müssen die Vorzeichen der $\alpha\beta$ -Komponenten zunächst, falls erforderlich, mithilfe von $\cos(\delta) = \cos(-\delta)$ und $-\sin(\delta) = \sin(-\delta)$ [75] vereinheitlicht werden. Anschließend können die Beträge samt Vorzeichen und die Phasenwinkel abgelesen werden, was beispielhaft an der in der ersten Zeile von (3.38) enthaltenen Leistungskomponente gezeigt wird:

$$p_{\alpha 0, Z1} = + \frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_e + \varphi_e) = + \underbrace{\frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e}_{\text{Betrag}} \cdot \underbrace{\cos(-(2\gamma_e + \varphi_e))}_{\text{Phasenwinkel}} \quad (3.43a)$$

$$p_{\beta 0, Z1} = - \frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_e + \varphi_e) = + \underbrace{\frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e}_{\text{Betrag}} \cdot \underbrace{\sin(-(2\gamma_e + \varphi_e))}_{\text{Phasenwinkel}} \quad (3.43b)$$

Der im Beispiel aus (3.43) abgelesene Betrag samt Vorzeichen $+\frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_e$ und der dazugehörige Phasenwinkel $-(2\gamma_e + \varphi_e)$ der $\alpha\beta$ -Komponenten des „Teilleistungsraumzeigers“ können nun im passenden Feld von Tabelle 3.1 eingetragen werden. Dazu muss zunächst die Zeile gefunden werden, in der die

Beträge und Phasenwinkel der jeweils beteiligten Spannungs- und Stromkomponenten eingetragen sind. In unserem Beispiel ist das die Zeile 1. Anschließend werden die Beträge und Phasenwinkel in der Spalte eingetragen, die zur entsprechenden Richtung der Leistungskomponenten gemäß (3.38) - (3.42) gehören. Im Beispiel ist das die vierte Spalte, in der alle in den vertikalen Komponenten der Zweigleistungen (3.38) auftretenden Leistungskomponenten eingetragen werden.

- Nach dem Eintragen aller 24 Leistungskomponenten aus (3.38) - (3.41) sieht man, dass in jeder Zeile von Tabelle 3.1 zwei Leistungskomponenten eingetragen sind, die sich aus dem jeweiligen Produkt der in Spalte 2 und 3 eingetragenen Spannungen und Ströme ergeben. Die beiden Leistungskomponenten weisen einen identischen Betrag samt Vorzeichen von $\pm|p| = \pm\frac{1}{2}\hat{U}\hat{I}$ auf. Die dazugehörigen Phasenwinkel ergeben sich je einmal aus der Summe und der Differenz der Phasenwinkel der Spannungen und Ströme einer Zeile. Beides folgt mathematisch aus $\sin(\delta) \cdot \sin(\varepsilon) = \frac{1}{2}(\cos(\delta - \varepsilon) - \cos(\delta + \varepsilon))$ und $\cos(\delta) \cdot \cos(\varepsilon) = \frac{1}{2}(\cos(\delta - \varepsilon) + \cos(\delta + \varepsilon))$ und ist grafisch durch die jeweiligen Farben der Spannungen und Ströme in den Amplituden und Phasenwinkeln der Leistungskomponenten kenntlich gemacht. In manchen Fällen ist ein zusätzliches negatives Vorzeichen bei den Phasenwinkeln vorhanden, welches auf ein Gegensystem hinweist. Dieses ist in den Gleichungen (3.38) - (3.41) anhand unterschiedlicher Vorzeichen der $\alpha\beta$ -Komponenten erkennbar.

Die so aufgebaute Tabelle 3.1 ist zur Erhöhung der Übersichtlichkeit in drei Blöcke mit jeweils acht transformierten Komponenten der Zweigleistungen eingeteilt. In den Blöcken 1 und 2 erzeugt jede Stromkomponente insgesamt vier Leistungskomponenten mit den Eingangs- und Ausgangsspannungen. Hinzu kommen weitere zwei Leistungskomponenten pro Stromkomponente, falls eine im dritten Block dargestellte Nullkomponente benutzt wird:

- Der erste Block mit den Zeilen 1 - 4 umfasst alle Leistungskomponenten, die in den jeweils ersten Zeilen von (3.38) - (3.42) enthalten sind. Sie sind direkt an der Leistungsübertragung von der Eingangs- zur Ausgangsseite beteiligt und beschreiben das grundlegende Betriebsverhalten des M3Cs. Ihre detaillierte Analyse wird in Abschnitt 3.2 vorgestellt.
- Der zweite Block mit den Zeilen 5 - 8 umfasst alle Leistungskomponenten, die in den jeweils zweiten Zeilen von (3.38) - (3.41) enthalten sind. Diese können durch zusätzliche innere Diagonalströme 1 und 2 und den vorhandenen Eingangs- und Ausgangsspannungen erzeugt werden und stellen Freiheitsgrade für die Regelung des M3Cs dar. Ihre Eignung zur Symmetrierung der neun

Zweigkondensatorsspannungen $u_{C_{xy}}$ wird in Abschnitt 3.3 vorgestellt. Zusätzlich wird in Abschnitt 3.4 untersucht, wie sie zur Reduzierung des Energiehubs in den Zellkondensatoren C_{xyz} eingesetzt werden können.

- Der dritte Block mit den Zeilen 9 - 12 umfasst alle Leistungskomponenten aus den jeweils dritten Zeilen von (3.38) - (3.41). Sie können durch eine Nullkomponente und den vorhandenen Eingangs- und Ausgangsströmen oder zusätzlich eingepprägten inneren Diagonalströmen 1 und 2 erzeugt werden und stellen weitere Freiheitsgrade für die Regelung des M3Cs dar. In den Abschnitten 3.3 und 3.4 wird untersucht, wie sie zur Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ und zur Reduktion des Energiehubs eingesetzt werden können.

3.2 Zweigleistungen im quasistationären Betrieb des M3Cs

Um das grundsätzliche Betriebsverhalten des M3Cs zu beschreiben, werden nachfolgend die im quasistationären Betrieb auftretenden Leistungskomponenten untersucht. Dabei wird von einem frequenzvariablen Betrieb als Netz- und Antriebsumrichter ausgegangen, bei dem die Phasenwinkel γ_e und γ_a der ein- und ausgangsseitigen Drehspannungs- und Drehstromsysteme mit den Kreisfrequenzen ω_e und ω_a drehen und damit von der Zeit t abhängig sind:

$$\gamma_e = \omega_e \cdot t = 2\pi f_e \cdot t \quad (3.44)$$

$$\gamma_a = \omega_a \cdot t + \gamma_{a0} = 2\pi f_a \cdot t + \gamma_{a0} \quad (3.45)$$

Die Frequenzen f_e und f_a sind dabei der Eingangs- und Ausgangsseite des M3Cs zugeordnet. Der Winkel γ_{a0} gibt zusätzlich die anfängliche Phasenverschiebung zwischen dem ein- und ausgangsseitigen Drehspannungssystem für den Zeitpunkt $t = 0$ s an. Nach Anwendung von (3.44) und (3.45) auf die in Tabelle 3.1 eingetragenen Phasenwinkel werden nun die Auswirkungen des frequenzvariablen Betriebs auf die einzelnen Leistungskomponenten der vier Richtungen diskutiert. Dies schließt den Betrieb des M3Cs mit unterschiedlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang ($|\omega_a| \neq |\omega_e|$, $|\omega_a| \neq 0$, $|\omega_e| \neq 0$), den Betrieb mit Ausgangskreisfrequenz $\omega_a = 0$ und den Betrieb mit betragsmäßig gleichen Frequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| = |\omega_e|$ mit ein.

Zusätzlich werden die jeweils auftretenden Zeitverläufe der transformierten Komponenten der Zweigenergien w_{xy} berechnet. Diese werden dann in Kapitel 4 für die dynamische Verbesserung der Symmetrieregung eingesetzt.

3.2.1 Nullkomponente der Zweigleistungen

Zunächst wird die Nullkomponente p_{00} (3.42) analysiert. Dabei fällt auf, dass die Phasenwinkel der in der ersten und vierten Zeile von Tabelle 3.1 eingetragenen Komponenten unabhängig von γ_e und γ_a und damit auch von den Kreisfrequenzen ω_e und ω_a sind. Sie stellen daher Wirkleistungskomponenten dar, die von jedem Zweig mit dem Netz (Zeile 1) und der Maschine (Zeile 4) ausgetauscht werden und nur von den Phasenverschiebungen φ_e und φ_a abhängig sind. Mit den Wirkleistungen der Eingangsseite P_e und der Ausgangsseite P_a

$$P_e = +\frac{3}{2}\hat{U}_L\hat{I}_e \cdot \cos(\varphi_e) \quad (3.46)$$

$$P_a = +\frac{3}{2}\hat{U}_a\hat{I}_a \cdot \cos(\varphi_a) \quad (3.47)$$

folgt für die Nullkomponente der Zweigleistung p_{00} (3.42):

$$p_{00} = +\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_e \cdot \cos(\varphi_e) - \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_a \cdot \cos(\varphi_a) = \frac{1}{9}P_e - \frac{1}{9}P_a \quad (3.48)$$

Gleichung (3.48) zeigt, dass jeder Zweig des M3Cs zu jeweils einem Neuntel am Wirkleistungsaustausch mit dem Netz und der Maschine beteiligt ist, was anschaulich auch aus der Anzahl der Zweige folgt. Für den quasistationären Betrieb des M3Cs muss dabei gelten, dass die Eingangsleistung für den idealerweise verlustfrei angenommenen Umrichter gleich der Ausgangsleistung $P_e = P_a$ ist. Damit wird die Nullkomponente der Zweigleistung zu $p_{00} = 0$, wodurch die mittlere Zweigkondensatorspannung \bar{u}_{C00} gemäß des Zweigmodells (3.23) konstant gehalten wird. Unter der Annahme, dass die Ausgangsleistung P_a von der Last vorgegeben ist, kann dann die benötigte Eingangsstromamplitude \hat{I}_e in Abhängigkeit der Eingangsspannungsamplitude \hat{U}_L und des eingangsseitigen Leistungsfaktors $\cos(\varphi_e)$ berechnet werden:

$$\hat{I}_e = \frac{2 \cdot P_a}{3 \cdot \hat{U}_L \cdot \cos(\varphi_e)} = \frac{\hat{U}_a \cdot \cos(\varphi_a)}{\hat{U}_L \cdot \cos(\varphi_e)} \cdot \hat{I}_a = k \cdot \xi \cdot \hat{I}_a \quad (3.49)$$

Die Faktoren k und ξ geben dabei das Spannungsübersetzungsverhältnis und das Leistungsfaktorverhältnis zwischen der Eingangs- und Ausgangsseite des M3Cs an:

$$k = \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_L} \quad (3.50)$$

$$\xi = \frac{\cos(\varphi_a)}{\cos(\varphi_e)} \quad (3.51)$$

3.2.2 Vertikale und horizontale Komponenten der Zweigleistungen

In den vertikalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{\alpha 0}$, $p_{\beta 0}$ (3.38) tritt im quasistationären Betrieb des M3Cs eine mit der doppelten Eingangskreisfrequenz $2\omega_e$ pulsierende Blindleistungskomponente auf. Sie ist in der ersten Zeile von Tabelle 3.1 eingetragen und entsteht aufgrund des einphasigen Leistungsaustauschs zwischen den einzelnen Zweigen des M3Cs und dem speisenden Netz. Für den dazugehörigen „Teilleistungsraumzeiger“ bedeutet dies, das dieser mit doppelten Eingangskreisfrequenz $2\omega_e$ in vertikaler Richtung im M3C rotiert, vergleiche hierzu Abbildung 3.1.

Der Zeitverlauf der resultierenden vertikalen Energiepulsationen $w_{\alpha 0, 2\omega_e}$, $w_{\beta 0, 2\omega_e}$ kann durch Einsetzen von (3.44) in die erste Zeile von (3.38) und anschließender Integration über die Zeit t berechnet werden:

$$w_{\alpha 0, 2\omega_e} = + \frac{1}{6 \cdot 2\omega_e} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_e + \varphi_e) \quad (3.52a)$$

$$w_{\beta 0, 2\omega_e} = + \frac{1}{6 \cdot 2\omega_e} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_e + \varphi_e) \quad (3.52b)$$

Die vertikalen Energiepulsationen $w_{\alpha 0, 2\omega_e}$, $w_{\beta 0, 2\omega_e}$ müssen von den Zellkondensatoren C_{xyz} gepuffert werden. Sie führen gemäß des vertikalen Zweigmodells (3.19) zu einem Spannungshub mit der doppelten Eingangskreisfrequenz

$2\omega_e$ in den vertikalen Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C\alpha 0}$, $u_{C\beta 0}$. Mit der Eingangsscheinleistung

$$S_e = \frac{3}{2} \hat{U}_L \hat{I}_e \quad (3.53)$$

ergibt sich der Betrag von (3.52) zu:

$$|w_{v,2\omega_e}| = \left| \frac{S_e}{9 \cdot 2\omega_e} \right| \quad (3.54)$$

Der Betrag der vertikalen Energiepulsationen (3.54) ist proportional zur Eingangsscheinleistung pro Zweig $S_e/9$ und umgekehrt proportional zur doppelten Eingangskreisfrequenz $2\omega_e$. Die vertikalen Energiepulsationen $w_{\alpha 0,2\omega_e}$, $w_{\beta 0,2\omega_e}$ sind daher für den Betrieb des M3Cs am öffentlichen Netz mit $\omega_e \gg 0$ in ihrer Höhe begrenzt, wodurch von ihnen keine betrieblichen Einschränkungen zu erwarten sind.

Analog tritt in den horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.39) eine Blindleistungskomponente mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$ auf. Diese ist in der vierten Zeile von Tabelle 3.1 zu finden und entsteht aufgrund des einphasigen Leistungsaustauschs zwischen den einzelnen Zweigen des M3Cs und der angeschlossenen Maschine. Der dazugehörige „Teilleistungsraumzeiger“ rotiert mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$ in horizontaler Richtung im M3C, vergleiche hierzu Abbildung 3.2.

Der Zeitverlauf der resultierenden horizontalen Energiepulsationen $w_{0\alpha,2\omega_a}$, $w_{0\beta,2\omega_a}$ kann durch Einsetzen von (3.45) in die erste Zeile von (3.39) und anschließender Integration über die Zeit t berechnet werden:

$$w_{0\alpha,2\omega_a} = - \frac{1}{6 \cdot 2\omega_a} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_a + \varphi_a) \quad (3.55a)$$

$$w_{0\beta,2\omega_a} = - \frac{1}{6 \cdot 2\omega_a} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_a + \varphi_a) \quad (3.55b)$$

Die horizontalen Energiepulsationen $w_{0\alpha,2\omega_a}$, $w_{0\beta,2\omega_a}$ müssen ebenfalls von den Zellkondensatoren $u_{C_{xyz}}$ gepuffert werden. Sie führen gemäß des horizontalen

Zweigmodells (3.20) zu einem Spannungshub mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$ in den horizontalen Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C0\alpha}$, $u_{C0\beta}$. Mit der Ausgangsscheinleistung

$$S_a = \frac{3}{2} \hat{U}_a \hat{I}_a \quad (3.56)$$

ergibt sich der Betrag von (3.55) zu:

$$|w_{h,2\omega_a}| = \left| \frac{S_a}{9 \cdot 2\omega_a} \right| \quad (3.57)$$

Der Betrag der horizontalen Energiepulsationen (3.57) ist proportional zur Ausgangsscheinleistung pro Zweig $S_a/9$ und umgekehrt proportional zur doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$. Dies bedeutet, dass die horizontalen Energiepulsationen $w_{0\alpha}$, $w_{0\beta}$ bei kleinen Ausgangskreisfrequenzen ω_a abhängig von der benötigten Ausgangsscheinleistung S_a sehr groß werden können. In diesem Fall sind ohne Kompensation der Blindleistungskomponente mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$ ggf. sehr große Kapazitäten in den Zellkondensatoren C_{xyz} erforderlich, um den nach (3.20) resultierenden Spannungshub in den horizontalen Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C0\alpha}$, $u_{C0\beta}$ in einem vorgegebenen Rahmen zu halten.

Im Sonderfall bei $\omega_a = 0$, welcher beispielsweise beim Magnetisieren oder Anfahren einer stillstehenden Maschine auftritt, entsteht aus der Blindleistungskomponente mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$ eine Wirkleistungskomponente. Dies ist gleichbedeutend mit einem stehenden horizontalen „Teilleistungsraumzeiger“. Die Wirkleistungskomponente muss kompensiert werden, damit die zeitlichen Mittelwerte der horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $\bar{p}_{0\alpha} = 0$, $\bar{p}_{0\beta} = 0$ werden und somit kein Gleichanteil in den horizontalen Zweigenergien $w_{0\alpha}$, $w_{0\beta}$ auftritt. Dieser hätte nach (3.20) eine unerwünschte Unsymmetrie in den horizontalen Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C0\alpha}$, $u_{C0\beta}$ zur Folge.

Die zur Kompensation benötigten Wirk- und Blindleistungen können mit den Leistungskomponenten von $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.25) erzeugt werden, die in den Zeilen 5, 7 und 10 von Tabelle 3.1 eingetragen sind. Die dazugehörige Vorgehensweise zur Auswahl geeigneter Spannungs- und Stromkomponenten wird in Abschnitt 3.3 für die Wirkleistungserzeugung zur Symmetrierung und in Abschnitt 3.4 für die Blindleistungserzeugung zur Reduktion des Energiehubs vorgestellt.

3.2.3 Diagonale Zweigleistungskomponenten 1 und 2

Die diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}, p_{d1\beta}$ (3.40) und die diagonalen Zweigleistungskomponenten 2 $p_{d2\alpha}, p_{d2\beta}$ (3.41) enthalten jeweils zwei Blindleistungskomponenten mit der Differenzkreisfrequenz $\omega_a - \omega_e$ bzw. der Summenkreisfrequenz $\omega_a + \omega_e$. Alle vier Blindleistungskomponenten sind in den Zeilen 2 und 3 von Tabelle 3.1 eingetragen und entstehen aufgrund der einphasigen Leistungsübertragung zwischen den einzelnen Phasen der Eingangs- und Ausgangsseite des M3Cs. Die dazugehörigen „Teilleistungsraumzeiger“ rotieren mit der Differenzkreisfrequenz $\omega_a - \omega_e$ bzw. der Summenkreisfrequenz $\omega_a + \omega_e$ in den diagonalen Richtungen 1 und 2 im M3C, vergleiche hierzu Abbildung 3.3 und Abbildung 3.4.

Die Zeitverläufe der resultierenden diagonalen Energiepulsationen 1 $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}, w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ bzw. 2 $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}, w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ können durch Einsetzen von (3.44) und (3.45) in die ersten Zeilen von (3.40) und (3.41) und anschließender Integration über die Zeit t berechnet werden:

$$\begin{aligned} w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \sin(+\gamma_a + \varphi_a - \gamma_e) \\ & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \sin(+\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \end{aligned} \quad (3.58a)$$

$$\begin{aligned} w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e} = & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \cos(+\gamma_a + \varphi_a - \gamma_e) \\ & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \cos(+\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \end{aligned} \quad (3.58b)$$

$$\begin{aligned} w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \sin(+\gamma_a + \varphi_a + \gamma_e) \\ & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \sin(+\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) \end{aligned} \quad (3.59a)$$

$$\begin{aligned}
 w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e} = & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \cos(+\gamma_a + \varphi_a + \gamma_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \cos(+\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.59b}$$

Die resultierenden diagonalen Energiepulsationen 1 $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ (3.58) bzw. 2 $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ (3.59) bestehen aus jeweils zwei Komponenten, die sich abhängig von den Phasenwinkeln φ_e bzw. φ_a teilweise auslöschten oder verstärken können.

Mithilfe der Rechenregeln für die Überlagerung von Sinusschwingungen gleicher Frequenz [75] kann aus (3.58) und (3.59) ein resultierender Betrag berechnet werden, der die Phasenverschiebungen beider Komponenten φ_e bzw. φ_a korrekt berücksichtigt. Mit (3.48) - (3.51) und (3.56) berechnet sich der resultierende Betrag $|w_{d1, \omega_a - \omega_e}|$ der diagonalen Energiepulsationen 1 $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ (3.58) zu:

$$\begin{aligned}
 |w_{d1, \omega_a - \omega_e}| = & \left| \frac{S_a}{9 \cdot (\omega_a - \omega_e)} \right| \cdot \\
 & \sqrt{\left(\frac{1}{k}\right)^2 + (k \cdot \xi)^2 - 2 \cdot \xi \cdot \cos(\varphi_a + \varphi_e)}
 \end{aligned} \tag{3.60}$$

Analog ergibt sich der resultierende Betrag $|w_{d2, \omega_a + \omega_e}|$ der diagonalen Energiepulsationen 2 $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ (3.59):

$$\begin{aligned}
 |w_{d2, \omega_a + \omega_e}| = & \left| \frac{S_a}{9 \cdot (\omega_a + \omega_e)} \right| \cdot \\
 & \sqrt{\left(\frac{1}{k}\right)^2 + (k \cdot \xi)^2 - 2 \cdot \xi \cdot \cos(\varphi_a - \varphi_e)}
 \end{aligned} \tag{3.61}$$

Beide Beträge (3.60) und (3.61) sind proportional zur Ausgangsscheinleistung pro Zweig $S_a/9$ und umgekehrt proportional zur jeweiligen Kreisfrequenz $\omega_a - \omega_e$ bzw. $\omega_a + \omega_e$. Zusätzlich werden sie nichtlinear durch das Spannungsübersetzungsverhältnis k , das Leistungsfaktorverhältnis ξ und die Phasenwinkel φ_e und φ_a beeinflusst. Nur in zwei Spezialfällen kann es dabei bei verlustfreier Betrachtung zu einer vollständigen Auslöschung der resultierenden diago-

nalen Energiepulsationen 1 $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ (3.58) bzw. 2 $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ (3.59) kommen:

- Für $k = 1$, $\xi = 1$ und $\varphi_e = -\varphi_a$ ergibt sich nach (3.60) eine vollständige Auslöschung der resultierenden diagonalen Energiepulsationen 1 $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ mit der Differenzkreisfrequenz $\omega_a - \omega_e$.
- Für $k = 1$, $\xi = 1$ und $\varphi_e = +\varphi_a$ ergibt sich nach (3.61) eine vollständige Auslöschung der resultierenden diagonalen Energiepulsationen 2 $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ mit der Summenkreisfrequenz $\omega_a + \omega_e$.

Abgesehen von diesen Spezialfällen folgt aus (3.60), dass die resultierenden diagonalen Energiepulsationen 1 $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ für ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $\omega_a \approx \omega_e$ sehr groß werden können. Das Gleiche gilt gemäß (3.61) für die diagonalen Zweigleistungskomponenten 2 $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$, falls betragsmäßig ähnliche Kreisfrequenzen mit unterschiedlichen Vorzeichen am Ein- und Ausgang $\omega_a \approx -\omega_e$ auftreten. In beiden Fällen sind ohne Kompensation der jeweiligen Blindleistungskomponenten sehr große Kapazitäten in den Zellkondensatoren C_{xyz} erforderlich, um den nach (3.21) bzw. (3.22) resultierenden Spannungshub in den diagonalen Komponenten 1 der Zweigkondensatorspannungen $u_{Cd1\alpha}$, $u_{Cd1\beta}$ bzw. den diagonalen Komponenten 2 der Zweigkondensatorspannungen $u_{Cd2\alpha}$, $u_{Cd2\beta}$ in einen vorgegebenen Rahmen zu halten.

Zwei Sonderfälle für den Betrieb des M3Cs entstehen bei betragsmäßig gleichen Kreisfrequenzen $|\omega_a| = |\omega_e|$ am Ein- und Ausgang. Für $\omega_a = \omega_e$ wird die resultierende Blindleistungskomponente mit der Differenzkreisfrequenz $\omega_a - \omega_e$ zu einer Wirkleistungskomponente, sofern nicht $k = 1$, $\xi = 1$ und $\varphi_e = -\varphi_a$ gilt. Für $\omega_a = -\omega_e$ ergibt sich analog, dass die resultierende Blindleistungskomponente mit der Summenkreisfrequenz $\omega_a + \omega_e$ zu einer Wirkleistungskomponente wird, sofern nicht $k = 1$, $\xi = 1$ und $\varphi_e = +\varphi_a$ gilt. Beide Fälle sind gleichbedeutend mit einem stehenden „Teilleistungsraumzeiger“ in der jeweiligen Richtung. Die jeweils entstehende Wirkleistungskomponente auf der Diagonalen 1 bzw. 2 muss in beiden Fällen kompensiert werden, damit die zeitlichen Mittelwerte der diagonalen Komponenten 1 der Zweigleistungen $\bar{p}_{d1\alpha}$, $\bar{p}_{d1\beta}$ bzw. diagonalen Komponenten 2 der Zweigleistungen $\bar{p}_{d2\alpha}$, $\bar{p}_{d2\beta}$ zu Null werden. Nur so kann ein symmetrischer Betrieb des M3Cs gewährleistet werden, da dann keine Unsymmetrie in den diagonalen Komponenten 1 der Zweigkondensatorspannungen $u_{Cd1\alpha}$, $u_{Cd1\beta}$ bzw. diagonalen Komponenten 2 der Zweigkondensatorspannungen $u_{Cd2\alpha}$, $u_{Cd2\beta}$ auftritt.

Bei ähnlichen oder gleichen Kreisfrequenzen $\omega_a \approx \omega_e$ kann die Kompensation mit den Leistungskomponenten von $p_{d1\alpha}$, $p_{d1\beta}$ (3.40) erfolgen, die in den Zeilen 7, 8 und 11 von Tabelle 3.1 eingetragen sind. Bei ähnlichen oder gleichen Kreisfrequenzen mit unterschiedlichen Vorzeichen $\omega_a \approx -\omega_e$ folgt analog, dass die Leistungskomponenten von $p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41), die in den Zeilen 5, 6 und 12 von Tabelle 3.1 eingetragen sind, zur Kompensation benutzt werden können. Die dazugehörige Vorgehensweise wird in Abschnitt 3.3 für die Wirkleistungserzeugung zur Symmetrierung und in Abschnitt 3.4 für die Blindleistungserzeugung zur Energiehubreduktion vorgestellt.

3.2.4 Schlussfolgerungen für den quasistationären Betrieb des M3Cs

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass bei einem symmetrischen, quasistationären Betrieb mit unterschiedlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang ($|\omega_a| \neq |\omega_e|$, $|\omega_a| \neq 0$, $|\omega_e| \neq 0$) in allen neun Zweigen des M3Cs jeweils vier Blindleistungskomponenten mit den Kreisfrequenzen $2\omega_e$, $2\omega_a$, $\omega_a - \omega_e$ und $\omega_a + \omega_e$ auftreten. Durch die in Abschnitt 3.1 vorgestellte dreistufige Transformation werden die vier Kreisfrequenzen getrennt und in jeweils einer der vier Richtungen abgebildet. Die dazugehörigen vier „Teilleistungsraumzeiger“ rotieren mit den entsprechenden Kreisfrequenzen in jeweils einer der in den Abbildung 3.1 - Abbildung 3.4 dargestellten vier Richtungen, wodurch die Beschreibung der Zweigleistungen des M3Cs stark vereinfacht wird. Die aus den Blindleistungen resultierenden Wechselanteile der Zweigenergien (3.52), (3.55), (3.58) und (3.59) müssen von den Zellkondensatoren C_{xyz} gepuffert werden und bestimmen deren Dimensionierung maßgeblich.

Zusätzlich wird ersichtlich, dass bei den singulären Punkten bei Ausgangskreisfrequenz $\omega_a = 0$ und bei betragsmäßig gleichen Frequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| = |\omega_e|$ jeweils auch quasistationär Wirkleistungen in einer der vier Richtungen auftreten. In der Raumzeigerdarstellung bedeutet dies, dass ein stehender „Teilleistungsraumzeiger“ in der entsprechenden Richtung entsteht. Um den grundsätzlichen Betrieb des M3Cs zu gewährleisten, muss der stehende „Teilleistungsraumzeiger“ bzw. die in jeweiligen Richtung auftretende Wirkleistung kompensiert werden. Das dazugehörige Vorgehen zur Erzeugung von zusätzlichen Wirkleistungen zur Symmetrierung wird in Abschnitt 3.3 vorgestellt.

Vergleicht man die singulären Punkte des M3Cs mit dem Hexverter und dem MMC, so stellt man fest, dass diese die gleichen singulären Punkte wie der

M3C aufweisen [1, 25]. Dabei ist zu beachten, dass beim gleichspannungsseitig gespeisten MMC die singulären Punkte $\omega_a = 0$ und $|\omega_a| = |\omega_e|$ aufgrund von $\omega_e = 0$ zusammenfallen. Sowohl beim MMC als auch beim Hexverter sind daher wie beim M3C Kompensationsmaßnahmen zum Betrieb an singulären Punkten [1, 25, 28] erforderlich.

3.3 Erzeugung von Wirkleistungskomponenten zur Symmetrierung

Zur Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} müssen Freiheitsgrade zur Erzeugung von zusätzlichen Wirkleistungen für die vier in Abschnitt 3.1 definierten Richtungen gefunden werden. Sie werden für den dynamischen Betrieb des M3Cs im gesamten Betriebsbereich benötigt und ermöglichen zusätzlich den quasistationären Betrieb bei den in Abschnitt 3.2 beschriebenen singulären Punkten bei $\omega_a = 0$ und $|\omega_a| = |\omega_e|$.

Um das Netz und die Maschine möglichst nicht zu beeinflussen, können grundsätzlich die in den Zeilen 5 bis 12 von Tabelle 3.1 eingetragenen Leistungskomponenten eingesetzt werden. Die in den Zeilen 5 bis 8 eingetragenen Leistungskomponenten ergeben sich dabei als Produkt aus den vorhandenen Eingangs- oder Ausgangsspannungen und den frei einstellbaren Diagonalströmen 1 bzw. 2. Für die Leistungskomponenten der Zeilen 9 und 10 gilt, dass sie sich als Produkt aus den vorhandenen Eingangs- oder Ausgangsströmen und der frei einstellbaren Nullkomponente ergeben. Die meisten Freiheitsgrade sind für die Bildung der Leistungskomponenten der Zeilen 11 und 12 vorhanden, die sich aus dem Produkt der frei einstellbaren Nullkomponente und den frei einstellbaren Diagonalströmen 1 bzw. 2 ergeben.

Für die Nutzung der Diagonalströme 1 und 2 und der Nullkomponente muss deshalb geklärt werden, wie die Amplituden und Phasenwinkel mit ihren dazugehörigen Frequenzen zu wählen sind, damit jeweils eine der in den Zeilen 5 bis 12 von Tabelle 3.1 eingetragenen Leistungskomponenten zur gewünschten Wirkleistung wird. In der jeweiligen Raumzeigerdarstellung bedeutet dies, dass ein zusätzlicher stehender „Teilleistungsraumzeiger“ zur Symmetrierung in der jeweiligen Richtung erzeugt wird.

In der Literatur und in den eigenen Veröffentlichungen sind bereits einige Vorschläge zur Wahl der Amplituden und Phasenwinkel für die inneren Diagonalströme 1 und 2 und die Nullkomponente gemacht worden [E12, E14, E15, E17, 50, 52, 53, 55]. An dieser Stelle wird erstmals ein Verfahren zur systematischen

Berechnung der benötigten Amplituden und Phasenwinkel vorgestellt. Durch die Anwendung auf die Leistungskomponenten der Zeilen 5 bis 12 von Tabelle 3.1 können dann in jeder der vier Richtungen 3 bzw. 4 verschiedene Möglichkeiten zur Symmetrierung gefunden werden. Aus diesem Grund wird anschließend auf die betriebspunktabhängige Auswahl der jeweils bevorzugt zu verwendenden Variante für alle vier Richtungen eingegangen und mit den Vorschlägen der Literatur verglichen.

3.3.1 Identifikation von Spannungs- und Stromkomponenten zur Symmetrierung

Ausgangspunkt für die nachfolgende Herleitung sind die zur Symmetrierung zu erzeugenden Wirkleistungen in den vier Richtungen. Sie werden nachfolgend durch die vier „Teilleistungsraumzeiger“ zur Symmetrierung \underline{p}_v^* , \underline{p}_h^* , \underline{p}_{d1}^* und \underline{p}_{d2}^* dargestellt und analog zu den in Tabelle 3.1 dargestellten Spannungen und Strömen durch die Beträge $|\underline{p}_v^*|$, $|\underline{p}_h^*|$, $|\underline{p}_{d1}^*|$ und $|\underline{p}_{d2}^*|$ und die Phasenwinkel γ_{pv}^* , γ_{ph}^* , γ_{pd1}^* und γ_{pd2}^* ausgedrückt:

$$\underline{p}_v^* = p_{\alpha 0}^* + j p_{\beta 0}^* = |\underline{p}_v^*| \cdot e^{j \gamma_{pv}^*} \quad (3.62)$$

$$\underline{p}_h^* = p_{0\alpha}^* + j p_{0\beta}^* = |\underline{p}_h^*| \cdot e^{j \gamma_{ph}^*} \quad (3.63)$$

$$\underline{p}_{d1}^* = p_{d1\alpha}^* + j p_{d1\beta}^* = |\underline{p}_{d1}^*| \cdot e^{j \gamma_{pd1}^*} \quad (3.64)$$

$$\underline{p}_{d2}^* = p_{d2\alpha}^* + j p_{d2\beta}^* = |\underline{p}_{d2}^*| \cdot e^{j \gamma_{pd2}^*} \quad (3.65)$$

Die „stehenden“ Phasenwinkel γ_{pv}^* , γ_{ph}^* , γ_{pd1}^* und γ_{pd2}^* geben dabei an, in welche Richtung die Wirkleistungen zwischen jeweils drei Zweigen verschoben werden, vergleiche hierzu Abbildung 3.1 - Abbildung 3.4³.

Im zweiten Schritt werden die Beträge $|\underline{p}_v^*|$, $|\underline{p}_h^*|$, $|\underline{p}_{d1}^*|$ und $|\underline{p}_{d2}^*|$ und Phasenwinkel γ_{pv}^* , γ_{ph}^* , γ_{pd1}^* und γ_{pd2}^* mit den Beträgen und Phasenwinkeln der in den

³Dabei ist anzumerken, dass sich die in Abbildung 3.1a) - Abbildung 3.4a) dargestellten Raumzeiger gemäß (3.38) - (3.41) aus weiteren überlagerten „Teilleistungsraumzeigern“ mit unterschiedlichen Beträgen und Phasenwinkeln zusammensetzen.

Zeilen 5 bis 12 von Tabelle 3.1 eingetragenen Leistungskomponenten der jeweiligen Richtung gleichgesetzt. Durch Koeffizientenvergleich kann dann der jeweils erforderliche Betrag und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 bzw. 2 oder der Nullkomponente ermittelt werden, der zur Wirkleistungserzeugung mit der jeweiligen Leistungskomponente führt:

- Für die in den Zeilen 5 bis 8 von Tabelle 3.1 eingetragenen Leistungskomponenten werden die erforderlichen Amplituden und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 bzw. 2 ermittelt, damit diese die gewünschten Wirkleistungen mit den vorhandenen Eingangs- oder Ausgangsspannungen erzeugen.
- Für die Leistungskomponenten der Zeilen 9 und 10 von Tabelle 3.1 wird die jeweils erforderliche Amplitude und der Phasenwinkel der Nullkomponente so bestimmt, dass die gewünschten Wirkleistungen zusammen mit den vorhandenen Eingangs- bzw. Ausgangsströmen erzeugt werden.
- Für die in den Zeilen 11 und 12 von Tabelle 3.1 eingetragenen Leistungskomponenten werden die erforderlichen Amplituden und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 bzw. 2 so ermittelt, damit diese zusammen mit einer zusätzlich einzuprägenden Nullkomponente die erforderlichen Wirkleistungen erzeugen. Für die Nullkomponente wird dabei angesetzt, dass sich der Phasenwinkel γ_0 mit der frei wählbaren Kreisfrequenz ω_0 dreht:

$$\gamma_0 = \omega_0 \cdot t + \gamma_{00} \tag{3.66}$$

Der Winkel γ_{00} gibt dabei die anfängliche Phasenverschiebung zwischen dem eingangsseitigen Drehspannungssystem und der Nullkomponente für den Zeitpunkt $t = 0$ an.

Um das Verfahren an einem Beispiel zu erläutern, erfolgt hier zunächst die Berechnung der erforderlichen Amplitude \hat{I}_{d1} und des passenden Phasenwinkels $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$ für einen zusätzlich eingepprägten Diagonalstrom 1. Dieser kann zusammen mit der Eingangsspannung unter Nutzung der in Zeile 5 von Tabelle 3.1 eingetragenen Leistungskomponenten eine Wirkleistung in den horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}, p_{0\beta}$ (3.39) oder den diagonalen Komponenten 2 der Zweigleistungen $p_{d2\alpha}, p_{d2\beta}$ (3.41) erzeugen.

Um eine Wirkleistung in den horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}, p_{0\beta}$ (3.39) zu erzeugen, muss der Betrag $|p_{d1}^*|$ und der Phasenwinkel γ_{ph}^* des gewünschten horizontalen „Teilleistungssraumzeigers“ mit dem im entsprechenden Feld von Tabelle 3.1 eingetragenen Betrag und Phasenwinkel gleichgesetzt werden. Anschließendes Umstellen ergibt die gesuchte Amplitude \hat{I}_{d1} und

den Phasenwinkel $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$ des in diesem Fall einzustellenden Diagonalstroms 1:

$$\begin{aligned} |P_h^*| &= \frac{1}{2} \hat{U}_L \hat{I}_{d1} & \Rightarrow & \hat{I}_{d1} = \frac{2|P_h^*|}{\hat{U}_L} \\ \gamma_{ph}^* &= +\gamma_e + \gamma_{d1} + \varphi_{d1} & \Rightarrow & \gamma_{d1} + \varphi_{d1} = -\gamma_e + \gamma_{ph}^* \end{aligned} \quad (3.67)$$

Alternativ dazu kann auch eine Wirkleistung in den diagonalen Komponenten 2 der Zweigleistungen $p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41) erzeugt werden. Auch in diesem Fall muss der Betrag $|P_{d2}^*|$ und der Phasenwinkel γ_{pd2}^* des gewünschten diagonalen „Teilleistungsraumzeigers“ 2 mit dem im entsprechenden Feld von Tabelle 3.1 eingetragenen Betrag und Phasenwinkel gleichgesetzt werden. Anschließendes Umstellen ergibt die gesuchte Amplitude \hat{I}_{d1} und dem Phasenwinkel $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$ des für den zweiten Fall einzustellenden Diagonalstroms 1:

$$\begin{aligned} |P_{d2}^*| &= \frac{1}{2} \hat{U}_L \hat{I}_{d1} & \Rightarrow & \hat{I}_{d1} = \frac{2|P_{d2}^*|}{\hat{U}_L} \\ \gamma_{pd2}^* &= -\gamma_e + \gamma_{d1} + \varphi_{d1} & \Rightarrow & \gamma_{d1} + \varphi_{d1} = +\gamma_e + \gamma_{pd2}^* \end{aligned} \quad (3.68)$$

Aus (3.67) und (3.68) sieht man, dass die in beiden Fällen erforderliche Amplitude des Diagonalstroms 1 \hat{I}_{d1} umgekehrt proportional zur Eingangsspannungsamplitude \hat{U}_L ist. Für $\hat{U}_L \approx 0$, wie sie zum Beispiel bei einem Netzfehler auftreten kann, ist mit den Leistungskomponenten aus Zeile 5 von Tabelle 3.1 keine Erzeugung der gewünschten Symmetrierleistung möglich.

Der in (3.67) und (3.68) berechnete Phasenwinkel $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$ setzt sich aus jeweils zwei Bestandteilen zusammen. Der erste Anteil mit dem Winkel $\gamma_e = \omega_e \cdot t$ (3.44) wird gemäß des Winkels der Eingangsspannung gewählt und dreht mit der Kreisfrequenz ω_e . Hierbei ist zu beachten, dass die Drehrichtung vom jeweiligen Vorzeichen von γ_e abhängt und darüber entscheidet, ob die Wirkleistungskomponente in den horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.39) oder den diagonalen Komponenten 2 der Zweigleistungen $p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41) erzeugt wird. Der zweite Anteil enthält den jeweils gewünschten Phasenwinkel γ_{ph}^* bzw. γ_{pd1}^* , um die Wirkleistung gemäß Abbildung 3.2a) und Abbildung 3.4a) in die jeweils gewünschte Richtung zu verschieben. Die Kreisfrequenz ω_e kann damit auch als Trägerkreisfrequenz aufgefasst werden, die in diesem Fall mit dem gewünschten Phasenwinkel der Leistung γ_{ph}^* oder γ_{pd2}^* moduliert wird.

Das anhand der fünften Zeile von Tabelle 3.1 und den Gleichungen (3.67) und (3.68) demonstrierte Verfahren zur Bestimmung der Amplituden und Phasenwinkel für den Diagonalstrom 1 kann analog für die Zeilen 6 bis 12 von Ta-

belle 3.1 angewendet werden. Das Ergebnis ist in Tabelle 3.2 dargestellt. In ihr sind alle alternativ möglichen Amplituden und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 und 2 und der Nullkomponente zur Wirkleistungserzeugung in den vier Richtungen des M3Cs eingetragen. Tabelle 3.2 ist folgendermaßen aufgebaut:

- Die erste Spalte nummeriert die Zeilen von Tabelle 3.2.
- In der zweiten Spalte ist die Zeilennummer der jeweils benutzten Spannungs- und Stromkomponente sowie der dazugehörigen Leistungskomponente aus Tabelle 3.1 eingetragen.
- In der dritten Spalte sind die Beträge $|\underline{p}_v^*|$, $|\underline{p}_h^*|$, $|\underline{p}_{d1}^*|$ und $|\underline{p}_{d2}^*|$ und die Phasenwinkel γ_{pv}^* , γ_{ph}^* , γ_{pd1}^* und γ_{pd2}^* der in den vier Richtungen zu erzeugenden „Teilleistungsraumzeiger“ bzw. Wirkleistungen eingetragen.
- In den Spalten vier und fünf sind die berechneten Amplituden und Phasenwinkel der zur Wirkleistungserzeugung benutzten Spannungen und Ströme eingetragen. Die beispielhaft in (3.67) und (3.68) berechneten Amplituden und Phasenwinkel des Diagonalstroms 1 sind dabei in den Zeilen 4 und 10 eingetragen.
- In der sechsten Spalte sind Kriterien für die Auswahl der jeweils drei alternativ möglichen Spannungs- und Stromkombinationen zur Wirkleistungserzeugung in den vier Richtungen eingetragen. Dabei wird von einer positiven Eingangsfrequenz $\omega_e \gg 0$ ausgegangen.

In Tabelle 3.2 sieht man, dass jeweils drei alternative Möglichkeiten zur Wirkleistungserzeugung in jeder der vier Richtungen bestehen. Beim Einsatz der Nullkomponente in den Zeilen 9 und 12 sind dabei zusätzlich zwei alternative Phasenwinkel möglich. Um eine sinnvolle Auswahl der jeweils benutzten Alternative zu ermöglichen, wird die betriebspunktabhängige Auswahl von jeweils einer Alternative pro Richtung in Abschnitt 3.3.2 vorgestellt.

Nach der betriebspunktabhängigen Auswahl von je einer Alternative pro Richtung aus Tabelle 3.2 müssen zunächst die zu jeder Richtung gehörenden $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 und 2 bestimmt werden. Dazu werden die in Tabelle 3.2 eingetragenen Beträge und Phasenwinkel in (3.35) oder (3.36) eingesetzt, um die $\alpha\beta$ -Komponenten der zur Wirkleistungserzeugung eingesetzten Diagonalströme 1 oder 2 zu berechnen. Der benötigte Zeitverlauf einer ggf. verwendeten Nullkomponente kann analog durch Einsetzen der Amplitude und des Phasenwinkels aus Tabelle 3.2 in (3.37) berechnet werden.

	Zeile Tab. 3.1	p	u	i	Einsatz für:
		\underline{p}_v^*	Erzeugung der vertikalen Symmetrierleistungen		
1	6	$ \underline{p}_v^* $ γ_{pv}^*	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_{d1} = -\frac{2 \underline{p}_v^* }{\hat{U}_a}$ $\gamma_{d1} + \varphi_{d1} = \gamma_a - \gamma_{pv}^*$	$\hat{U}_a > 0$ $ \omega_a \neq -\omega_e$
2	8	$ \underline{p}_v^* $ γ_{pv}^*	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_{d2} = -\frac{2 \underline{p}_v^* }{\hat{U}_a}$ $\gamma_{d2} + \varphi_{d2} = \gamma_a + \gamma_{pv}^*$	$\hat{U}_a > 0$ $ \omega_a \neq \omega_e$
3	9	$ \underline{p}_v^* $ γ_{pv}^*	$-\hat{U}_0 = \frac{6 \underline{p}_v^* }{\hat{I}_e}$ $\gamma_0 = \gamma_e + \varphi_e - \gamma_{pv}^*$	$\hat{I}_e/3$ $+\gamma_e + \varphi_e$	$\hat{U}_a \cong 0$ $ \omega_a \neq \omega_e$
		\underline{p}_h^*	Erzeugung der horizontalen Symmetrierleistungen		
4	5	$ \underline{p}_h^* $ γ_{ph}^*	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d1} = \frac{2 \underline{p}_h^* }{\hat{U}_L}$ $\gamma_{d1} + \varphi_{d1} = -\gamma_e + \gamma_{ph}^*$	$\hat{U}_L > 0$ $ \omega_a \neq -\omega_e$
5	7	$ \underline{p}_h^* $ γ_{ph}^*	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d2} = \frac{2 \underline{p}_h^* }{\hat{U}_L}$ $\gamma_{d2} + \varphi_{d2} = \gamma_e + \gamma_{ph}^*$	$\hat{U}_L > 0$ $ \omega_a \neq \omega_e$
6	10	$ \underline{p}_h^* $ γ_{ph}^*	$-\hat{U}_0 = \frac{6 \underline{p}_h^* }{\hat{I}_a}$ $\gamma_0 = \gamma_a + \varphi_a - \gamma_{ph}^*$	$\hat{I}_a/3$ $+\gamma_a + \varphi_a$	$\hat{U}_e \cong 0$ $ \omega_a \neq \omega_e$
		\underline{p}_{d1}^*	Erzeugung der diagonalen Symmetrierleistungen 1		
7	7	$ \underline{p}_{d1}^* $ γ_{pd1}^*	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d2} = \frac{2 \underline{p}_{d1}^* }{\hat{U}_L}$ $\gamma_{d2} + \varphi_{d2} = -\gamma_e + \gamma_{pd1}^*$	$\hat{U}_L \geq \hat{U}_a$ $ \omega_a \neq \omega_e$
8	8	$ \underline{p}_{d1}^* $ γ_{pd1}^*	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_{d2} = -\frac{2 \underline{p}_{d1}^* }{\hat{U}_a}$ $\gamma_{d2} + \varphi_{d2} = -\gamma_a - \gamma_{pd1}^*$	$\hat{U}_L < \hat{U}_a$ $ \omega_a \neq \omega_e$
9	11	$ \underline{p}_{d1}^* $ γ_{pd1}^*	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_{d1} = -\frac{2 \underline{p}_{d1}^* }{\hat{U}_0}$ $\gamma_{d1} + \varphi_{d1} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd1}^*$	$ \omega_a \cong \omega_e$ $ \omega_0 \neq \omega_e$
		\underline{p}_{d2}^*	Erzeugung der diagonalen Symmetrierleistungen 2		
10	5	$ \underline{p}_{d2}^* $ γ_{pd2}^*	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d1} = \frac{2 \underline{p}_{d2}^* }{\hat{U}_L}$ $\gamma_{d1} + \varphi_{d1} = \gamma_e + \gamma_{pd2}^*$	$\hat{U}_L \geq \hat{U}_a$ $ \omega_a \neq \omega_e$
11	6	$ \underline{p}_{d2}^* $ γ_{pd2}^*	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_{d1} = -\frac{2 \underline{p}_{d2}^* }{\hat{U}_a}$ $\gamma_{d1} + \varphi_{d1} = -\gamma_a - \gamma_{pd2}^*$	$\hat{U}_L < \hat{U}_a$ $ \omega_a \neq \omega_e$
12	12	$ \underline{p}_{d2}^* $ γ_{pd2}^*	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_{d2} = -\frac{2 \underline{p}_{d2}^* }{\hat{U}_0}$ $\gamma_{d2} + \varphi_{d2} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd2}^*$	$ \omega_a \cong \omega_e$ $ \omega_0 \neq \omega_e$

Tabelle 3.2: Übersicht über die zur Wirkleistungserzeugung in den vier Richtungen einzustellenden Amplituden und Phasenwinkel für die Ströme und Spannungen aus Tabelle 3.1 ($\omega_e > 0$).

Als Beispiel werden nachfolgend die $\alpha\beta$ -Komponenten der in (3.67) und (3.68) berechneten Amplituden und Phasenwinkel des Diagonalstroms 1 bestimmt. Durch Einsetzen der in den Zeilen 4 und 10 eingetragenen Amplituden und Phasenwinkel in (3.35) folgt:

$$\begin{aligned} i_{d1\alpha,ph} &= \frac{2|P_h^*|}{\hat{U}_L} \cdot \cos(-\gamma_e + \gamma_{ph}^*) \\ i_{d1\beta,ph} &= \frac{2|P_h^*|}{\hat{U}_L} \cdot \sin(-\gamma_e + \gamma_{ph}^*) \end{aligned} \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned} i_{d1\alpha,pd2} &= \frac{2|P_{d2}^*|}{\hat{U}_e} \cdot \cos(\gamma_e + \gamma_{pd2}^*) \\ i_{d1\beta,pd2} &= \frac{2|P_{d2}^*|}{\hat{U}_e} \cdot \sin(\gamma_e + \gamma_{pd2}^*) \end{aligned} \quad (3.70)$$

Um die gleichzeitige Symmetrierung in allen vier Richtungen zu ermöglichen, müssen abschließend die für jede Richtung getrennt bestimmten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 und 2 addiert werden. Hinzu kommen optionale $\alpha\beta$ -Komponenten zur Vorsteuerung. Diese können beispielsweise zur in Abschnitt 3.4 beschriebenen Energiehubeduktion gemäß der Tabellen 3.3 bis 3.5 eingesetzt werden. Damit ergeben sich dann die insgesamt zur Symmetrierung des M3Cs einzustellenden $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 und 2:

$$\begin{aligned} i_{d1\alpha} &= i_{d1\alpha,pv} + i_{d1\alpha,ph} + i_{d1\alpha,pd1} + i_{d1\alpha,pd2} + i_{d1\alpha,vor} \\ i_{d1\beta} &= i_{d1\beta,pv} + i_{d1\beta,ph} + i_{d1\beta,pd1} + i_{d1\beta,pd2} + i_{d1\beta,vor} \end{aligned} \quad (3.71)$$

$$\begin{aligned} i_{d2\alpha} &= i_{d2\alpha,pv} + i_{d2\alpha,ph} + i_{d2\alpha,pd1} + i_{d2\alpha,pd2} + i_{d2\alpha,vor} \\ i_{d2\beta} &= i_{d2\beta,pv} + i_{d2\beta,ph} + i_{d2\beta,pd1} + i_{d2\beta,pd2} + i_{d2\beta,vor} \end{aligned} \quad (3.72)$$

Analog kann die insgesamt einzustellende Nullkomponente aus der Überlagerung der für die vier Richtungen ggf. benötigten Nullkomponenten berechnet werden. Hierbei muss beachtet werden, dass eine gemäß der Zeilen 9 und 12 von Tabelle 3.2 verwendete Nullkomponente gleichermaßen für die Leistungen der Zeilen 9 und 12 wirksam wird:

$$u_0 = u_{0,pv} + u_{0,ph} + u_{0,pd1,2} \quad (3.73)$$

Zu den Gleichungen (3.71) - (3.73) ist anzumerken, dass einzelne Terme abhängig von der betriebspunktabhängigen Auswahl nach Tabelle 3.2 ggf. entfallen.

3.3.2 Systematische Auswahl von Spannungs- und Stromkomponenten zur Symmetrierung

Aus Tabelle 3.2 sieht man, dass pro Richtung jeweils drei Möglichkeiten zur Erzeugung einer identischen Wirkleistung bestehen. Beim Einsatz der Nullkomponente sind dabei in den Zeilen 9 und 12 zwei unterschiedliche mit \pm markierte Phasenwinkel $\gamma_{d1} + \varphi_{d1} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd1}^*$ bzw. $\gamma_{d2} + \varphi_{d2} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd2}^*$ möglich. Um den M3C bei beliebigen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang betreiben zu können, wird in diesem Abschnitt die betriebspunktabhängige Auswahl der aus Tabelle 3.2 zu benutzenden Spannungs- und Stromkomponenten zur Wirkleistungserzeugung in den vier Richtungen vorgestellt. Zuvor werden dabei die für die Auswahl maßgeblichen Kriterien vorgestellt.

Bei der Auswahl der zu verwendenden Spannungs- und Stromkomponenten aus Tabelle 3.2 muss insbesondere berücksichtigt werden, dass jede Spannungs- und Stromkomponente neben der gewünschten in Tabelle 3.2 eingetragenen Leistungskomponente weitere unerwünschte Leistungskomponenten erzeugt. Deren Beträge und Phasenwinkel können bestimmt werden, indem die aus jeder Zeile von Tabelle 3.2 ermittelten Beträge und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 und 2 und der Nullkomponente in die entsprechenden Felder von Tabelle 3.1 eingesetzt werden. Anschließend können die erzeugten Beträge und Phasenwinkel der Leistungskomponenten in den dazugehörigen Zeilen von Tabelle 3.1 abgelesen werden. Durch Einsetzen der Winkeldefinitionen (3.44), (3.45) und (3.66) können abschließend noch die auftretenden Kreisfrequenzen der Leistungskomponenten ermittelt werden.

Um das Vorgehen an einem Beispiel darzustellen, zeigt Abbildung 3.6 die resultierenden Beträge und Kreisfrequenzen der von einem Diagonalstrom 1 mit der Kreisfrequenz $|\omega_e|$ erzeugten Leistungskomponenten. Diese wurden bestimmt, indem die Beträge und Phasenwinkel von Zeile 4 bzw. 10 von Tabelle 3.2 (bzw. (3.67) und (3.68)) in die Zeilen 5, 6 und 11 von Tabelle 3.1 eingetragen wurden. Mit den Winkeldefinitionen $\gamma_e = \omega_e \cdot t$ (3.44), $\gamma_a = \omega_a \cdot t + \gamma_{a0}$ (3.45) und $\gamma_0 = \omega_0 \cdot t + \gamma_{00}$ (3.66) folgen daraus die auftretenden Beträge und Kreisfrequenzen aller Leistungskomponenten:

- Die mit „DC“ gekennzeichnete Komponente entspricht der gewünschten Wirkleistungskomponente aus Zeile 4 bzw. 10 von Tabelle 3.2. Sie tritt je nach Vorzeichen der Eingangskreisfrequenz des Diagonalstroms $1 \pm \omega_e$ in

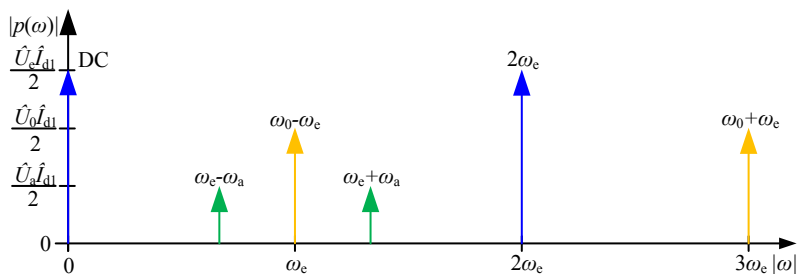


Abbildung 3.6: Beträge und Kreisfrequenzen der sechs auftretenden Leistungskomponenten bei Benutzung eines Diagonalstroms 1 mit der Kreisfrequenz $|\omega_e|$ (Zeilen 4. bzw. 10 von Tabelle 3.2). Für die Verhältnisse der Spannungen und Kreisfrequenzen gilt hier beispielhaft: $\hat{U}_0 = 2\hat{U}_c/3$, $|\omega_0| = |2\omega_e|$, $\hat{U}_a = \hat{U}_c/3$, $|\omega_a| = |\omega_e/3|$.

den horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.39) oder den diagonalen Komponenten 2 der Zweigleistungen $p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41) auf.

- Die zusätzlichen erzeugten Leistungskomponenten weisen die doppelte Eingangskreisfrequenz $|2\omega_e|$ sowie die Summen- und Differenzkreisfrequenzen $|\omega_e \pm \omega_a|$ auf. Falls eine Nullkomponente eingesetzt wird, sind zusätzlich die Summen- und Differenzkreisfrequenzen $|\omega_0 \pm \omega_e|$ vorhanden. Anzumerken ist noch, dass die in Abbildung 3.6 gezeigten Leistungskomponenten gemäß Tabelle 3.1 in unterschiedlichen Richtungen auftreten.

Wie man exemplarisch an Abbildung 3.6 sieht, treten neben der gewünschten Wirkleistungskomponente für betragsmäßig unterschiedliche Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \neq |\omega_e|$ und einer Nullkomponente mit $|\omega_0| \neq \omega_e$, $|\omega_0| \neq \omega_a$ nur höherfrequente Blindleistungen auf. Diese beeinträchtigen die Wirkleistungserzeugung gemäß Tabelle 3.2 nicht.

Probleme treten demnach bei betragsmäßig nahe beieinanderliegenden Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx \omega_e$ auf. Hier entstehen dann zusätzliche niederfrequente Blindleistungen oder Gleichanteile, die zu unerwünschten Kopplungen der vier Richtungen führen. Diese müssen daher bei der Auswahl der Komponenten zur Symmetrierung zwingend berücksichtigt werden. Aus diesem Grund ist in Spalte 6 von Tabelle 3.2 angegeben, für welche Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang ω_e bzw. ω_a die in der jeweiligen Zeile enthaltenen Komponenten eingesetzt werden können.

Neben den Betrachtung der zusätzlich auftretenden Leistungskomponenten sind noch weitere Kriterien bei der Auswahl der jeweils einzusetzenden Alternativen gemäß Tabelle 3.2 zu beachten:

- Bei der Benutzung von Leistungskomponenten aus den Zeilen 1, 2, 4, 5, 7, 8, 10 und 11 ist zu berücksichtigen, dass die Eingangs- oder die Ausgangsspannungen eventuell nicht immer zur Verfügung stehen. Beispielsweise können die in den Zeilen 1, 2, 8 und 11 eingetragenen Komponenten nicht beim Betrieb des M3Cs mit $\hat{U}_a \approx 0$ eingesetzt werden, wie er im Bereich des Stillstands einer angeschlossenen Drehstrommaschine vorkommt.
- Für die Nutzung der in den Zeilen 3 bzw. 6 eingetragenen Leistungskomponenten muss ein ausreichend hoher Eingangs- bzw. Ausgangsstrom zur Verfügung stehen. Falls dieser betragsmäßig zu klein ist und das Netz bzw. die Maschine es erlauben, kann mit $\varphi_e \neq 0$ bzw. $\varphi_a \neq 0$ ein zusätzlicher Blindstromanteil eingestellt werden, um die Erzeugung der gewünschten Symmetrierleistung zu ermöglichen.
- Wenn es die anderen Kriterien erlauben, sollte stets die Spannung mit der größten Amplitude zum Einsatz kommen, um die resultierenden Beträge der Diagonalströme 1 und 2 möglichst gering zu halten.

Basierend auf diesen Regeln wird nun die konkrete Auswahl der Spannungs- und Stromkomponenten für die verschiedenen Betriebsbereiche für die vier Richtungen gemäß Tabelle 3.2 vorgestellt.

Zur Erzeugung des vertikalen „Teilleistungsraumzeiger“ mit dem Betrag $|p_v^*|$ und dem Phasenwinkel γ_{pv}^* stehen nach Tabelle 3.2 drei Möglichkeiten zur Verfügung. Ihre möglichen Einsatzbereiche in Abhängigkeit der Ausgangskreisfrequenz ω_a sind in Abbildung 3.7a) dargestellt. Die Zeilen 1 und 2 benutzen beide die Ausgangsspannung, deren Amplitude \hat{U}_a somit ausreichend groß sein muss. Die benutzten Diagonalströme 1 bzw. 2 führen beide zur zusätzlichen Blindleistungen mit den Kreisfrequenzen $|2\omega_a|$ und $|\omega_a \pm \omega_e|$. Für $|\omega_a| \neq \omega_e$ sind daher beide Alternativen als gleichwertig zu betrachten. Sie können gleitend umgeschaltet werden [1] und bei Bedarf auch gleichzeitig zur Hälfte verwendet werden, was in [50, 52, 53] vorgeschlagen wurde.

Bei ähnlichen oder gleichen absoluten Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx \omega_e$ tritt jeweils eine unerwünschte niederfrequente Blindleistung bzw. Wirkleistung auf. Die Auswahl zwischen Zeile 1 und 2 von Tabelle 3.2 muss nun derart erfolgen, dass diese abhängig vom Vorzeichen der Ausgangskreisfrequenz $\pm\omega_a$ in den diagonalen Zweigleistungen 1 $p_{d1\alpha}$, $p_{d1\beta}$ (3.40) oder den

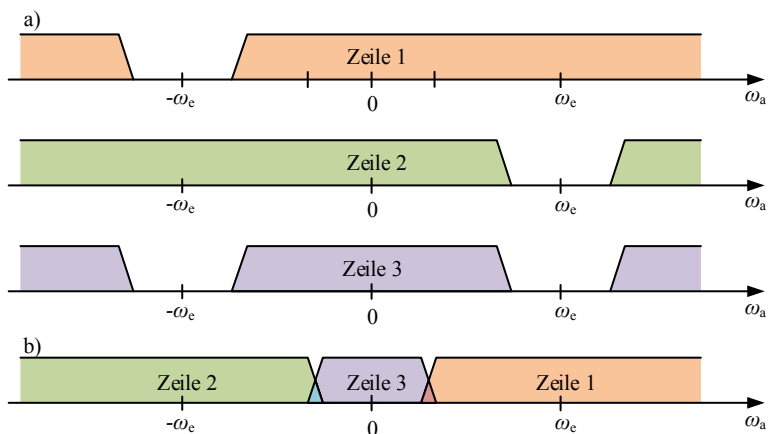


Abbildung 3.7: a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur vertikalen Symmetrierung, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der vertikalen Symmetrierung beim Einsatz als Antriebsumrichter.

diagonalen Zweigleistungen $2 p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41) auftritt. Dort kann sie durch die diagonale Symmetrierung 1 oder 2 unter Nutzung der Zeilen 9 oder 12 von Tabelle 3.2 kompensiert werden.

Bei niedriger Ausgangsspannung, wie sie z.B. beim Anfahren der angeschlossenen Maschine auftritt, kann die Zeile 3 zum Einsatz kommen. Dort wird eine netzfrequente Nullkomponente passend zum Eingangsstrom eingepreßt [E12, E15, 52, 55]. Falls die Amplitude des Eingangsstroms \hat{I}_e aufgrund des Wirkstromanteils betragsmäßig zu klein ist, kann ein zusätzlicher Blindstromanteil eingestellt werden ($\varphi_e \neq 0$), um die Erzeugung der vertikalen Symmetrierleistung p_{-v}^* sicherzustellen.

Für den typischen Einsatz des M3Cs als Netz- und Antriebsumrichter ergibt sich damit der in Abbildung 3.7b) gezeigte Vorschlag zur gleitenden Umschaltung der vertikalen Symmetrierung. Bei kleinen Ausgangsspannungen und Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a|$ wird die vertikale Symmetrierung gemäß der Zeile 3 von Tabelle 3.2 durchgeführt. Sobald eine ausreichend große Ausgangsspannung zu Verfügung steht, wird richtungsabhängig auf Zeile 1 oder 2 umgeschaltet.

Analog stehen nach Tabelle 3.2 drei Möglichkeiten zur Erzeugung des horizontalen „Teilleistungsraumzeigers“ mit dem Betrag $|p_{-h}^*|$ und dem Phasenwinkel

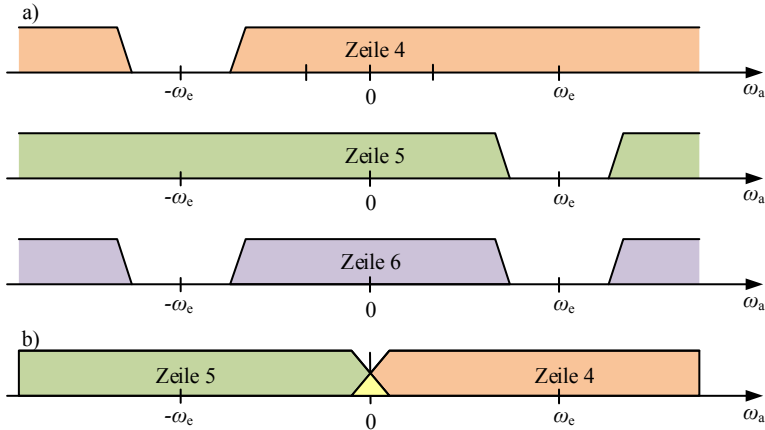


Abbildung 3.8: a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur horizontalen Symmetrierung, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der horizontalen Symmetrierung beim Einsatz als Antriebsumrichter.

γ_{ph}^* zur Verfügung. Abbildung 3.8a) zeigt die möglichen Einsatzbereiche in Abhängigkeit der Ausgangskreisfrequenz ω_a . Die Zeilen 4 und 5 benutzen beide die Eingangsspannung, deren Amplitude \hat{U}_L im Normalbetrieb des M3Cs als Netz- und Antriebsumrichter stets ausreichend groß ist. Die zusätzlichen Blindleistungen weisen durch die Benutzung der Diagonalströme 1 bzw. 2 die Kreisfrequenzen $|2\omega_e|$ und $|\omega_a \pm \omega_e|$ auf. Für $|\omega_a| \neq \omega_e$ sind daher beide Alternativen als gleichwertig zu betrachten und können auch gleichzeitig zur Hälfte eingesetzt werden [E12, E15, 50, 52, 55]. Zusätzlich sieht man, dass bei ähnlichen oder gleichen absoluten Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \cong \omega_e$ jeweils eine niederfrequente Blindleistung bzw. Wirkleistung auftritt. Die Auswahl erfolgt nun analog zu vertikalen Symmetrierung derart, dass sie drehrichtungsabhängig in den diagonalen Zweigleistungen 1 $p_{d1\alpha}$, $p_{d1\beta}$ (3.40) oder den diagonalen Zweigleistungen 2 $p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41) auftritt. Dort kann sie dann ebenfalls durch die diagonale Symmetrierung 1 oder 2 unter Nutzung der Zeilen 9 oder 12 von Tabelle 3.2 kompensiert werden.

Beim Ausfall der Netzspannung kann die Leistungskomponente der Zeile 10 zum Einsatz kommen. Dort wird eine Nullkomponente mit der Kreisfrequenz $|\omega_a|$ passend zum Ausgangsstrom eingepreßt [52, 55]. Falls die Amplitude des Ausgangsstroms \hat{I}_a aufgrund des Wirkstromanteils betragsmäßig zu klein ist und

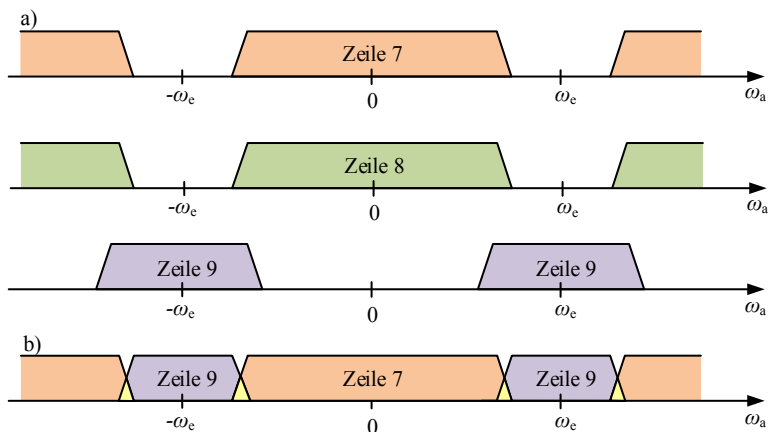


Abbildung 3.9: a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur diagonalen Symmetrierung 1, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der diagonalen Symmetrierung 1 beim Einsatz als Antriebsumrichter.

die angeschlossene Last es erlaubt, kann ein zusätzlicher Blindstromanteil eingestellt werden ($\varphi_a \neq 0$), um die Erzeugung der horizontalen Symmetrierleistung $|p_h^*|$ sicherzustellen.

Abbildung 3.8b) zeigt einen Vorschlag zur gleitenden Umschaltung der horizontalen Symmetrierung. Da die Eingangsspannung beim Einsatz des M3Cs als Netz- und Antriebsumrichter im Normalbetrieb stets zur Verfügung steht, kommen drehrichtungsabhängig die Zeilen 4 und 5 zum Einsatz. Damit wird eine zusätzliche Nullkomponente für die horizontale Symmetrierung vollständig vermieden.

Für die Erzeugung der diagonalen „Teilleistungsraumzeiger“ 1 und 2 stehen gemäß Tabelle 3.2 jeweils drei Möglichkeiten zur Verfügung, wobei bei Zeile 9 und 12 jeweils zwei verschiedene Phasenwinkel möglich sind. Ihre möglichen Einsatzbereiche sind in den Abbildungen 3.9a) und 3.10a) in Abhängigkeit der Ausgangskreisfrequenz ω_a dargestellt.

Die Zeilen 7 und 8 benutzen beide den Diagonalstrom 2 zur Erzeugung der Diagonalen Symmetrierleistung 1. Dieser kann passend zur Eingangs- oder Ausgangsspannung eingepreßt werden. In beiden Fällen entstehen zusätzliche Blindleistungskomponenten mit den Kreisfrequenzen $|\omega_a - \omega_e|$ und $|\omega_a + \omega_e|$ sowie der doppelten Kreisfrequenz des Diagonalstroms 1 $|2\omega_e|$ bzw. $|2\omega_a|$. Das

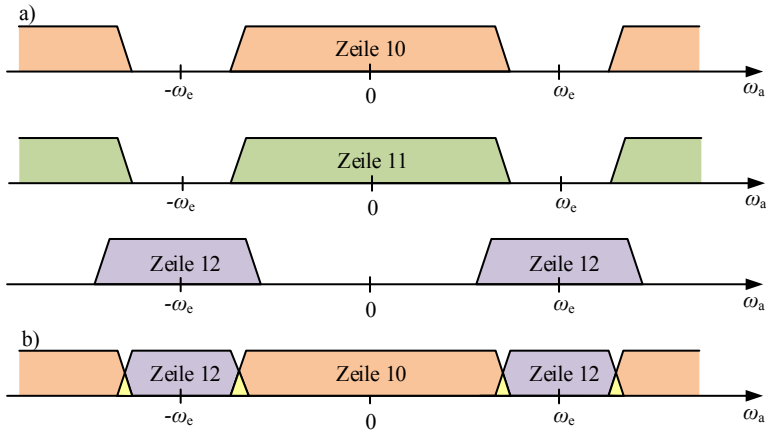


Abbildung 3.10: a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur diagonalen Symmetrierung 2, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der diagonalen Symmetrierung 2 beim Einsatz als Antriebsumrichter.

Gleiche gilt auch für die Zeilen 10 und 11, in denen der Diagonalstrom 1 zur Erzeugung der Diagonalen Symmetrierleistung 2 passend zur Eingangs- oder Ausgangsspannung eingepreßt wird. Für $|\omega_a| \neq \omega_e$ sollte daher jeweils die Zeile mit der größeren Spannungsamplitude gewählt werden, um die Amplituden der Diagonalströme 1 und 2 möglichst gering zu halten. In der Literatur wird deshalb oft die Nutzung der Zeilen 7 und 10 für die diagonale Symmetrierung 1 und 2 mit der Eingangsspannung vorgeschlagen [E12, E15, 50, 52, 53, 55], da diese im Betriebsbereich stets in voller Höhe zur Verfügung steht.

Bei betragsmäßig gleichen oder ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx |\omega_e|$ können die Zeilen 7, 8, 10 und 11 nicht für die Diagonale Symmetrierung 1 und 2 verwendet werden. Dort treten zusätzliche nicht kompensierbare niederfrequente Blindleistungen bzw. Wirkleistungen auf, die entweder die Funktion der Symmetrierung auf der jeweiligen Richtung verhindern oder zu Kopplungen mit anderen Richtungen führen.

In diesem Fall muss eine Nullkomponente mit einer frei wählbaren Kreisfrequenz ω_0 eingestellt werden. Diese muss sich zur Vermeidung weiterer niederfrequenter Blindleistungen bzw. Wirkleistungen ausreichend von den Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang unterscheiden $|\omega_0| \neq \omega_e$, $|\omega_0| \neq \omega_a$, vergleiche hierzu die Abbildungen 3.11 und 3.12. Passend dazu können dann die Dia-

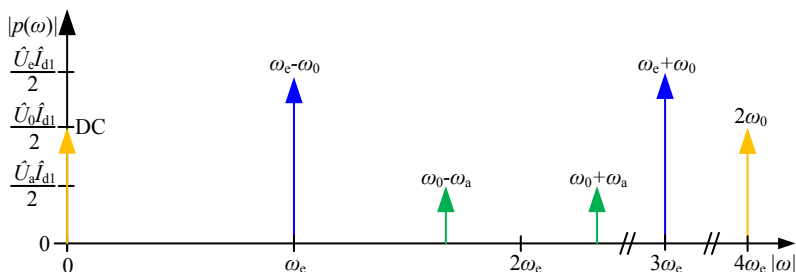


Abbildung 3.11: Beträge und Kreisfrequenzen der sechs auftretenden Leistungskomponenten bei Benutzung eines Diagonalstroms 1 und einer Nullkomponente mit der Kreisfrequenz $|\omega_0|$ (Zeile 9 von Tabelle 3.2). Für die Verhältnisse der Spannungen und Kreisfrequenzen gilt hier beispielhaft: $\hat{U}_0 = 2\hat{U}_c/3$, $|\omega_0| = |2\omega_c|$, $\hat{U}_a = \hat{U}_c/3$, $|\omega_a| = |\omega_c/3|$.

gonalströme 1 und 2 gemäß der Zeilen 9 und 12 von Tabelle 3.2 eingestellt werden [E14, 52]. Diese sind zusätzlich in der Lage, die durch die vertikalen und horizontalen Symmetrierungen in diesen Betriebspunkten verursachten unerwünschten Gleichanteile in den diagonalen Zweigleistungen 1 und 2 zu kompensieren.

Die Nullkomponente kann auch als Gleichspannung mit $\gamma_0 = 0$ eingepreßt werden [E17, 55], siehe hierzu Abbildung 3.12. In diesem Fall können die beiden Winkelalternativen der Zeilen 9 und 12 gleichzeitig genutzt werden, wodurch die jeweils erforderliche Amplitude der Diagonalströme 1 und 2 durch die gleichzeitige Nutzung beider Komponenten halbiert wird. Nachteilig gegenüber der in Abbildung 3.11 dargestellten höherfrequenten Nullkomponente ist jedoch, dass die zusätzlichen Blindleistungen niedrigere Frequenzen aufweisen. Dadurch fallen die entstehenden Wechselanteile der Zweigenergien deutlich größer aus, was im Einzelfall gegenüber der geringeren Strombelastung des M3Cs abzuwägen ist.

Abschließend zeigen die Abbildungen 3.9b) und 3.10b) Vorschläge zur gleichzeitigen Umschaltung der diagonalen Symmetrierung 1 und 2. Für $|\omega_a| \neq |\omega_c|$ werden die Zeilen 7 bzw. 10 verwendet, da die Eingangsspannung beim typischen Einsatz des M3Cs als Netz- und Antriebsumrichter stets in voller Höhe zur Verfügung steht. Bei betragsmäßig gleichen oder ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx \omega_c$ können nur die Zeilen 9 bzw. 12 verwendet

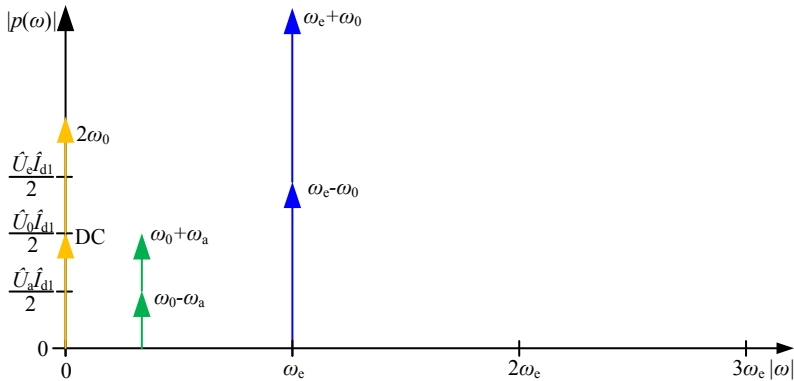


Abbildung 3.12: Beträge und Kreisfrequenzen der sechs auftretenden Leistungskomponenten bei Benutzung eines Diagonalstroms 1 und einer Nullkomponente mit der Kreisfrequenz $|\omega_0| = 0$ (Zeile 9 von Tabelle 3.2). Für die Verhältnisse der Spannungen und Kreisfrequenzen gilt hier beispielhaft: $\hat{U}_0 = 2\hat{U}_c/3$, $|\omega_0| = 0$, $\hat{U}_a = \hat{U}_c/3$, $|\omega_a| = |\omega_c/3|$.

werden, um nichtkompensierbare Kopplungen zwischen den vier Richtungen zu vermeiden.

3.3.3 Schlussfolgerungen Erzeugung von Wirkleistungskomponenten zur Symmetrierung

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die Erzeugung von Wirkleistungskomponenten zur Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ des M3Cs im gesamten für Antriebsumrichter benötigten Betriebsbereich möglich ist. Die Vorgabe der zu erzeugenden Symmetrierleistungen \underline{p}_v^* , \underline{p}_h^* , \underline{p}_{d1}^* und \underline{p}_{d2}^* kann dabei von der in Kapitel 4 vorgestellten Symmetrieregulierung erfolgen. Diese werden anschließend mithilfe von Tabelle 3.2 in passende Spannungs- und Stromkomponenten umgerechnet und als Sollwerte den unterlagerten Stromreglern vorgegeben. Die Umschaltung zwischen den gemäß Tabelle 3.2 alternativ möglichen Spannungs- und Stromkomponenten zur Wirkleistungserzeugung kann hierbei in Abhängigkeit von der Ausgangskreisfrequenz ω_a gemäß der Abbildungen 3.7b) - 3.10b) erfolgen.

3.4 Reduktion des Energiehubs

In diesem Abschnitt wird untersucht, wie die gemäß Abschnitt 3.2 intrinsisch auftretenden Energiepulsationen in den Zweigen reduziert werden können. Diese sind abhängig von der benötigten Ausgangsleistung S_a insbesondere bei niedrigen Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| \ll |\omega_e|$ sowie bei betragsmäßig ähnlichen Eingangs- und Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| \approx |\omega_e|$ besonders groß. Abbildung 3.13 zeigt eine Übersicht über die Möglichkeiten, die Energiepulsationen in den relevanten Betriebsbereichen zu reduzieren. In den einzelnen Bereichen können durch den Einsatz der Diagonalströme 1 und 2 und der Nullkomponente gegenphasige Blindleistungskomponenten zur Kompensation der jeweils dominanten Blindleistungskomponenten erzeugt werden. Die dadurch reduzierten Energiehübe ermöglichen eine Verringerung der benötigten Zellkapazitäten C_{xyz} oder eine Ausweitung des Betriebsbereichs des M3Cs.

Der erste Vorschlag zur Energiehubreduktion für den M3C im Bereich niedriger Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| \ll |\omega_e|$ wurde im Jahr 2011 von Korn et al. [48] vorgestellt. In [50] wurde eine Lösung mit einem erweitertem Betriebsbereich veröffentlicht und in [52, 53, 55, 56] experimentell untersucht. Im Bereich ähnlicher Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $\omega_a \approx \omega_e$ wurde im Jahr 2013 von Kawamura et al. [51] eine Kompensationsmethode vorgeschlagen und in [55, 58] experimentell untersucht. Eine alternative Lösung, welche für ähnliche Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang mit beiden Drehrichtungen $|\omega_a| \approx |\omega_e|$ geeignet ist, wurde im Jahr 2014 in [E14] vorgestellt und experimentell validiert. An dieser Stelle werden zunächst die benötigten Amplituden und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 und 2 und der Nullkomponente zur Erzeugung der gewünschten Blindleistungen zur Kompensation ermittelt. Die Vorgehensweise erfolgt dabei analog zur in Abschnitt 3.3.1 gezeigten Identifikation für die Wirkleistungserzeugung. Zusätzlich werden die Zeitverläufe der zusätzlich erzeugten

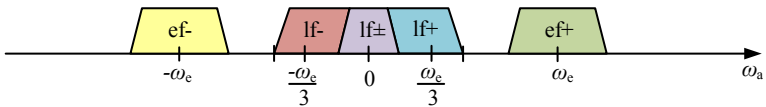


Abbildung 3.13: Reduktion des Energiehubs in Abhängigkeit des Ausgangskreisfrequenz ω_a :

- ef-: $\omega_a \cong -\omega_e$,
- lf±: $|\omega_a| \ll |\omega_e|$,
- ef+: $\omega_a \cong +\omega_e$.

Energiepulsation angegeben, um die in Kapitel 4 gezeigte Symmetrieregung dynamisch zu verbessern. Abschließend werden die jeweils bevorzugten Anwendungsbereiche für die einzelnen Kompensationsterme ermittelt und mit den in der Literatur angegebenen Ergebnissen verglichen.

3.4.1 Reduktion des Energiehubs bei niedrigen Ausgangskreisfrequenzen

Wie bereits in Abschnitt 3.2.2 erläutert wurde, tritt in den horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.39) eine Blindleistungskomponente mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$ auf. Diese ist in der vierten Zeile von Tabelle 3.1 eingetragen und kann bei kleinen Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| \ll |\omega_e|$ große Energiepulsationen $w_{0\alpha,2\omega_a}$, $w_{0\beta,2\omega_a}$ (3.55) hervorrufen, die von den Zellkondensatoren C_{xyz} gepuffert werden müssen. Zur Kompensation muss eine gegenphasige Blindleistungskomponente mit dem Betrag $|\underline{p}_h^*| = \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_a$ und dem Phasenwinkel $\gamma_{ph}^* = -(2\gamma_a + \varphi_a)$ in den horizontalen Komponenten der Zweigleistungen $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.39) erzeugt werden. In der Raumzeigerdarstellung folgt daraus eine gegenseitige Auslöschung der beiden „Teilleistungsraumzeiger“.

Die Kompensation kann analog zur in den Zeilen 4 und 5 von Tabelle 3.2 gezeigten horizontalen Symmetrierung vorgenommen werden, wobei für den Betrag $|\underline{p}_h^*| = \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_a$ und den Phasenwinkel $\gamma_{ph}^* = -(2\gamma_a + \varphi_a)$ angesetzt werden. Das Ergebnis zeigt Tabelle 3.3, in der die zur Kompensation einzustellenden Amplituden und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 bzw. 2 angegeben sind. Man sieht, dass zwei Möglichkeiten zur Kompensation der Blindleistungskomponente mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a$ vorhanden sind. In beiden Fällen sind die Amplituden \hat{I}_{d1} , \hat{I}_{d2} der benötigten Diagonalströme 1 bzw. 2 proportional zur Amplitude des Ausgangsstroms \hat{I}_a und zum Spannungsübersetzungsverhältnis k . Die Phasenwinkel $\gamma_{d1} + \varphi_{d1}$ und $\gamma_{d2} + \varphi_{d2}$ setzen sich aus dem Phasenwinkel der Eingangsspannung $\pm\gamma_e$ und dem Phasenwinkel der zu kompensierenden Blindleistungskomponente $\gamma_{ph}^* = -(2\gamma_a + \varphi_a)$ zusammen. Anzumerken ist noch, dass die in Tabelle 3.1 eingetragenen Leistungskomponenten auch für $\omega_a = 0$ eingesetzt werden können und dann die quasistationär auftretenden Wirkleistungen in $p_{0\alpha}$, $p_{0\beta}$ (3.39) kompensieren.

Die Vorgabe der zusätzlichen Diagonalströme 1 bzw. 2 gemäß Tabelle 3.3 kann beispielsweise arbeitspunktabhängig mit einer Vorsteuerung erfolgen. Um die Auswahl sinnvoller Betriebsbereiche für die beiden Alternativen zu ermöglichen, erfolgt an dieser Stelle die Analyse der zusätzlich erzeugten Blindleistun-

	Zeile Tab. 3.2	$p_{0\alpha}, p_{0\beta}$	u	i	Einsatz für:
1	4	$ \underline{p}_h^* = \frac{1}{6} \hat{U}_a \hat{I}_a$ $\gamma_{ph}^* = -(2\gamma_a + \varphi_a)$	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d1} = \frac{2 \underline{p}_h^* }{\hat{U}_L} = \frac{1}{3} \cdot k \cdot \hat{I}_a$ $\gamma_{d1} + \varphi_{d1} = -\gamma_e + \gamma_{ph}^*$	$\omega_a \geq 0$ $\omega_a \neq -\frac{1}{3} \omega_e$
2	5	$ \underline{p}_h^* = \frac{1}{6} \hat{U}_a \hat{I}_a$ $\gamma_{ph}^* = -(2\gamma_a + \varphi_a)$	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d2} = \frac{2 \underline{p}_h^* }{\hat{U}_L} = \frac{1}{3} \cdot k \cdot \hat{I}_a$ $\gamma_{d2} + \varphi_{d2} = \gamma_e + \gamma_{ph}^*$	$\omega_a \leq 0$ $\omega_a \neq \frac{1}{3} \omega_e$

Tabelle 3.3: Kompensation der horizontalen Blindleistung mit dem Phasenwinkel $-(2\gamma_a + \varphi_a)$ (Zeile 4 Tabelle 3.1) für kleine Ausgangsfrequenzen $|\omega_a| \ll |\omega_e|$ und einer positiven Eingangskreisfrequenz $\omega_e > 0$:
 Zeile 1: Methode vorgestellt von Kawamura et al. [50] für $\omega_a \geq 0$,
 Zeile 2: In dieser Arbeit vorgestellte Methode für negative Ausgangskreisfrequenzen $\omega_a \leq 0$.

gen. Sie können durch Einsetzen der aus Tabelle 3.3 ermittelten Beträge und Phasenwinkel der Diagonalströme 1 bzw. 2 in Tabelle 3.1 berechnet werden. Mit den Winkeldefinitionen (3.44) und (3.45) und anschließender Integration der resultierenden Leistungskomponenten über der Zeit t ergeben sich die Zeitverläufe der zusätzlich auftretenden Energiepulsationen. Für den in Zeile 1 von Tabelle 3.3 eingetragenen Diagonalstrom 1 ergeben sich die folgenden drei zusätzlichen Zeitverläufe der Energiepulsationen (Index lf+⁴), deren Wirkung im Vergleich zur entfallenen Komponente $w_{0\alpha,2\omega_a}$, $w_{0\beta,2\omega_a}$ (3.55) zu bewerten ist:

$$w_{\alpha 0,lf+} = - \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a + \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(3\gamma_a + \varphi_a + \gamma_e) \quad (3.74a)$$

$$w_{\beta 0,lf+} = + \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a + \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(3\gamma_a + \varphi_a + \gamma_e) \quad (3.74b)$$

⁴engl. low frequency positive, niedrige Frequenz positiv

$$\begin{aligned}
 w_{d2\alpha,lf+} &= - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(+\gamma_a + \varphi_a + \gamma_e) \\
 &+ \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(+2\gamma_a + \varphi_a + 2\gamma_e)
 \end{aligned} \tag{3.75a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d2\beta,lf+} &= + \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(+\gamma_a + \varphi_a + \gamma_e) \\
 &+ \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(+2\gamma_a + \varphi_a + 2\gamma_e)
 \end{aligned} \tag{3.75b}$$

Die in (3.74) und (3.75) enthalten Energiepulsationen mit den Kreisfrequenzen $3\omega_a + \omega_e$, $\omega_a + \omega_e$ und $2\omega_a + 2\omega_e$ sind für $0 \leq \omega_a \ll \omega_e$ in ihrer Amplitude deutlich kleiner als die Amplitude der zu kompensierenden Komponenten $w_{0\alpha,2\omega_a}$, $w_{0\beta,2\omega_a}$ (3.55). Damit ist die Wirksamkeit der erstmals in [50] vorgestellten Lösung für diesen Betriebsbereich nachgewiesen, wobei die resultierende Kompensation hin zu größeren Ausgangsfrequenzen abnimmt und abhängig von den Frequenzverhältnissen auch negativ werden kann. Für $\omega_a < 0$ werden die zusätzlichen Energiepulsationen deutlich größer als für $\omega_a \geq 0$, bis bei $\omega_a = -\frac{1}{3}\omega_e$ ein singulärer Punkt erreicht wird, bei dem unerwünschte Gleichanteile in den vertikalen Zweigleistungen $p_{\alpha 0}$, $p_{\beta 0}$ (3.38) entstehen. Der in Zeile 1 eingetragene Diagonalstrom 1 kann deshalb nur sinnvoll in den in Abbildung 3.13 mit lf± und lf+ gekennzeichneten Bereichen eingesetzt werden.

Für negative Ausgangskreisfrequenzen $\omega_a \leq 0$ kann der in Zeile 2 von Tabelle 3.3 eingetragene Diagonalstrom 2 benutzt werden, bei dem sich die folgenden drei zusätzlichen Zeitverläufe der Energiepulsationen (Index lf⁻⁵) ergeben, deren Wirkung im Vergleich zur entfallenen Komponente $w_{0\alpha,2\omega_a}$, $w_{0\beta,2\omega_a}$ (3.55) zu bewerten ist:

$$w_{\alpha 0,lf-} = - \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a - \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(3\gamma_a + \varphi_a - \gamma_e) \tag{3.76a}$$

⁵engl. low frequency negative, niedrige Frequenz negativ

$$w_{\beta 0, \text{lf}-} = - \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a - \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(3\gamma_a + \varphi_a - \gamma_e) \quad (3.76b)$$

$$\begin{aligned} w_{d1\alpha, \text{lf}-} &= - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(+\gamma_a + \varphi_a - \gamma_e) \\ &+ \frac{1}{6 \cdot 2(\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(+2\gamma_a + \varphi_a - 2\gamma_e) \end{aligned} \quad (3.77a)$$

$$\begin{aligned} w_{d1\beta, \text{lf}-} &= + \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - \omega_e)} k \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(+\gamma_a + \varphi_a - \gamma_e) \\ &+ \frac{1}{6 \cdot 2(\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(+2\gamma_a + \varphi_a - 2\gamma_e) \end{aligned} \quad (3.77b)$$

Die in (3.76) und (3.77) enthalten Energiepulsationen mit den Kreisfrequenzen $3\omega_a - \omega_e$, $\omega_a - \omega_e$ und $2\omega_a - 2\omega_e$ sind für $\omega_a \leq 0$, $|\omega_a| \ll |\omega_e|$ in ihrer Amplitude deutlich kleiner als die Amplitude der zu kompensierten Komponenten $w_{0\alpha, 2\omega_a}$, $w_{0\beta, 2\omega_a}$ (3.55), womit die Wirksamkeit der Kompensation für diesen Betriebsbereich nachgewiesen wird. Der singuläre Punkt tritt hier im Gegensatz zu (3.75) bei $\omega_a = \frac{1}{3}\omega_e$ auf, dort treten dann unerwünschte Gleichanteile in den vertikalen Zweigleistungen $p_{\alpha 0}$, $p_{\beta 0}$ (3.38) auf. Der in Zeile 2 eingetragene Diagonalstrom 2 kann deshalb nur sinnvoll in den in Abbildung 3.13 mit lf– und lf± gekennzeichneten Bereichen eingesetzt werden.

Vergleicht man die Ergebnisse von Tabelle 3.3 mit dem ersten von Korn et. al. in [48] gemachten Vorschlag zur Energiehubreduktion bei niedrigen Ausgangskreisfrequenzen, so stellt man fest, dass er der gleichzeitigen hälftigen Nutzung der Zeilen 1 und 2 entspricht. Die in [48] vorgestellte Lösung weist daher singuläre Punkte bei $\omega_a = \frac{1}{3}\omega_e$ und bei $\omega_a = -\frac{1}{3}\omega_e$ auf, wodurch der sinnvoll nutzbare Betriebsbereich auf den in Abbildung 3.13 mit lf± gekennzeichneten Bereich eingeschränkt ist.

Aufgrund der genannten Einschränkungen wird in dieser Arbeit vorgeschlagen, den zur Reduzierung der Energiepulsationen bei niedrigen Ausgangskreisfre-

quenzen gemäß Tabelle 3.3 benutzten Diagonalstrom 1 bzw. 2 abhängig vom Vorzeichen bzw. der Drehrichtung der Ausgangskreisfrequenz ω_a zu wählen. Die Umschaltung bei der Drehrichtungsumkehr der angeschlossenen Maschine sollte dabei gleitend im mit \pm gekennzeichneten Bereich von Abbildung 3.13 erfolgen, um unerwünschte Grenzyklen bzw. Sprünge zu vermeiden.

3.4.2 Reduktion des Energiehubs bei ähnlichen Ein- und Ausgangskreisfrequenzen

In den diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}, p_{d1\beta}$ (3.40) treten die in den Zeilen 2 und 3 von Tabelle 3.1 eingetragenen Blindleistungskomponenten mit der Differenzkreisfrequenz $\omega_a - \omega_e$ auf. Bei ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang des M3Cs $\omega_a \approx \omega_e$ kann der aus ihnen resultierende Betrag $|w_{d1, \omega_a - \omega_e}|$ (3.60) der diagonalen Energiepulsation 1 $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}, w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ (3.58) sehr groß werden.

Zur Kompensation müssen zwei gegenphasige Blindleistungskomponenten mit den Beträgen $|p_{d11}^*| = \frac{1}{6} \hat{U}_a \hat{I}_e$ und $|p_{d12}^*| = -\frac{1}{6} \hat{U}_L \hat{I}_a$ und den Phasenwinkeln $\gamma_{pd11}^* = \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$ und $\gamma_{pd12}^* = \gamma_a + \varphi_a - \gamma_e$ in den diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}, p_{d1\beta}$ (3.40) erzeugt werden. Die Kompensation kann dabei getrennt für beide Komponenten gemäß der in den Zeilen 7 bis 9 von Tabelle 3.2 gezeigten diagonalen Symmetrierung 1 vorgenommen werden. Dabei ist zu beachten, dass die Auswahl der Leistungskomponenten zur Kompensation stark eingeschränkt ist und nicht alle gemäß Tabelle 3.2 möglichen Kombination einsetzbar sind. Grund sind die in Abschnitt 3.3.2 beschriebenen Kopplungen zwischen den vier Richtungen bei betragsmäßig ähnlichen oder gleichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang des M3Cs $|\omega_a| \approx |\omega_e|$.

Tabelle 3.4 zeigt zwei funktionierende Vorschläge zur Reduktion des Energiehubs für $\omega_a \approx \omega_e$. Diese können zugleich zur Kompensation der für $\omega_a = \omega_e$ stationär auftretenden Wirkleistungen in den diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}, p_{d1\beta}$ (3.40) eingesetzt werden, so dass ein stufenloser Übergang möglich ist. Die erste Lösung mit den Zeilen 1 und 2 entspricht der erstmals von Kawamura et. al. in [51] vorgestellten Lösung und benutzt zwei überlagerte Diagonalströme 2 zur Kompensation der in den Zeilen 2 und 3 von Tabelle 3.1 eingetragenen Blindleistungskomponenten. Ihre Amplituden $\hat{I}_{d21} = -\frac{1}{3} \hat{I}_e$ und $\hat{I}_{d22} = -\frac{1}{3} \hat{I}_a$ sind proportional zu einem Drittel der Eingangs- bzw. Ausgangsströme des M3Cs und führen so zu einer Verdopplung des jeweiligen maximalen Zweigstroms \hat{I}_{xy} . Die Phasenwinkel $\gamma_{d21} + \varphi_{d21} = -2\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e$ und

	Tab. 3.2	$P_{d1\alpha}, P_{d1\beta}$	u	i	Kom- mentar
1	Z. 7	$ P_{d12}^* = -\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a$ $\gamma_{pd12}^* = \gamma_a + \varphi_a - \gamma_e$	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d22} = \frac{2 P_{d12}^* }{\hat{U}_L} = -\frac{1}{3}\hat{I}_a$ $\gamma_{d22} + \varphi_{d22} = -\gamma_e + \gamma_{pd12}^*$	$\varphi_e = -\varphi_a$
2	Z. 8	$ P_{d11}^* = \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e$ $\gamma_{pd11}^* = \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_{d21} = -\frac{2 P_{d11}^* }{\hat{U}_a} = -\frac{1}{3}\hat{I}_e$ $\gamma_{d21} + \varphi_{d21} = -\gamma_a - \gamma_{pd11}^*$	$\varphi_e = -\varphi_a$
3	Z. 9	$ P_{d12}^* = -\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a$ $\gamma_{pd12}^* = \gamma_a + \varphi_a - \gamma_e$	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_{d12} = -\frac{2 P_{d12}^* }{\hat{U}_0} = \frac{1}{3}\frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0}\hat{I}_a$ $\gamma_{d12} + \varphi_{d12} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd12}^*$	$ \omega_0 \neq \omega_e$
4	Z. 9	$ P_{d11}^* = \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e$ $\gamma_{pd11}^* = \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_{d11} = -\frac{2 P_{d11}^* }{\hat{U}_0} = -\frac{1}{3}\frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0}\hat{I}_e$ $\gamma_{d11} + \varphi_{d11} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd11}^*$	$ \omega_0 \neq \omega_e$

Tabelle 3.4: Kompensation der diagonalen Blindleistungen 1 mit den Phasenwinkeln $\gamma_{pd11}^* = \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$ (Zeile 2 Tabelle 3.1) und $\gamma_{pd12}^* = \gamma_a + \varphi_a - \gamma_e$ (Zeile 3 Tabelle 3.1) für $\omega_a \approx \omega_e$:

Zeile 1 und 2: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 2 [51].

Zeile 3 und 4: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 1 und der Nullkomponente [E14].

$\gamma_{d22} + \varphi_{d22} = -2\gamma_e + \gamma_a + \varphi_a$ variieren mit den Kreisfrequenzen $\omega_e - 2\omega_a$ und $\omega_a - 2\omega_e$.

Die beiden überlagerten Diagonalströme 2 führen zu sechs zusätzlich erzeugten Blindleistungskomponenten. Die daraus resultierenden Energiepulsationen (Index ef+⁶) müssen für eine wirksame Kompensation im Vergleich zu den entfallenden Energiepulsationen $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ (3.58) deutlich kleiner ausfallen:

$$\begin{aligned}
 w_{\alpha 0, ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \sin(3\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_e - \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.78a}$$

⁶engl. equal frequency positive, gleiche Frequenz positiv

$$\begin{aligned}
 w_{\beta 0,ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \cos(3\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_e - \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.78b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{0\alpha,ef+} = & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - 3\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_a + \varphi_a - 3\gamma_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_a - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.79a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{0\beta,ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_a - 3\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_a + \varphi_a - 3\gamma_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_a - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.79b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d1\alpha,ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_a + \varphi_a - 2\gamma_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_a - 2\gamma_e - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.80a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d1\beta,ef+} = & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_a + \varphi_a - 2\gamma_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_a - 2\gamma_e - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.80b}$$

Die in (3.78) - (3.79) enthalten Energiepulsationen mit den Kreisfrequenzen $3\omega_a - \omega_e$, $2\omega_e$, $\omega_a - 3\omega_e$ und $2\omega_a$ sind für $\omega_a \approx \omega_e$ deutlich höherfrequent als (3.58) und damit unkritisch. Problematisch sind jedoch die in (3.80) enthaltenen Energiepulsationen mit der doppelten Differenzkreisfrequenz $2\omega_a - 2\omega_e$. Um die gegenseitige Auslöschung der beiden in (3.80) enthaltenen Komponenten zu erreichen, muss der Eingangsphasenwinkel zu $\varphi_e = -\varphi_a$ gewählt werden. Dies ist in Tabelle 3.4 als Kommentar eingetragen und hat zu Folge, dass für vorgegebene Ausgangsphasenwinkel $\varphi_a \neq 0$ ein zusätzlicher Blindstrom auf der Eingangsseite des M3Cs eingestellt werden muss, um die Wirksamkeit der Kompensation zu garantieren.

Der zweite Lösungsansatz mit den Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.4 wurde erstmals in [E14] vorgestellt und benutzt die Nullkomponente und zwei überlagerte Diagonalströme 1. Die dazugehörigen Amplituden $\hat{I}_{d11} = -\frac{1}{3} \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \hat{I}_e$ und $\hat{I}_{d12} = \frac{1}{3} \frac{\hat{U}_e}{\hat{U}_0} \hat{I}_a$ sind proportional zu den Amplituden der Eingangs- und Ausgangsströme und umgekehrt proportional zur Amplitude der Nullkomponente. Diese sollte daher im Rahmen der Aussteuerbarkeit möglichst groß gewählt werden, um die Amplituden der benötigten Diagonalströme 1 zu reduzieren. Die Phasenwinkel der Diagonalströme $1 \ \gamma_{d11} + \varphi_{d11} = \pm\gamma_0 + \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$ und $\gamma_{d12} + \varphi_{d12} = \pm\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a - \gamma_e$ drehen mit der identischen Kreisfrequenz $\pm\omega_0 + \omega_a - \omega_e$ und hängen für $\omega_a \approx \omega_e$ im Wesentlichen von der frei wählbaren Kreisfrequenz ω_0 ab. Aufgrund der identischen Kreisfrequenz kann die aus \hat{I}_{d11} und \hat{I}_{d12} resultierende Gesamtamplitude geringer als die Summe der Einzelamplituden sein. Dies ist immer dann der Fall, wenn der resultierende Betrag $|w_{d1, \omega_a - \omega_e}|$ (3.60) der diagonalen Zweigenergien $1 \ w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ (3.58) kleiner als die Summe der Beträge beider darin enthaltenen Komponenten ist.

Aufgrund des Einsatzes der Nullkomponente und der beiden Diagonalströme 1 werden zusätzlich 14 weitere Leistungskomponenten erzeugt, die durch Einsetzen der Amplituden und Phasenwinkel von Tabelle 3.4 in Tabelle 3.1 berechnet werden können. Die daraus resultierenden Energiepulsationen müssen im Vergleich zu den entfallenden Energiepulsationen $w_{d1\alpha, \omega_a - \omega_e}$, $w_{d1\beta, \omega_a - \omega_e}$ (3.58)

deutlich kleiner ausfallen, um die Wirksamkeit der Kompensation sicherzustellen:

$$\begin{aligned}
 w_{\alpha 0,ef+} = & -\frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_e + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.81a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{\beta 0,ef+} = & -\frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_e + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.81b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{\gamma 0,ef+} = & -\frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_e}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_a - \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.82a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{0\beta,ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a - \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_e}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_a - \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.82b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d1\alpha,ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_0 + \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a - \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_0 + \gamma_a - \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.83a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d1\beta,ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_0 + \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a - \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_0 + \gamma_a - \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.83b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d2\alpha,ef+} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a - 2\gamma_e + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a - 2\gamma_e - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + 2\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + 2\gamma_a - \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.84a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d2\beta,ef+} = & -\frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a - 2\gamma_e + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a - 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a - 2\gamma_e - \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + 2\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e) \quad (3.84b) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a - \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + 2\gamma_a - \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned}$$

Die in (3.81) - (3.84) enthalten Energiepulsationen mit den Kreisfrequenzen $\omega_0 \pm \omega_e$, $\omega_0 \pm \omega_a$, $2\omega_0 + \omega_a - \omega_e$, $\omega_0 + \omega_a - 2\omega_e$ und $\omega_0 + 2\omega_a - \omega_e$ werden umso kleiner, je größer $|\omega_0| \gg |\omega_e|$ gewählt wird. Dabei ist zu beachten, dass die Wahl von ω_0 im Wesentlichen durch die erreichbare Grenzfrequenz der Stromregler für die Diagonalströme 1 begrenzt wird.

Wie bereits in Abschnitt 3.3.2 gezeigt wurde, kann die Nullkomponente alternativ auch als Gleichspannung mit $\gamma_0 = 0$ eingepreßt werden [E17, 55]. In diesem Fall können die beiden Winkelalternativen der Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.4 gleichzeitig genutzt werden, wodurch die in (3.83) enthaltenden Komponenten zusätzlich zur Kompensation dienen. Dies führt auch hier dazu, dass die jeweils erforderliche Amplitude der Diagonalströme 1 durch die gleichzeitige Nutzung beider Komponenten halbiert wird. Nachteilig gegenüber einer höherfrequenten Nullkomponente ist jedoch, dass die zusätzlichen Energiehübe in (3.81), (3.82) und (3.84) deutlich größer ausfallen, was im Einzelfall gegenüber der geringeren Strombelastung des M3Cs abzuwägen ist.

Analog zur in Tabelle 3.4 gezeigten Kompensation für $\omega_a \approx \omega_e$ kann die Kompensation für $\omega_a \approx -\omega_e$ erfolgen. Dort müssen die in den Zeilen 2 und 3 von Tabelle 3.1 eingetragenen diagonalen Zweigleistungskomponenten $2 p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41) mit der Summenkreisfrequenz $\omega_a + \omega_e$ durch zwei gegenphasige Leistungskomponenten kompensiert werden. Tabelle 3.5 zeigt zwei Vorschläge zur Reduktion des Energiehubs für $\omega_a \approx -\omega_e$, die erstmals in [E14] veröffentlicht wurden. Diese können ebenfalls zur Kompensation der für $\omega_a = -\omega_e$ stationär auftretenden Wirkleistungen in den diagonalen Zweigleistungskomponenten $2 p_{d2\alpha}$, $p_{d2\beta}$ (3.41) eingesetzt werden, so dass ein stufenloser Übergang möglich ist.

	Tab. 3.2	$P_{d2\alpha}, P_{d2\beta}$	u	i	Kom- mentar
1	Z. 10	$ P_{d22}^* = -\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a$ $\gamma_{pd22}^* = \gamma_a + \varphi_a + \gamma_e$	\hat{U}_L γ_e	$\hat{I}_{d12} = \frac{2 P_{d22}^* }{\hat{U}_L} = -\frac{1}{3}\hat{I}_a$ $\gamma_{d12} + \varphi_{d12} = \gamma_e + \gamma_{pd22}^*$	$\varphi_e = \varphi_a$
2	Z. 11	$ P_{d21}^* = \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e$ $\gamma_{pd21}^* = \gamma_a + \gamma_e + \varphi_e$	$-\hat{U}_a$ γ_a	$\hat{I}_{d11} = -\frac{2 P_{d21}^* }{\hat{U}_a} = -\frac{1}{3}\hat{I}_e$ $\gamma_{d11} + \varphi_{d11} = -\gamma_a - \gamma_{pd21}^*$	$\varphi_e = \varphi_a$
3	Z. 12	$ P_{d22}^* = -\frac{1}{6}\hat{U}_L\hat{I}_a$ $\gamma_{pd22}^* = \gamma_a + \varphi_a + \gamma_e$	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_{d22} = -\frac{2 P_{d22}^* }{\hat{U}_0} = \frac{1}{3}\frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0}\hat{I}_a$ $\gamma_{d22} + \varphi_{d22} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd22}^*$	$ \omega_0 \neq \omega_e$
4	Z. 12	$ P_{d21}^* = \frac{1}{6}\hat{U}_a\hat{I}_e$ $\gamma_{pd21}^* = \gamma_a + \gamma_e + \varphi_e$	$-\hat{U}_0$ γ_0	$\hat{I}_{d21} = -\frac{2 P_{d21}^* }{\hat{U}_0} = -\frac{1}{3}\frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0}\hat{I}_e$ $\gamma_{d21} + \varphi_{d21} = \pm\gamma_0 + \gamma_{pd21}^*$	$ \omega_0 \neq \omega_e$

Tabelle 3.5: Kompensation der diagonalen Blindleistungen 2 mit den Phasenwinkeln $\gamma_{pd21}^* = \gamma_a + \gamma_e + \varphi_e$ (Zeile 2 Tabelle 3.1) und $\gamma_{pd22}^* = \gamma_a + \varphi_a + \gamma_e$ (Zeile 3 Tabelle 3.1) für $\omega_a \approx -\omega_e$:

Zeile 1 und 2: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 1 [E14].

Zeile 3 und 4: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 2 und der Nullkomponente [E14].

Die erste Lösung mit den Zeilen 1 und 2 funktioniert analog zur von Kawamura et. al. für $\omega_a \approx \omega_e$ vorgeschlagenen Lösung [51] und benutzt zwei überlagerte Diagonalströme 1 zur Kompensation der in den Zeilen 2 und 3 von Tabelle 3.1 eingetragenen Blindleistungskomponenten [E14]. Ihre Amplituden $\hat{I}_{d11} = -\frac{1}{3}\hat{I}_e$ und $\hat{I}_{d12} = -\frac{1}{3}\hat{I}_a$ sind proportional zu einem Drittel der Eingangs- bzw. Ausgangsströme des M3Cs und führen so ebenfalls zu einer Verdopplung des jeweiligen maximalen Zweigstroms \hat{I}_{xy} . Die Phasenwinkel $\gamma_{d11} + \varphi_{d11} = -2\gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$ und $\gamma_{d12} + \varphi_{d12} = 2\gamma_e + \gamma_a + \varphi_a$ variieren mit den Kreisfrequenzen $-(\omega_e + 2\omega_a)$ und $\omega_a + 2\omega_e$.

Die zwei überlagerten Diagonalströme 1 führen auch hier zu sechs zusätzlich erzeugten Blindleistungskomponenten. Die Zeitverläufe der aus ihnen resultierenden Energiepulsationen (Index ef^{-7}) müssen in ihrer Wirkung im Vergleich zu

⁷engl. equal frequency negative, gleiche Frequenz negativ

den entfallenden Zeitverläufen der Energiepulsationen $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ (3.59) bewertet werden:

$$w_{\alpha 0, ef-} = + \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \sin(3\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_e + \varphi_a) \quad (3.85a)$$

$$w_{\beta 0, ef-} = - \frac{1}{6 \cdot (3\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \cos(3\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_e + \varphi_a) \quad (3.85b)$$

$$w_{0\alpha, ef-} = - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + 3\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_a + \varphi_a + 3\gamma_e) - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_a + \varphi_e) \quad (3.86a)$$

$$w_{0\beta, ef-} = - \frac{1}{6 \cdot (\omega_a + 3\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_a + \varphi_a + 3\gamma_e) - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_a + \varphi_e) \quad (3.86b)$$

$$w_{d2\alpha, ef-} = + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_a + \varphi_a + 2\gamma_e) - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_a + 2\gamma_e + \varphi_e) \quad (3.87a)$$

$$\begin{aligned}
 w_{d2\beta,ef-} = & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_a + \varphi_a + 2\gamma_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_a + 2\gamma_e + \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.87b}$$

Die in (3.85) - (3.86) enthalten Energiepulsationen mit den Kreisfrequenzen $3\omega_a + \omega_e$, $2\omega_e$, $\omega_a + 3\omega_e$ und $2\omega_a$ sind für $\omega_a \approx -\omega_e$ deutlich höherfrequenter als (3.59) und damit unkritisch. Problematisch sind jedoch die in (3.87) enthaltenen Energiepulsationen mit der doppelten Summenkreisfrequenz $2\omega_a + 2\omega_e$. Um die gegenseitige Auslöschung der beiden Komponenten in (3.87) zu erreichen, muss der Eingangsphasenwinkel zu $\varphi_e = \varphi_a$ gewählt werden. Dies ist in Tabelle 3.5 als Kommentar eintragen und hat zu Folge, dass für vorgegebene Ausgangsphasenwinkel $\varphi_a \neq 0$ ein zusätzlicher Blindstrom auf der Eingangsseite des M3Cs eingestellt werden muss, um die Wirksamkeit der Kompensation zu garantieren.

Der zweite Lösungsansatz mit den Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.5 wurde ebenfalls in [E14] vorgestellt und benutzt die Nullkomponente und zwei überlagerte Diagonalströme 2. Die dazugehörigen Amplituden $\hat{I}_{d21} = -\frac{1}{3} \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \hat{I}_e$ und $\hat{I}_{d22} = \frac{1}{3} \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \hat{I}_a$ sind proportional zu den Amplituden der Eingangs- und Ausgangsströme und umgekehrt proportional zur Amplitude der Nullkomponente. Diese sollte daher auch in diesem Fall möglichst groß gewählt werden, um die Amplituden der Diagonalströme 2 zu reduzieren. Die Phasenwinkel der Diagonalströme 2 $\gamma_{d21} + \varphi_{d21} = \pm\gamma_0 + \gamma_a + \gamma_e + \varphi_e$ und $\gamma_{d22} + \varphi_{d22} = \pm\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a + \gamma_e$ drehen mit der identischen Kreisfrequenz $\pm\omega_0 + \omega_a + \omega_e$ und hängen für $\omega_a \approx -\omega_e$ im Wesentlichen von der frei wählbaren Kreisfrequenz ω_0 ab. Aufgrund der identischen Kreisfrequenz kann die aus \hat{I}_{d21} und \hat{I}_{d22} resultierende Amplitude geringer als die Summe der Einzelamplituden sein. Dies ist immer dann der Fall, wenn der resultierende Betrag $|w_{d2, \omega_a + \omega_e}|$ (3.61) der diagonalen Zweigenenergien 2 $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ (3.59) kleiner als die Summe der Beträge beider darin enthaltenen Komponenten ist.

Aufgrund des Einsatzes der Nullkomponente und der beiden Diagonalströme 2 werden zusätzlich 14 weitere Leistungskomponenten erzeugt, die durch Einsetzen der Amplituden und Phasenwinkel von Tabelle 3.5 in Tabelle 3.1 berechnet werden können. Die daraus resultierenden Energiepulsationen müssen im Vergleich zu den entfallenden Energiepulsationen $w_{d2\alpha, \omega_a + \omega_e}$, $w_{d2\beta, \omega_a + \omega_e}$ (3.59)

deutlich kleiner ausfallen, um den notwendige Energiehubreduktion auch tatsächlich zu erreichen:

$$\begin{aligned}
 w_{\alpha 0,ef-} = & -\frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.88a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{\beta 0,ef-} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_e)} \hat{U}_0 \hat{I}_e \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_e - \varphi_e)
 \end{aligned} \tag{3.88b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{\gamma 0,ef-} = & -\frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \sin(\gamma_0 - \gamma_a - \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.89a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{0\beta,ef-} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 - \omega_a)} \hat{U}_0 \hat{I}_a \cdot \cos(\gamma_0 - \gamma_a - \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.89b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d1\alpha,ef-} = & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + 2\gamma_e + \varphi_a) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + \gamma_a + 2\gamma_e + \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + 2\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \sin(\gamma_0 + 2\gamma_a + \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.90a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d1\beta,ef-} = & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + 2\gamma_e + \varphi_a) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + \omega_a + 2\omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + \gamma_a + 2\gamma_e + \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \frac{\hat{U}_a}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + 2\gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (\omega_0 + 2\omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_a \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_0} \cdot \cos(\gamma_0 + 2\gamma_a + \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.90b}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d2\alpha,ef-} = & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \sin(2\gamma_0 + \gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a + \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \sin(2\gamma_0 + \gamma_a + \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.91a}$$

$$\begin{aligned}
 w_{d2\beta,ef-} = & - \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a + \omega_e)} \hat{U}_a \hat{I}_e \cdot \cos(2\gamma_0 + \gamma_a + \gamma_e + \varphi_e) \\
 & + \frac{1}{6 \cdot (2\omega_0 + \omega_a + \omega_e)} \hat{U}_L \hat{I}_a \cdot \cos(2\gamma_0 + \gamma_a + \gamma_e + \varphi_a)
 \end{aligned} \tag{3.91b}$$

Die in (3.88) - (3.91) enthalten Energiepulsationen mit den Kreisfrequenzen $\omega_0 \pm \omega_e$, $\omega_0 \pm \omega_a$, $2\omega_0 + \omega_a + \omega_e$, $\omega_0 + \omega_a + 2\omega_e$ und $\omega_0 + 2\omega_a + \omega_e$ werden umso kleiner, je größer $|\omega_0| \gg |\omega_e|$ gewählt wird. Die Wahl von ω_0 wird dabei nach oben hin durch die erreichbare Grenzfrequenz der Stromregler für die Diagonalströme 2 begrenzt.

Die Nullkomponente kann auch hier als Gleichspannung mit $\gamma_0 = 0$ eingepreßt werden [E17, 55]. Dadurch können die beiden Winkelalternativen der Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.5 gleichzeitig genutzt werden, wodurch die in (3.91) enthaltenden Komponenten zusätzlich zur Kompensation dienen. Dies führt dazu, dass die jeweils erforderliche Amplitude der Diagonalströme 2 durch die gleichzeitige Nutzung beider Komponenten halbiert wird. Nachteilig gegenüber einer höherfrequenten Nullkomponente ist jedoch, dass die zusätzlichen Energiehübe in (3.88) - (3.90) deutlich größer ausfallen, was auch hier im Einzelfall gegenüber der geringeren Strombelastung des M3Cs abzuwägen ist.

Die Vorgabe der jeweils einzustellenden Diagonalströme 1 und 2 und der Nullkomponente kann gemäß der Tabellen 3.4 und 3.5 durch eine Vorsteuerung erfolgen. Dies ermöglicht den quasistationären Betrieb des M3Cs in den mit eq- und eq+ bezeichneten Bereichen von Abbildung 3.13 bei $|\omega_a| \approx |\omega_e|$. Die Symmetrierung gemäß Tabelle 3.2 wird dann bei $|\omega_a| = |\omega_e|$ nur noch für die dynamischen Vorgänge und zum Ausgleich von Modellungenauigkeiten benötigt, welche beispielsweise durch die Nichtberücksichtigung der vergleichsweise kleinen Spannungskomponenten zur Stromregelung entstehen können. Die Auswahl zwischen den beiden in den Tabellen 3.4 und 3.5 vorhandenen Alternativen

nativen zur Kompensation im Bereich $|\omega_a| \cong |\omega_e|$ muss im Einzelfall abgewogen werden:

- Die erste Alternative mit den Diagonalströmen 1 bzw. 2 kann immer dann sinnvoll eingesetzt werden, wenn der Netzphasenwinkel φ_e und damit der Blindleistungsbezug mit dem speisenden Netz gemäß den Anforderungen der Last eingestellt werden kann. Vorteil dieser Lösung ist, dass lediglich vier zusätzliche Blindleistungskomponenten höherer Frequenz entstehen und eine Nullkomponente lediglich zur Symmetrierung nach Tabelle 3.2 benötigt wird. Nachteilig ist die Verdopplung der maximalen Zweigströme, wodurch die Leistungsfähigkeit des M3Cs ohne Überdimensionierung stark eingeschränkt wird.
- Bei der zweiten Alternative mit der Nullkomponente und den Diagonalströmen 1 bzw. 2 kann der Netzphasenwinkel φ_e unabhängig vom Phasenwinkel der Last φ_a eingestellt werden. Um die Amplituden der Diagonalströme 1 bzw. 2 möglich gering zu halten, muss hier die Amplitude der Nullkomponente möglichst groß gewählt werden. Deshalb ist diese Alternative insbesondere für Antriebe mit Nennkreisfrequenzen $|\omega_{a,n}| \gg \omega_e$ geeignet, bei denen beim Hochfahren im Bereich $|\omega_a| \cong \omega_e$ noch nicht die volle Ausgangsspannung benötigt wird. Nachteilig ist insbesondere die hohe Anzahl von 12 bzw. 14 zusätzlichen Blindleistungskomponenten, deren ggf. einschränkende Wirkung für den jeweiligen Anwendungsfall zu untersuchen sind.

Aufgrund der in beiden Fällen stark vergrößerten Zweigströme ist die Leistungsfähigkeit des M3Cs beim Betrieb mit gleichen oder ähnlichen Kreisfrequenzen $|\omega_a| \cong \omega_e$ ohne Überdimensionierung stets stark eingeschränkt. Dies gilt unabhängig von der Wahl der Kompensationsmethode, weshalb der M3Cs für Antriebe mit Eckfrequenzen im Bereich der Netzfrequenz $|\omega_{a,n}| \cong |\omega_e|$ wenig geeignet erscheint. Mit den gezeigten Methoden ist aber ein sicherer quasistationärer Betrieb mit Teillast möglich. Dies ermöglicht beispielsweise das Hochfahren von schnelllaufenden Antrieben mit Nennfrequenzen $|\omega_{a,n}| \gg |\omega_e|$ und quadratischer Lastkennlinie, ohne dass der M3C überdimensioniert werden muss.

3.4.3 Schlussfolgerungen Reduktion des Energiehubs

Durch die Reduktion des Energiehubs kann der Betriebsbereich des M3Cs in den in Abbildung 3.13 gezeigten Ausgangsfrequenzbereichen bei $|\omega_a| \ll |\omega_e|$ und $|\omega_a| \cong |\omega_e|$ erheblich ausgeweitet werden, ohne dass die Zellkapazitäten C_{xyz} stark vergrößert werden müssen. Die zur Kompensation gemäß der Tabellen 3.3

bis 3.5 einzustellenden Diagonalströme 1 und 2 und die ggf. notwendige Nullkomponente können dabei betriebspunktabhängig von zusätzlichen Vorsteuerungen vorgeben werden. Bei $\omega_a = 0$ und $|\omega_a| = |\omega_e|$ werden damit gleichzeitig die quasistationär in jeweils einer Richtung auftretenden Wirkleistungen kompensiert und die dazugehörige Symmetrieregulierung entlastet. Die dazugehörige Umsetzung in eine passende Regelungsstruktur wird in Kapitel 4 gezeigt.

Nachteilig an der Reduktion des Energiehubs sind die aufgrund der zusätzlichen Diagonalströme 1 und 2 vergrößerten maximalen Zweigströme \hat{I}_{xy} . Insbesondere im Fall $|\omega_a| \cong |\omega_e|$ ist deshalb eine entsprechend stärkere Auslegung der Zweige des M3Cs oder eine Reduktion der Ausgangsscheinleistung S_a erforderlich, was im Einzelfall abhängig von der Anwendung entschieden werden muss.

4

Regelung und Modulation des M3Cs

In diesem Kapitel wird ausgehend von den transformierten Ersatzschaltbildern und den transformierten Zweigmodellen ein universelles, kaskadiertes und von der Zellenzahl pro Zweig N unabhängiges Regelungskonzept für den M3C vorgestellt. Es besteht aus einer unterlagerten Stromregelung und einer überlagerten Energie- und Symmetrieregung [E12, E14, E15] und kann für M3Cs mit beliebiger Bauleistung eingesetzt werden. Das Regelungskonzept erlaubt es, die Vorteile der Kaskadenregelung [76] wie die einfache Reglerauslegung und die Möglichkeiten zur Begrenzung der Stellgrößen auch für den M3C zu nutzen. Abbildung 4.1 zeigt das dazugehörige regelungstechnische Übersichtsbild mit den wichtigsten Signalverbindungen zwischen den einzelnen Teilsystemen. Eingangsgrößen für die in Abschnitt 4.1 detailliert beschriebene unterlagerte Stromregelung sind die neun zu regelnden Zweigströme i_{xy} . Diese werden zunächst gemäß Abschnitt 2.3 transformiert, um die getrennte Regelung der Eingangs-, Ausgangs- und der Diagonalstromkomponenten 1 und 2 zu ermöglichen. Zur Auslegung der eingesetzten P(I)-Regler¹ kommen dabei die in Abschnitt 2.3 berechneten transformierten Ersatzschaltbilder zum Einsatz. Zur in Abschnitt 4.2 vorgestellten Regelung der neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} werden diese zunächst gemäß Abschnitt 3.1.1 transformiert. An-

¹P(I)-Regler = Proportional (Integral)-Regler

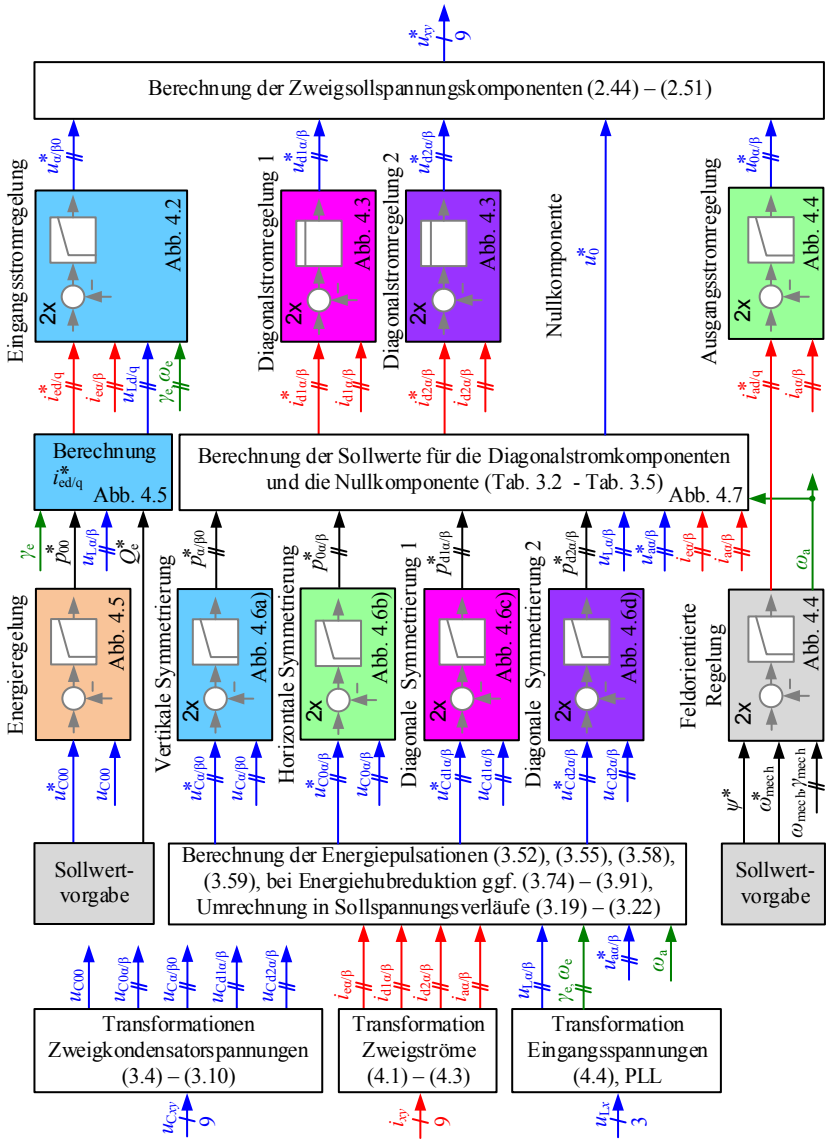


Abbildung 4.1: Übersicht über die Regelung des M3Cs.

schließend wird der Mittelwert u_{C00} mithilfe der überlagerten Energieregulierung² eingestellt. Dazu wird der von der Energieregulierung berechnete Leistungssollwert p_{00}^* mithilfe der Netzspannung u_{Ld} in den Wirkstromsollwert der Eingangsseite i_{ed}^* umgerechnet und der unterlagerten Eingangsstromregelung vorgegeben. Zur Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen werden vier an den in Abschnitt 3.1.1 definierten Richtungen orientierte Symmetrieregulungen eingesetzt. Um diese dynamisch zu verbessern, erfolgt hier eine Berechnung der zu erwartenden Energiepulsationen gemäß Abschnitt 3.2. Die eingesetzten PI-Regler werden mithilfe der in Abschnitt 3.1.2 vorgestellten transformierten Zweigmodelle ausgelegt und berechnen die in den vier Richtungen benötigten Sollleistungskomponenten. Diese werden anschließend betriebspunktabhängig gemäß Tabelle 3.2 in die zur Leistungserzeugung notwendigen Sollwerte für die Diagonalstromkomponenten 1 und 2 und die Nullkomponente umgerechnet und durch zusätzliche Vorsteuerungen zur Energiehubreduktion gemäß der Tabellen 3.3 - 3.5 ergänzt.

Unabhängig von der Regelung des M3Cs können die Sollwerte der auf der Ausgangsseite wirksamen Spannungskomponenten $u_{0\alpha}^*$, $u_{0\beta}^*$ anhand der Erfordernisse der Last vorgegeben werden. Beim Einsatz des M3Cs als Antriebsumrichter kann hierfür beispielsweise eine in Abbildung 4.1 eingezeichnete feldorientierte Regelung mit unterlagerter Regelung der Ausgangsstromkomponenten verwendet werden.

Ausgangsgrößen der in Abbildung 4.1 gezeigten Regelung des M3Cs sind die neun Zweigspannungssollwerte u_{xy}^* , welche mithilfe der in Abschnitt 2.4 gezeigten Rücktransformation aus den transformierten Sollspannungskomponenten der einzelnen Stromregler und der Nullkomponente zusammengesetzt werden. Die Zweigspannungssollwerte u_{xy}^* werden anschließend dem Modulator zur Verfügung gestellt, welcher im vorliegenden Regelungskonzept als Bindeglied zur Ansteuerung aller Zellen in den neun Zweigen des M3Cs dient. Seine Aufgabe ist es, die an der Spannungsbildung in den neun Zweigen beteiligten Zellen so auszuwählen, dass einerseits die Zweigspannungssollwerte u_{xy}^* möglichst genau erreicht werden und andererseits die Zellkondensatorspannungen u_{Cxyz} innerhalb des jeweiligen Zweigs symmetriert werden. Das dazu verwendete Modulationsverfahren wird in Abschnitt 4.3 vorgestellt.

In den Jahren 2012 bis 2015 sind weitere Regelungskonzepte für den M3C veröffentlicht worden. Die größte Gruppe stellen dabei die in drei Entwicklungslinien vorgestellten kaskadierte Regelungsverfahren [10, 50, 52–54, 56, 60–62,

²Die Regelung des Mittelwerts der Zweigkondensatorspannungen u_{C00} entspricht letztlich der Regelung der mittleren in den Zweigen gespeicherten Energie w_{00} , vergl. hierzu (3.23).

66, 71] mit unterlagerter Stromregelung und überlagerter Energie- und Symmetrieregung dar. Die Hauptunterschiede zum in diesem Kapitel vorgestellten Regelverfahren liegen dabei in der Wahl der jeweils eingesetzten Transformationsvorschrift und der sich daraus ergebenden Regelgrößen. Hinzu kommen Unterschiede bei der Symmetrierung der Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ innerhalb der neun Zweige und der Art der eingesetzten Regler.

Im in [50, 52–54, 56] vorgestellten Regelungskonzept werden die neun Zweigströme i_{xy} und die neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ mithilfe der leistungsinvarianten $\alpha\beta 0$ -Transformation in zwei Stufen transformiert und geregelt. Durch die im Vergleich zu dieser Arbeit fehlende dritte Transformationsstufe wird die Begrenzung der eingesetzten P(I)-Regler und die Auswahl der einzusetzenden Ströme zur Symmetrierung deutlich erschwert. Als weiterer Nachteil kommt hinzu, dass für die Symmetrierung aller Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ innerhalb der neun Zweige insgesamt $9N$ zusätzliche P-Regler zum Einsatz kommen. Dies schränkt die Skalierbarkeit des Konzepts aufgrund des mit der Zellenzahl N steigenden Berechnungsaufwands stark ein. In [71] werden die in [50, 52–54, 56] eingesetzten P(I)-Regler durch Dead-beat-Regler und PR-Regler³ ersetzt. Diese von der Wahl der Transformation unabhängige Maßnahme zur Erhöhung der Dynamik und der stationären Genauigkeit bei der Regelung von Wechselströmen kann prinzipiell auch beim vorgestellten Regelungskonzept eingesetzt werden.

In [60–62] wird ein weiteres kaskadiertes Regelungskonzept vorgestellt. Dieses besteht aus drei weitgehend getrennten Regelungen der drei Teilumrichter des M3Cs. Für die Symmetrierung der Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ werden vom Netz entnommene Gegensystemströme eingesetzt. Das bedeutet, dass ein symmetrisches Netz beim Symmetrieren mit unsymmetrischen Netzströmen belastet wird. Als weiterer Nachteil werden ähnlich zu [50, 52–54, 56] $9N$ zusätzliche Symmetrieregler für die Symmetrierung der Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ innerhalb der neun Zweige eingesetzt, was die Einsetzbarkeit bei größeren Zellenzahlen pro Zweig N einschränkt.

In [10, 66] wird eine kaskadierte M3C-Regelung im Zustandsraum vorgestellt. Sie verwendet eine weitere alternative Definition der Diagonalstromkomponenten und besteht aus einem unterlagerten Stromzustandsregler mit überlagertem PI-Energieregler. Herausforderungen des Regelkonzepts sind die Identifikation von Freiheitsgraden für die Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$, die im Gegensatz zu dem in dieser Arbeit vorgestellten Konzept noch nicht systematisch gelöst wurden.

³PR-Regler = Proportional Resonanz-Regler

Neben den kaskadierten Regelungskonzepten sind auch modellprädiktive [63, 64] und auf der Raumzeigermodulation [37–44] basierende Regelungsverfahren Gegenstand der aktuellen Forschung. Bei diesen Regelverfahren findet die grundsätzliche Betrachtung des M3Cs auf Schaltzustandsebene statt, was einen grundsätzlichen Unterschied zu den kaskadierten Regelverfahren darstellt. Dort werden die Zweige wie in dieser Arbeit vorgestellt als steuerbare Spannungsquelle modelliert, was die grundsätzliche Betrachtung unabhängig von der Anzahl der Zellen pro Zweig N macht.

Aufgrund der Tatsache, dass die Anzahl aller möglichen Schaltzustände des M3Cs proportional zu 3^{9N} ist, weisen sowohl die modellprädiktiven als auch die auf der Raumzeigermodulation basierenden Verfahren einen gegenüber den kaskadierten Regelungsverfahren vergleichsweise hohen Berechnungsaufwand auf. Hinzu kommt, dass er bei höheren Zellenzahlen pro Zweig N überproportional zunimmt und die Skalierbarkeit des M3Cs dadurch stark einschränkt. Hauptfokus der Forschung ist daher insbesondere die Reduzierung des Berechnungsaufwands durch die Verwendung von einer stark reduzierten Anzahl von Schaltzuständen. Zusätzlich wird die Auswahl und Optimierung geeigneter Gütefunktionen untersucht, um mit einem begrenzten Berechnungsaufwand eine hohe Regelqualität zu erreichen.

4.1 Unterlagerte Stromregelung

In diesem Abschnitt wird die in Abbildung 4.1 eingezeichnete unterlagerte Stromregelung bestehend aus der Eingangsstromregelung, der Ausgangsstromregelung sowie den Diagonalstromregelungen 1 und 2 detaillierter beschrieben und die Regler entsprechend ausgelegt. Zusätzlich wird eine einfache Strategie zur sinnvollen Begrenzung und Aufteilung der von den Stromreglern in den vier Richtungen geforderten Sollspannungskomponenten vorgestellt.

Eingangsgrößen der Stromregelung des M3Cs sind die neun gemessenen Zweigströme i_{xy} , welche zunächst gemäß Abschnitt 2.3 in drei Stufen transformiert werden, vergleiche hierzu Abbildung 4.1. In den ersten beiden Transformationsstufen kommt dabei die Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) zu Einsatz:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{01} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_{11} \\ i_{21} \\ i_{31} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{\alpha 2} \\ i_{\beta 2} \\ i_{02} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_{12} \\ i_{22} \\ i_{32} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \\ i_{03} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_{13} \\ i_{23} \\ i_{33} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\alpha 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\alpha 2} \\ i_{\alpha 3} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \\ i_{\beta 0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_{\beta 1} \\ i_{\beta 2} \\ i_{\beta 3} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{0\alpha} \\ i_{0\beta} \\ i_{00} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} i_{01} \\ i_{02} \\ i_{03} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Mit (2.28), (2.32) und der Transformationsmatrix \mathbf{C}_D (2.38) ergeben sich abschließend die zu regelnden $\alpha\beta$ -Komponenten der vier Stromraumzeiger:

$$\begin{bmatrix} i_{e\alpha} \\ i_{e\beta} \\ i_{a\alpha} \\ i_{a\beta} \end{bmatrix} = 3 \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha 0} \\ i_{\beta 0} \\ i_{0\alpha} \\ i_{0\beta} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{d1\alpha} \\ i_{d1\beta} \\ i_{d2\alpha} \\ i_{d2\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_D \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha\alpha} \\ i_{\alpha\beta} \\ i_{\beta\alpha} \\ i_{\beta\beta} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Aufgrund der nicht verbundenen Sternpunkte von Netz und Maschine gilt im störungsfreien Betrieb des M3Cs für die Nullkomponente $i_{00} = 0$. Durch die Überwachung der Nullkomponente auf $i_{00} \neq 0$ kann somit beispielsweise ein möglicher Fehlerstrom oder der Ausfall einer Zweigstrommessung erkannt werden.

Zusätzlich zu den Zweigströmen werden die gemessenen Netzspannungen u_{Lx} mithilfe der Matrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) transformiert und der Netzphasenwinkel γ_e berechnet:

$$\begin{bmatrix} u_{L\alpha} \\ u_{L\beta} \\ u_{L0} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} u_{L1} \\ u_{L2} \\ u_{L2} \end{bmatrix}, \quad \gamma_e = \text{atan2} \left(\frac{u_{L\beta}}{u_{L\alpha}} \right) \quad (4.4)$$

Die Nullkomponente der Netzspannung u_{L0} ist bei einem symmetrischen dreiphasigen Netz Null und wird für die Stromregelung nicht weiter benötigt. Der berechnete Netzphasenwinkel γ_e dreht mit der Eingangskreisfrequenz ω_e und wird mit einer PLL⁴ bandpassgefiltert. Eine geeignete PLL-Struktur ist beispielsweise in [25] zu finden. Mit ihr erfolgt auch die für die M3C Regelung zusätzlich erforderliche Berechnung der Eingangskreisfrequenz ω_e .

4.1.1 Regelung der Eingangsstromkomponenten

Die Regelung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ kann vorteilhafterweise in einem am Netzspannungswinkel γ_e orientierten und mit der Eingangskreisfrequenz ω_e rotierenden dq-Koordinatensystem erfolgen [1, 25, 77, 78]. Ab-

⁴PLL = phase-locked-loop, engl. Phasenregelkreis

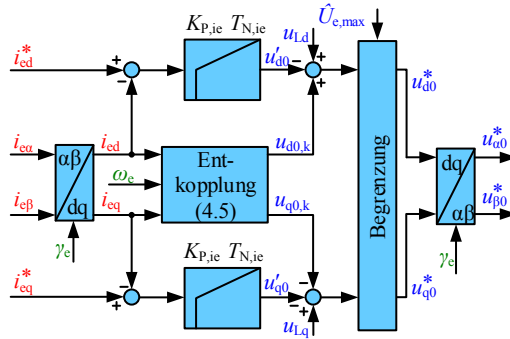


Abbildung 4.2: Regelung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ im am Netzspannungswinkel γ_e orientierten rotierenden dq-Koordinatensystem.

Abbildung 4.2 zeigt den dazugehörigen Signalflussplan. Durch die Wahl des Bezugssystems stellen die ins rotierende Koordinatensystem transformierten Eingangsstromkomponenten i_{ed} , i_{eq} im quasistationären Betrieb Gleichgrößen dar, die von den eingesetzten PI-Reglern stationär genau eingeregelt werden können. Zusätzlich wird die Wirkleistung auf der Eingangsseite P_e durch die Wahl des dq-Koordinatensystems direkt mit der Stromkomponente i_{ed} eingestellt. Analog gilt das auch für die Eingangsblindleistung Q_e , die mit der Stromkomponente i_{eq} vorgegeben wird.

Zur Regelung werden die ins rotierende Koordinatensystem transformierten Eingangsstromkomponenten i_{ed} , i_{eq} mit den entsprechenden Sollwerten i_{ed}^* , i_{eq}^* verglichen. Die resultierenden Regeldifferenzen werden jeweils einem PI-Regler zugeführt, der sie quasistationär auf Null ausregelt. Anschließend erfolgt die Addition der Reglersollspannungen u'_{d0} , u'_{q0} mit denen zur Vorsteuerung verwendeten Netzspannungskomponenten u_{Ld} , u_{Lq} und den Entkopplungstermen $u_{d0,k}$, $u_{q0,k}$ [1, 79]:

$$u_{d0,k} = \omega_e \cdot L'_e \cdot i_{eq}, \quad u_{q0,k} = \omega_e \cdot L'_e \cdot i_{ed} \quad (4.5)$$

Nach der in Abschnitt 4.1.4 vorgestellten Begrenzung und der Rücktransformation ins stationäre $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ergeben sich dann die zur Einprägung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ einzustellenden Zweigspannungskomponenten $u_{\alpha 0}^*$, $u_{\beta 0}^*$.

Die Auslegung der in Abbildung 4.2 dargestellten PI-Regler kann mithilfe der in (2.29) beschriebenen Stromregelstrecke erfolgen. Diese hat das Verhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung (PT1-Glied) mit der Verstärkung $1/R'_e$ und der Zeitkonstanten L'_e/R'_e . Zusätzlich müssen die durch die Messung, die Berechnung der Regler und die Modulation entstehenden Totzeiten bei der Auslegung berücksichtigt werden [1, 76, 79], vergleiche hierzu auch Abschnitt 6.1.2. Für die Summe der Totzeiten des Stromregelkreises $T_{\sigma i}$ folgt in Abhängigkeit der Taktperiode bzw. Rechenzeit T_A :

$$T_{\sigma i} = 2T_A \quad (4.6)$$

Mit (2.29), (4.6) und den Regeln des Betragsoptimums folgt für die Proportionalverstärkung $K_{P,ie}$ und die Nachstellzeit $T_{N,ie}$ der in Abbildung 4.2 dargestellten Eingangsstromregler [76, 79]:

$$K_{P,ie} = \frac{L'_e}{2T_{\sigma i}} = \frac{L'_e}{4T_A}, \quad T_{N,ie} = \frac{L'_e}{R'_e} \quad (4.7)$$

Aus (4.7) sieht man, dass die erreichbare Verstärkung $K_{P,ie}$ und damit die Dynamik des Stromregelkreises maßgeblich von der nicht kompensierbaren Totzeit $T_{\sigma i}$ begrenzt wird. Die sich durch Einstellen von (4.7) ergebende Ersatzzeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises $T_{\sigma i,ers}$ berechnet sich mit der Näherung eines PT1-Glieds zu [76]:

$$T_{\sigma i,ers} = 2T_{\sigma i} = 4T_A \quad (4.8)$$

Die Ersatzzeitkonstante $T_{\sigma i,ers}$ begrenzt maßgeblich die Dynamik der überlagerten Energieregulation und muss deshalb bei deren Auslegung berücksichtigt werden.

4.1.2 Regelung der Diagonalstromkomponenten

Die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ werden zur Erzeugung der Symmetrierleistungen und zur Energiehubreduktion benutzt. Wie in den Abschnitten 3.3 und 3.4 gezeigt wird, setzen sie sich betriebspunktabhängig aus Stromkomponenten mit unterschiedlichen Kreisfrequenzen zusammen. Aus diesem Grund ist der Einsatz einer in rotierenden dq-Koordinaten ausgeführten Regelung nicht ohne weiteres möglich. Um sie trotzdem möglichst aufwandsarm und ohne die in [71] benutzten Zustands- oder PR-Regler zu realisieren, kommen im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ausgeführte P-Regler

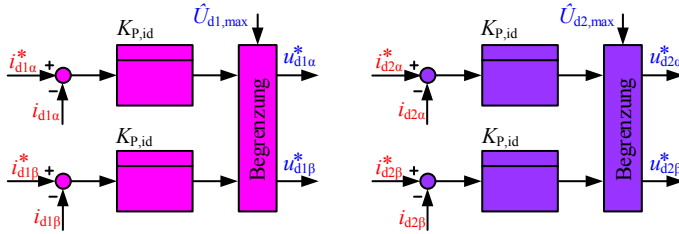


Abbildung 4.3: Regelung der Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem.

zum Einsatz, siehe Abbildung 4.3. Zur Regelung werden die Sollwerte der Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}^*$, $i_{d1\beta}^*$ und 2 $i_{d2\alpha}^*$, $i_{d2\beta}^*$ mit den entsprechenden Istwerten $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ verglichen. Die resultierenden Regelabweichungen werden anschließend mit der Proportionalverstärkung $K_{P,id}$ verstärkt. Nach der in Abschnitt 4.1.4 vorgestellten Begrenzung ergeben sich dann die zur Stromeinprägung über den Zweigdrosseln L erforderlichen Sollwerte der Diagonalspannungskomponenten 1 $u_{d1\alpha}^*$, $u_{d1\beta}^*$ und 2 $u_{d2\alpha}^*$, $u_{d2\beta}^*$. Die Auslegung der P-Regler erfolgt mithilfe der in (2.39) beschriebenen Streckenmodelle, welche das Verhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung (PT1-Glied) mit der Verstärkung $1/R$ und der Zeitkonstanten L/R aufweisen. Hinzu kommt der Faktor -1 , der sich aus den in (2.39) enthaltenen Vorzeichen ergibt. Mit der Totzeit $T_{\sigma i}$ (4.6) und den Regeln des Betragsoptimums folgt dann die Proportionalverstärkung $K_{P,id}$ der in Abbildung 4.3 dargestellten Diagonalstromregler [76, 79]:

$$K_{P,id} = -\frac{L}{2T_{\sigma i}} = -\frac{L}{4T_A} \quad (4.9)$$

Die durch die Benutzung eines P-Reglers mit der Proportionalverstärkung $K_{P,id}$ (4.9) resultierenden Regelabweichungen werden von den überlagerten Symmetrieregeln kompensiert und sorgen dort für die erforderliche stationäre Genauigkeit bei der Regelung der Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} .

4.1.3 Regelung der Ausgangsstromkomponenten mit überlagerter Maschinenregelung

Die Regelung der Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ erfolgt beim vorgestellten Regelungskonzept grundsätzlich anhand der Erfordernisse der angeschlossenen Maschine. Dabei können alle Regelverfahren verwendet werden, deren Grundschnwingungen in den Spannungen und Strömen durch ein symmetrisches, sinusförmiges Drehspannungs- bzw. Drehstromsystem beschrieben werden können. Zur Regelung von fremderregten Synchronmaschinen und Asynchronmaschinen können dazu beispielsweise die häufig eingesetzten feldorientierten Regelverfahren benutzt werden [76]. Alternativ sind auch die in [79–81] beschriebenen nichtlinearen Stromregelverfahren zur Regelung von permanentmagneterregten Synchronmaschinen mit starken Sättigungseigenschaften einsetzbar. In dieser Arbeit wird beispielhaft die Regelung einer Asynchronmaschine in einem am Rotorflusswinkel γ_{ψ} orientierten und mit der Ausgangskreisfrequenz ω_a rotierenden dq-Koordinatensystem verwendet [1, 76, 78]. Abbildung 4.4 zeigt den dazugehörigen Signalfussplan. Die Regelung der Ausgangsstromkomponenten i_{ad} , i_{aq} weist dabei die gleiche Struktur wie die in Abbildung 4.2 gezeigte Regelung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ auf. Zusätzlich sind die überlagerten Fluss- und Drehzahlregler und ein Maschinenmodell zur Bestimmung des Rotorflusswinkels γ_{ψ} und der Ausgangskreisfrequenz ω_a dargestellt [1]. Durch die Wahl des Bezugssystems kann der Rotorfluss ψ_r mit der Stromkomponente i_{ad} und das erforderliche Drehmoment M mit der Stromkomponente i_{aq} eingestellt werden [76].

Zur Regelung werden die ins rotierende Koordinatensystem transformierten Ausgangsstromkomponenten i_{ad} , i_{aq} mit den entsprechenden Sollwerten i_{ad}^* , i_{aq}^* verglichen. Die resultierenden Regeldifferenzen werden jeweils einem PI-Regler zugeführt, der sie quasistationär auf Null ausregelt. Anschließend erfolgt die Addition der Reglersollspannungen u'_{ad} , u'_{aq} mit der zur Vorsteuerung verwendeten induzierten Spannungen u_{id} , u_{iq} und den Entkopplungstermen $u_{ad,k}$, $u_{aq,k}$ [79]:

$$u_{ad,k} = \omega_a \cdot L_a \cdot \dot{i}_{aq}, \quad u_{aq,k} = \omega_a \cdot L_a \cdot \dot{i}_{ad} \quad (4.10)$$

Nach der in Abschnitt 4.1.4 vorgestellten Begrenzung und der Rücktransformation ins stationäre $\alpha\beta$ -Koordinatensystem ergeben sich dann die zur Einprägung der Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ einzustellenden Zweigspannungskomponenten $u_{0\alpha}^*$, $u_{0\beta}^*$.

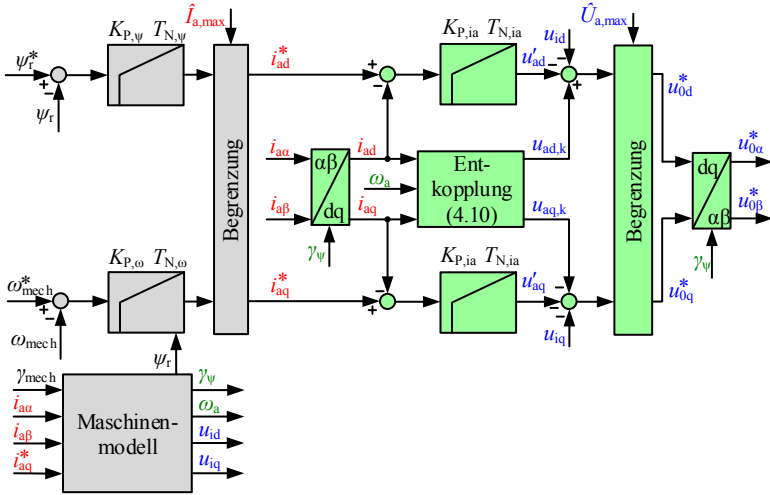


Abbildung 4.4: Rotorflussorientierte Regelung einer Asynchronmaschine bestehend aus einer überlagerten Fluss- und Drehzahlregelung und einer unterlagerten Regelung der Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$.

Die Auslegung der PI-Stromregler erfolgt hier ebenfalls nach den Regeln des Betragsoptimums [76, 79]. Dabei ist die in (2.33) beschriebene Stromregelstrecke zu berücksichtigen, welche das Verhalten eines Verzögerungsglieds erster Ordnung (PT1-Glied) mit der Verstärkung $1/R'_a$ und der Zeitkonstanten L_a/R'_a hat. Mit der Totzeit $T_{\sigma i}$ (4.6) und den Regeln des Betragsoptimums folgt dann die Proportionalverstärkung $K_{P,ia}$ und die Nachstellzeit $T_{N,ia}$ der in Abbildung 4.4 dargestellten Ausgangsstromregler [76, 79]:

$$K_{P,ia} = \frac{L_a}{2T_{\sigma i}} = \frac{L_a}{4T_A}, \quad T_{N,ia} = \frac{L_a}{R'_a} \quad (4.11)$$

Die Auslegung der in Abbildung 4.4 dargestellten überlagerten Fluss- und Drehzahlregler entspricht dem Stand der Technik und wird in dieser Arbeit nicht weiter behandelt. Ihre Auslegung unter Benutzung des Betragsoptimums für den Flussregler und des Symmetrischen Optimums für den Drehzahlregler kann beispielsweise gemäß [1, 76, 78] erfolgen, wobei als kleine nichtkompensierbare Zeitkonstante die hier ebenfalls gültige Zeitkonstante des geschlossenen Stromregelkreises $T_{\sigma i,ers}$ (4.8) berücksichtigt werden muss.

4.1.4 Begrenzung und Bildung der Zweigsollspannungskomponenten

Die Sollwerte der Zweigspannungen u_{xy}^* werden aus den von den Stromreglern in den Abbildungen 4.2 - 4.4 berechneten Sollwerten der Zweigspannungskomponenten und der Nullkomponente gebildet. Die Berechnung erfolgt gemäß Abbildung 4.1 durch die in den Gleichungen (2.44) - (2.51) beschriebene dreistufige Rücktransformation.

Um zu verhindern, dass die berechneten Sollwerte der Zweigspannungen u_{xy}^* den in (2.7) beschriebenen Aussteuerbereich der Zweige übersteigen, müssen sie auf $-u_{Cxy} \leq u_{xy}^* \leq +u_{Cxy}$ begrenzt werden. Dabei ist zu beachten, dass die neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} aufgrund der in Abschnitt 3.2 beschriebenen quasistationär auftretenden Energiepulsationen im Allgemeinen unterschiedliche Momentanwerte und damit unterschiedliche Aussteuerbereiche aufweisen. Um die Begrenzungsstrategie möglichst einfach zu gestalten und einen symmetrischen Aussteuerbereich zu erhalten, wird dieser zunächst auf die kleinste Zweigkondensatorspannung $u_{Cxy,\min}$ begrenzt:

$$-\min(u_{Cxy}) = -u_{Cxy,\min} \leq u_{xy}^* \leq +u_{Cxy,\min} = +\min(u_{Cxy}) \quad (4.12)$$

Im zweiten Schritt muss geklärt werden, wie der nun verfügbare symmetrische Aussteuerbereich auf die in den Abbildungen 4.2 - 4.4 dargestellten Begrenzungen der Stromregler und die Nullkomponente u_0^* aufgeteilt werden kann. Mit der in Abschnitt 2.4 gezeigten Zusammensetzung der Zweigspannungen folgt der Zusammenhang zwischen dem verfügbaren Aussteuerbereich aus (4.12) und den Spannungsgrenzen der vier Sollspannungsraumzeiger $\hat{U}_{e,\max}$, $\hat{U}_{a,\max}$, $\hat{U}_{d1,\max}$, $\hat{U}_{d2,\max}$ und der Nullkomponente $\hat{U}_{0,\max}$:

$$u_{Cxy,\min} \geq \hat{U}_{e,\max} + \hat{U}_{a,\max} + \hat{U}_{d1,\max} + \hat{U}_{d2,\max} + \hat{U}_{0,\max} \quad (4.13)$$

Für die in (4.13) enthalten Spannungsgrenzen $\hat{U}_{e,\max}$, $\hat{U}_{a,\max}$, $\hat{U}_{d1,\max}$, $\hat{U}_{d2,\max}$ und den dazugehörigen Grenzwerten der $\alpha\beta$ - bzw. dq-Komponenten gilt der folgende Zusammenhang:

$$\hat{U}_{e,\max} = \sqrt{u_{\alpha 0,\max}^2 + u_{\beta 0,\max}^2} = \sqrt{u_{d0,\max}^2 + u_{q0,\max}^2} \quad (4.14)$$

$$\hat{U}_{a,\max} = \sqrt{u_{0\alpha,\max}^2 + u_{0\beta,\max}^2} = \sqrt{u_{0d,\max}^2 + u_{0q,\max}^2} \quad (4.15)$$

$$\hat{U}_{d1,\max} = \sqrt{u_{d1\alpha,\max}^2 + u_{d1\beta,\max}^2} \quad (4.16)$$

$$\hat{U}_{d2,\max} = \sqrt{u_{d2\alpha,\max}^2 + u_{d2\beta,\max}^2} \quad (4.17)$$

Aus (4.13) sieht man, dass die Spannungsgrenze $u_{C_{xy},\min}$ prinzipiell frei auf die Spannungsgrenzen der vier Sollspannungsraumzeiger $\hat{U}_{e,\max}$, $\hat{U}_{a,\max}$, $\hat{U}_{d1,\max}$, $\hat{U}_{d2,\max}$ und der Nullkomponente $\hat{U}_{0,\max}$ aufgeteilt werden kann. Die weitere Aufteilung von $\hat{U}_{e,\max}$, $\hat{U}_{a,\max}$, $\hat{U}_{d1,\max}$, $\hat{U}_{d2,\max}$ auf die dazugehörigen Grenzwerte der $\alpha\beta$ - bzw. dq-Komponenten kann unter Beachtung von (4.14) - (4.17) erfolgen. Dabei kann beispielsweise eine gleichmäßige Begrenzung beider Komponenten oder eine Vorzugsbegrenzung auf eine der beiden Komponenten gewählt werden [79].

Anzumerken ist, dass die in (4.13) - (4.17) beschriebene Möglichkeit zur Aufteilung der Spannungsgrenze nur aufgrund der in dieser Arbeit vorgestellten Beschreibung des M3Cs durch vier Raumzeiger und eine Nullkomponente genutzt werden kann. Die Begrenzung der Stromregler wird dadurch gegenüber den in [10, 50, 52–54, 56, 60–62, 66, 71] vorgestellten kaskadierten Regelungsverfahren maßgeblich vereinfacht.

Um die weitere Aufteilung von (4.13) vorzunehmen, werden die Spannungsgrenzen betriebspunktabhängig anhand des jeweils notwendigen Spannungsbedarfs auf die in den Abbildungen 4.2 - 4.4 dargestellten Stromregelungen verteilt. Für die in Abbildung 4.2 dargestellte Regelung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ muss nach (2.30) mindestens die Netzspannungsamplitude \hat{U}_L und eine zusätzliche Spannungsreserve zur Stromeinprägung $\hat{U}_{ie,\max}$ zur Verfügung stehen. Die zusätzliche Spannungsreserve $\hat{U}_{ie,\max}$ kann anhand der benötigten Dynamik und den quasistationären Spannungsabfällen an den Netzdrosele L_e und den Zweigdrosele L festgelegt werden. Für die Wahl der Spannungsgrenze $\hat{U}_{e,\max}$ zur Regelung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ folgt daraus:

$$\hat{U}_{e,\max} = \hat{U}_L + \hat{U}_{ie,\max} \quad (4.18)$$

Zur Regelung der in Abbildung 4.3 dargestellten Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ werden gemäß (2.40) nur verhältnismäßig kleine Spannungsreserven $\hat{U}_{id1,\max}$, $\hat{U}_{id2,\max}$ zur Stromeinprägung über den Zweigdrose-

seln L benötigt. Die Spannungsreserven $\hat{U}_{id1,max}$, $\hat{U}_{id2,max}$ werden deshalb anhand der erforderlichen Dynamik und den quasistationären Spannungsabfällen an den Zweigdrosseln L festgelegt. Für die Wahl der Spannungsgrenzen $\hat{U}_{d1,max}$ bzw. $\hat{U}_{d2,max}$ folgt:

$$\hat{U}_{d1,max} = \hat{U}_{id1,max} \quad (4.19)$$

$$\hat{U}_{d2,max} = \hat{U}_{id2,max} \quad (4.20)$$

Die verbleibende Spannungsreserve $u'_{Cxy,min}$ berechnet sich mit (4.13) und (4.18) - (4.20) zu:

$$u'_{Cxy,min} = u_{Cxy,min} - \hat{U}_{e,max} - \hat{U}_{id1,max} - \hat{U}_{id2,max} \quad (4.21)$$

Diese kann abschließend auf die in den Abbildungen 4.4 und 4.7 dargestellten Spannungsgrenzen der Regelung der Ausgangsstromkomponenten $\hat{U}_{a,max}$ und Nullkomponente $\hat{U}_{0,max}$ aufgeteilt werden:

$$u'_{Cxy,min} \geq \hat{U}_{a,max} + \hat{U}_{0,max} \quad (4.22)$$

Für die Aufteilung können vier Fälle unterschieden werden:

- Bei kleinen Ausgangsspannungen $\hat{U}_a \approx 0$ kann $u'_{Cxy,min}$ zum größten Teil der Spannungsgrenze der Nullkomponente $\hat{U}_{0,max}$ zugeschlagen werden. Die Nullkomponente u_0 wird in diesem Bereich für die vertikale Symmetrierung eingesetzt, vergleiche hierzu Abbildung 3.7b).
- Bei ähnlichen oder gleichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx \omega_e$ muss ein Kompromiss zwischen $\hat{U}_{a,max}$ und $\hat{U}_{0,max}$ gefunden werden. Dieser muss einerseits eine ausreichende Ausgangsspannungsamplitude \hat{U}_a und andererseits eine ausreichende Amplitude die Nullkomponente \hat{U}_0 zur Energiehubreduktion und diagonalen Symmetrierung 1 und 2 ermöglichen. Falls erforderlich kann die Ausgangsspannungsamplitude \hat{U}_a durch Feldschwächung der angeschlossenen Maschine gezielt reduziert werden. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, eine dritte Harmonische als Nullkomponente u_0 (3.37)

mit einer Amplitude von $\hat{U}_0 = 1/6\hat{U}_L$ und einer Kreisfrequenz von $\omega_0 = 3\omega_e$ zu verwenden [57]:

$$u_0 = \frac{1}{6}\hat{U}_L \cdot \cos(3\gamma_e) \quad (4.23)$$

Dadurch kann die Spannungsgrenze für die Regelung der Eingangsstromkomponenten $\hat{U}_{e,\max}$ um circa 13 % reduziert werden [82], wodurch die Spannungsgrenze $u'_{C_{xy},\min}$ (4.21) und damit auch $\hat{U}_{a,\max}$ um $0.13 \cdot \hat{U}_{e,\max}$ vergrößert werden kann.

- Die Nullkomponente u_0 kann optional auch in allen anderen Betriebspunkten zur Übermodulation benutzt werden, z.B. durch eine nach (4.23) berechnete dritte Harmonische mit einer Amplitude von $\hat{U}_0 = 1/6\hat{U}_L$ und einer Kreisfrequenz von $\omega_0 = 3\omega_e$ [57, 82]. Dadurch kann die Spannungsgrenze für die Regelung der Eingangsstromkomponenten $\hat{U}_{e,\max}$ auch hier um circa 13 % reduziert werden [82], wodurch die Spannungsgrenze $u'_{C_{xy},\min}$ (4.21) und damit auch $\hat{U}_{a,\max}$ um $0.13 \cdot \hat{U}_{e,\max}$ vergrößert werden kann.
- In allen anderen Fällen wird die Nullkomponente u_0 nicht zur Regelung des M3Cs benötigt und somit $\hat{U}_{0,\max} = 0$ gewählt. Die verbleibende Spannungsgrenze (4.22) kann dann vollständig zur Begrenzung der Ausgangsstromregelung eingesetzt werden.

4.2 Überlagerte Energie- und Symmetrieregung

In diesem Abschnitt wird die in Abbildung 4.1 eingezeichnete überlagerte Energie- und Symmetrieregung detaillierter beschrieben und die Regler entsprechend der in Abschnitt 3.1.2 beschriebenen transformierten Zweigmodelle ausgelegt. Zusätzlich wird auf die Umrechnung der Leistungssollwerte in die Sollwerte für die unterlagerte Stromregelung gemäß Tabelle 3.2 eingegangen. Abschließend wird eine einfache Strategie zur Begrenzung der Stromsollwerte vorgestellt.

Eingangsgrößen für die überlagerte Energie- und Symmetrieregung sind die neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$, welche durch Addition gemäß (2.6) aus den in den Zellen gemessenen Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ gebildet werden. Die Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ werden zunächst durch die in (3.4) - (3.10) beschriebene dreistufige Transformation in den arithmetischen

Mittelwert u_{C00} für die Energieregung und die $\alpha\beta$ -Komponenten für die Symmetrieregung in den vier Richtungen zerlegt.

4.2.1 Energieregung mit anschließender Berechnung des Wirkstromsollwerts

Die in Abbildung 4.5 dargestellte Energieregung hat die Aufgabe, den arithmetischen Mittelwert u_{C00} aller neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} auf ihren Sollwert u_{C00}^* zu regeln. Dazu wird zunächst die Regeldifferenz aus dem Soll- und Istwert gebildet und einem PI-Regler zugeführt, welcher sie stationär genau auf Null ausregelt. Ausgangsgröße der Energieregung ist die pro Zweig zu beziehende Wirkleistung p_{00}^* , welche anschließend in die vom Netz zu beziehende Wirkleistung P_e^* und den dazugehörigen Wirkstromsollwert i_{ed}^* umgerechnet wird. Nach der erfolgten Begrenzung wird er zusammen mit dem Blindstromsollwert i_{eq}^* , welcher aus der innerhalb der Leistungsgrenzen frei wählbaren Eingangsblindleistung Q_e berechnet wird, der in Abbildung 4.2 dargestellten Regelung der Eingangsstromkomponenten i_{ed}, i_{eq} vorgegeben.

Um ein gutes Störverhalten zu erhalten, kommt ein nach dem Symmetrischen Optimum [76, 78] ausgelegter PI-Regler zum Einsatz. Die Spannungsregelstrecke hat nach (3.23) integrierendes Verhalten mit einer Verstärkung von $\frac{N}{C_{xyz} \cdot u_{C00}}$. Hinzu kommt der unterlagerte geschlossene Stromregelkreis, welcher als Verzögerungsglied erster Ordnung mit der Zeitkonstanten $T_{\sigma i,ers}$ (4.8) angenähert wird und die maximal mögliche Dynamik des Regelkreises begrenzt. Mit der Zeitkonstanten $T_{\sigma i,ers}$ (4.8) und den Regeln des Symmetrischen Optimums folgt dann die Proportionalverstärkung $K_{P,E}$ und die Nachstellzeit $T_{N,E}$ [76, 79] des in Abbildung 4.5 dargestellten Energiereglers:

$$K_{P,E} = \frac{1}{a_E T_{\sigma i,ers}} \cdot \frac{C_{xyz} \cdot u_{C00}^*}{N}, \quad T_{N,E} = a_E^2 \cdot T_{\sigma i,ers}, \quad a_E \geq 2 \quad (4.24)$$

Der Faktor $a_E \geq 2$ wird zur Einstellung der gewünschten Dämpfung des Regelkreises verwendet, wobei $a_E = 2$ der Standardeinstellung des Symmetrischen Optimums entspricht [76].

4.2.2 Symmetrieregung

Die in Abbildung 4.6 dargestellte Symmetrieregung sorgt dafür, dass die zeitlichen Mittelwerte der vertikalen Zweigspannungskomponenten $\bar{u}_{C\alpha 0}, \bar{u}_{C\beta 0}$,

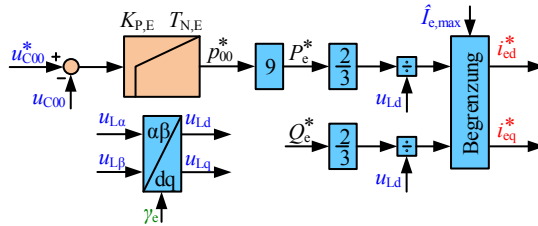


Abbildung 4.5: Energieregung mit anschließender Berechnung des Wirkstromsollwerts i_{ed}^* . Zusätzlich wird der Blindstromsollwert i_{eq}^* aus dem Sollwert der Eingangsblindleistung Q_e berechnet.

der horizontalen Zweigspannungskomponenten $\bar{u}_{C0\alpha}$, $\bar{u}_{C0\beta}$ und der diagonalen Zweigspannungskomponenten 1 $\bar{u}_{Cd1\alpha}$, $\bar{u}_{Cd1\beta}$ und 2 $\bar{u}_{Cd2\alpha}$, $\bar{u}_{Cd2\beta}$ auf den für einen symmetrischen Betrieb notwendigen Sollwert Null geregelt werden. Dabei ist zu beachten, dass in den transformierten Komponenten der Zweigkondensatorspannungen überlagerte Wechselanteile auftreten, welche durch die in Abschnitt 3.2 beschriebenen quasistationär auftretenden Blindleistungskomponenten hervorgerufen werden. Die Wechselanteile sind für die Funktion des M3Cs notwendig und sollen daher nicht ausgegeregelt werden, so dass vor der Regelung zunächst die zeitlichen Mittelwerte aus den gemessenen und transformierten Zweigkondensatorspannungen bestimmt werden müssen. Um diese Aufgabe zu lösen, können im einfachsten Fall beispielsweise die in Abbildung 4.6 in grau eingezeichneten Tiefpassfilter zur Istwertfilterung eingesetzt werden [E12, E15, 50, 52–54, 56]. Diese müssen so ausgelegt werden, dass die in den vier Richtungen auftretenden Pulsationen mit den Kreisfrequenzen $2\omega_e$, $2\omega_a$ und $\omega_e \pm \omega_a$ ausreichend stark gedämpft werden. Dies führt dazu, dass die maximal mögliche Dynamik der Symmetrieregung aufgrund der nicht kompensierbaren zusätzlichen Filterzeitkonstante $T_{F,Sv}$, $T_{F,Sh}$, $T_{F,Sd1}$ oder $T_{F,Sd2}$ stark reduziert wird [1].

Alternativ dazu wurde zunächst für den MMC vorgeschlagen, die zu erwartenden Wechselanteile in den transformierten Komponenten der Zweigkondensatorspannungen aus den Strömen und Spannungen des Schaltungsnetzwerks zu berechnen und als Sollwerte für die Symmetrieregung zu verwenden [1, E7]. Dieser Ansatz wurde in [E14] erstmalig für den M3C vorgestellt und wird in dieser Arbeit eingesetzt, siehe hierzu Abbildung 4.1. Unter der Annahme, dass das Modell der Wechselanteile hinreichend genau stimmt, fallen dann die Wechse-

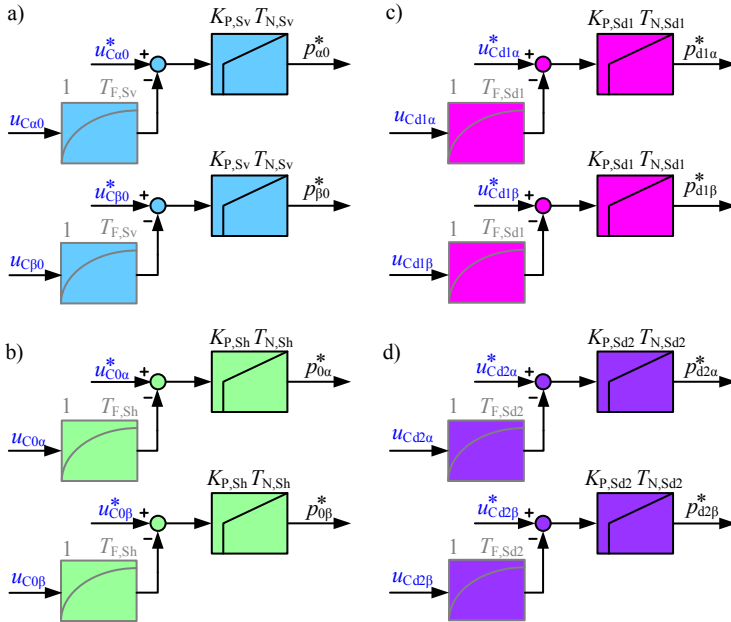


Abbildung 4.6: a) Vertikale Symmetrieregung, b) Horizontale Symmetrieregung, c) Diagonale Symmetrieregung 1, d) Diagonale Symmetrieregung 2.

lanteile beim Soll-Istwert-Vergleich heraus. Das bedeutet, dass die Symmetrieregung nur noch auf von Null verschiedene Gleichanteile reagiert und diese stationär genau auf Null ausregelt.

Zur Berechnung des in Abbildung 4.1 eingezeichneten Modells müssen zunächst die durch (3.52), (3.55), (3.58) und (3.59) beschriebenen quasistationär auftretenden Energiepulsationen aus den beteiligten Spannungs- und Stromkomponenten berechnet werden. Für den Fall, dass eine in Abschnitt 3.4 beschriebene Energiehubreduktion aktiv ist, kommen ggf. noch Teile der Gleichungen (3.74) - (3.91) hinzu. Anschließend werden die einzelnen Energiepulsationen in den vier Richtungen addiert und mit (3.19) - (3.22) in die zu erwartenden Sollspannungsverläufe aller vier Richtungen umgerechnet und den Symmetrieregler als Sollwerte vorgegeben.

Zur Regelung selbst wird der in Abbildung 4.6 eingezeichnete Soll-Istwert-Vergleich durchgeführt und die Regeldifferenz einem PI-Regler zugeführt, wel-

cher sie stationär genau auf Null ausregelt. Ausgangsgrößen sind die zur Symmetrierung benötigten Wirkleistungskomponenten in den vier Richtungen, siehe hierzu Abbildung 4.6.

Um ein gutes Störverhalten zu erhalten, kommen nach dem Symmetrischen Optimum [76, 78] ausgelegte PI-Regler zum Einsatz. Die Spannungsregelstrecken haben nach (3.19) - (3.22) integrierendes Verhalten mit einer Verstärkung von $\frac{N}{C_{xyz} \cdot \bar{u}_{C00}}$. Hinzu kommt jeweils ein Verzögerungsglied erster Ordnung mit den Zeitkonstanten $T_{\sigma S,v}$, $T_{\sigma S,h}$, $T_{\sigma S,d1}$ oder $T_{\sigma S,d2}$, welches alle nicht kompensierbaren Zeitkonstanten zusammenfasst:

$$T_{\sigma Sv} = T_{\sigma i,ers} + T_{F,Sv} \quad (4.25)$$

$$T_{\sigma Sh} = T_{\sigma i,ers} + T_{F,Sh} \quad (4.26)$$

$$T_{\sigma Sd1} = T_{\sigma i,ers} + T_{F,Sd1} \quad (4.27)$$

$$T_{\sigma Sd2} = T_{\sigma i,ers} + T_{F,Sd2} \quad (4.28)$$

Die Zeitkonstanten $T_{\sigma S,v}$, $T_{\sigma S,h}$, $T_{\sigma S,d1}$ und $T_{\sigma S,d2}$ begrenzen maßgeblich die Dynamik der Regelkreise. Sofern ein Modell zur Berechnung der Wechselanteile verwendend wird, bestehen sie lediglich aus der Ersatzzeitkonstanten der unterlagerten Stromregelung $T_{\sigma i,ers}$ (4.8). Im Gegensatz dazu werden sie beim Einsatz von Tiefpassfiltern durch deren Filterzeitkonstanten $T_{\sigma S,v} \gg T_{\sigma i,ers}$, $T_{\sigma S,h} \gg T_{\sigma i,ers}$, $T_{\sigma S,d1} \gg T_{\sigma i,ers}$ und $T_{\sigma S,d2} \gg T_{\sigma i,ers}$ erheblich vergrößert, was die in diesem Fall erreichbare Dynamik der Regelkreise stark reduziert.

Mit (4.25) - (4.28) und den Regeln des Symmetrischen Optimums folgt für die Proportionalverstärkungen $K_{P,Sv}$, $K_{P,Sh}$, $K_{P,Sd1}$, $K_{P,Sd2}$ und die Nachstellzeiten $T_{N,Sv}$, $T_{N,Sh}$, $T_{N,Sd1}$, $T_{N,Sd2}$ [76, 79] der in Abbildung 4.6 dargestellten Symmetrieregler:

$$K_{P,Sv} = \frac{1}{a_{Sv} T_{\sigma Sv}} \cdot \frac{C_{xyz} \cdot u_{C00}^*}{N}, \quad T_{N,Sv} = a_{Sv}^2 \cdot T_{\sigma Sv}, \quad a_{Sv} \geq 2 \quad (4.29)$$

$$K_{P,Sh} = \frac{1}{a_{Sh} T_{\sigma Sh}} \cdot \frac{C_{xyz} \cdot u_{C00}^*}{N}, \quad T_{N,Sh} = a_{Sh}^2 \cdot T_{\sigma Sh}, \quad a_{Sh} \geq 2 \quad (4.30)$$

$$K_{P,Sd1} = \frac{1}{a_{Sd1} T_{\sigma Sd1}} \cdot \frac{C_{xyz} \cdot u_{C00}^*}{N}, \quad T_{N,Sd1} = a_{Sd1}^2 \cdot T_{\sigma Sd1}, \quad a_{Sd1} \geq 2 \quad (4.31)$$

$$K_{P,Sd2} = \frac{1}{a_{Sd2} T_{\sigma Sd2}} \cdot \frac{C_{xyz} \cdot u_{C00}^*}{N}, \quad T_{N,Sd2} = a_{Sd2}^2 \cdot T_{\sigma Sd2}, \quad a_{Sd2} \geq 2 \quad (4.32)$$

Die Faktoren $a_{Sv} \geq 2$, $a_{Sh} \geq 2$, $a_{Sd1} \geq 2$ und $a_{Sd2} \geq 2$ werden hier ebenfalls zur Einstellung der gewünschten Dämpfung der Regelkreise verwendet [76].

4.2.3 Auswahl und Berechnung der Sollwerte für die inneren Ströme und die Nullkomponente

Die von den Symmetrieregeln berechneten Leistungssollwerte müssen gemäß Abschnitt 3.3 in die Sollwerte für die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}^*$, $i_{d1\beta}^*$ und 2 $i_{d2\alpha}^*$, $i_{d2\beta}^*$ und den Sollwert der Nullkomponente u_0^* umgerechnet werden. Abbildung 4.7 zeigt den dazugehörigen Signalfflussplan. Eingangsgrößen sind die Sollwerte der Leistungskomponenten in den vier Richtungen aus Abbildung 4.6, welche durch einen K-P-Wandler⁵ zunächst gemäß (3.62) - (3.65) in die Beträge $|p_v^*|$, $|p_h^*|$, $|p_{d1}^*|$ und $|p_{d2}^*|$ und die Phasenwinkel γ_{pv}^* , γ_{ph}^* , γ_{pd1}^* und γ_{pd2}^* umgerechnet werden. Das Gleiche gilt auch für die $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangs- und Ausgangsspannungen und der Eingangs- und Ausgangsströme, welche ebenfalls durch die Beträge \hat{U}_L , \hat{U}_a , \hat{I}_e und \hat{I}_a und die Phasenwinkel γ_e , γ_a , $\gamma_e + \varphi_e$ und $\gamma_a + \varphi_a$ ausgedrückt werden.

Im nächsten Schritt werden die Sollwerte für jede der vier Richtungen bestehend aus Betrag und Phasenwinkel gemäß Tabelle 3.2 berechnet, siehe hierzu Abbildung 4.7. Die jeweils zur Symmetrierung eingesetzten Komponenten werden dabei betriebspunktabhängig anhand der Abbildungen 3.7b) - 3.10b) ausgewählt und gleitend umgeschaltet. Falls dabei die Zeilen 9 und 12 von Tabelle 3.2 für die diagonale Symmetrierung 1 und 2 zum Einsatz kommen, müssen für die Berechnung zusätzlich die Amplitude \hat{U}_0 und der Phasenwinkel γ_0 der Null-

⁵K-P-Wandler = Kartesisch-Polar-Wandler, Umrechnung der $\alpha\beta$ -Komponenten in Betrag und Phasenwinkel [75, 78]

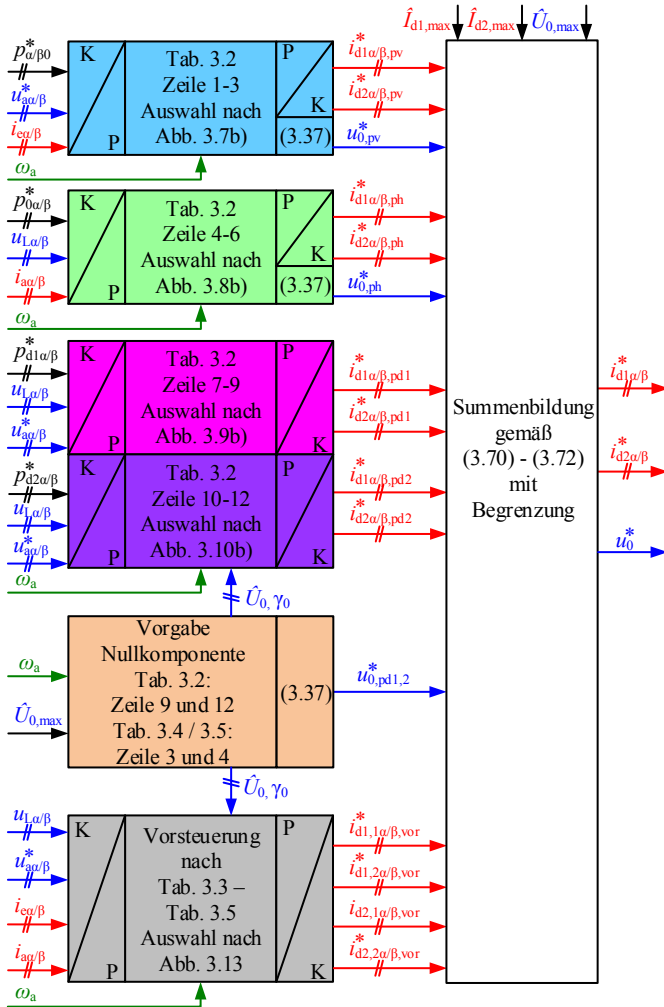


Abbildung 4.7: Berechnung der Sollwerte für die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}^*$, $i_{d1\beta}^*$ und 2 $i_{d2\alpha}^*$, $i_{d2\beta}^*$ und die Nullkomponente u_0^* .

komponente im Rahmen der in Abschnitt 4.1.4 beschriebenen Aufteilung der Spannungsgrenzen vorgegeben werden.

Optional können gemäß Abschnitt 3.4 zusätzliche Diagonalstromkomponenten 1 und 2 zur Reduktion des Energiehubs eingesetzt werden. Die Berechnung der dafür notwendigen Sollwerte zur Vorsteuerung erfolgt gemäß der Tabellen 3.3 - 3.5 und ist in Abbildung 4.7 in grau eingezeichnet. Die Auswahl der jeweils eingesetzten Komponenten und deren gleitende Umschaltung erfolgt hier mithilfe von Abbildung 3.13. Falls dabei die Zeilen 3 und 4 der Tabellen 3.4 - 3.5 zum Einsatz kommen, muss auch hier die Amplitude \hat{U}_0 und der Phasenwinkel γ_0 der Nullkomponente im Rahmen der in Abschnitt 4.1.4 beschriebenen Aufteilung der Spannungsgrenzen vorgegeben werden.

Nach den gemäß der Tabellen 3.2 - 3.5 durchgeführten Berechnungen werden die Amplituden und Phasenwinkel der Diagonalstromkomponenten 1 und 2 durch jeweils einen P-K-Wandler⁶ in die dazugehörigen $\alpha\beta$ -Komponenten umgerechnet, vergleiche hierzu (3.35) und (3.36). Die Berechnung des Zeitverlaufs der jeweiligen Nullkomponente erfolgt analog mit (3.37).

Zum Abschluss müssen die Sollwerte für die vier Richtungen und der Vorsteuerungen zur Energiehubreduktion gemäß (3.71) - (3.73) aufsummiert und auf $\hat{I}_{d1,\max}$, $\hat{I}_{d2,\max}$ und $\hat{U}_{0,\max}$ begrenzt werden. Dabei ist anzumerken, dass die Begrenzungen auf die einzelnen Richtungen bzw. Vorsteuerungen aufgeteilt und dann vor der Summenbildung berechnet werden können. Damit kann dann eine gewünschte Aufteilung der Grenzwerte auf alle vier Symmetrierrichtungen und die Vorsteuerungen vorgegeben werden. Bei den Nullkomponenten kann die Begrenzung zusätzlich noch vor der Berechnung der einzelnen Zeitverläufe durchgeführt werden, um die Sinusform der Nullkomponenten auch im Begrenzungsfall einzuhalten.

Ausgangsgrößen der in Abbildung 4.7 gezeigten Berechnungen sind die Sollwerte der Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}^*$, $i_{d1\beta}^*$ und 2 $i_{d2\alpha}^*$, $i_{d2\beta}^*$, welche der in Abbildung 4.3 gezeigten Regelung der Diagonalstromkomponenten 1 und 2 vorgegeben werden. Hinzu kommt der Sollwert der Nullkomponente u_0^* , welcher direkt zur Berechnung der Sollwerte der Zweigspannungen u_{xy}^* durch die in den Gleichungen (2.44) - (2.51) beschriebene dreistufige Rücktransformation verwendet wird.

⁶P-K-Wandler = Polar-Kartesisch-Wandler, Umrechnung von Betrag und Phasenwinkel in $\alpha\beta$ -Komponenten [75, 78]

4.2.4 Begrenzung der Zweigstromkomponenten

Der maximal einstellbare Zweigstrom $\hat{I}_{xy,\max}$ wird beim M3C durch die Stromtragfähigkeit der in den Zellen eingesetzten Halbleiter und Zellkondensatoren C_{xyz} begrenzt. Damit diese nicht überschritten wird, müssen die in den Abbildungen 4.4, 4.5 und 4.7 eingezeichneten Grenzwerte der Stromraumzeiger $\hat{I}_{e,\max}$, $\hat{I}_{a,\max}$, $\hat{I}_{d1,\max}$, $\hat{I}_{d2,\max}$ zur Begrenzung der Stromsollwerte aller vier Richtungen entsprechend gewählt werden. Mit der in Abschnitt 2.4 gezeigten Zusammensetzung der Zweigströme i_{xy} folgt:

$$\hat{I}_{xy,\max} \geq \frac{\hat{I}_{e,\max}}{3} + \frac{\hat{I}_{a,\max}}{3} + \hat{I}_{d1,\max} + \hat{I}_{d2,\max} \quad (4.33)$$

Für die in (4.33) enthaltenen Grenzwerte $\hat{I}_{e,\max}$, $\hat{I}_{a,\max}$, $\hat{I}_{d1,\max}$, $\hat{I}_{d2,\max}$ und den dazugehörigen Grenzwerten der $\alpha\beta$ - bzw. dq-Komponenten gilt der folgende Zusammenhang:

$$\hat{I}_{e,\max} = \sqrt{i_{e\alpha,\max}^2 + i_{e\beta,\max}^2} = \sqrt{i_{ed,\max}^2 + i_{eq,\max}^2} \quad (4.34)$$

$$\hat{I}_{a,\max} = \sqrt{i_{a\alpha,\max}^2 + i_{a\beta,\max}^2} = \sqrt{i_{ad,\max}^2 + i_{aq,\max}^2} \quad (4.35)$$

$$\hat{I}_{d1,\max} = \sqrt{i_{d1\alpha,\max}^2 + i_{d1\beta,\max}^2} \quad (4.36)$$

$$\hat{I}_{d2,\max} = \sqrt{i_{d2\alpha,\max}^2 + i_{d2\beta,\max}^2} \quad (4.37)$$

Aus (4.33) sieht man, dass der maximal einstellbare Zweigstrom $\hat{I}_{xy,\max}$ prinzipiell frei auf die Stromgrenzen der vier Stromraumzeiger $\hat{I}_{e,\max}$, $\hat{I}_{a,\max}$, $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ aufgeteilt werden kann. Die weitere Aufteilung von $\hat{I}_{e,\max}$, $\hat{I}_{a,\max}$, $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ auf die dazugehörigen Grenzwerte der $\alpha\beta$ - bzw. dq-Komponenten kann unter Beachtung von (4.34) - (4.37) erfolgen. Dabei kann beispielsweise eine gleichmäßige Begrenzung beider Komponenten oder eine Vorzugsbegrenzung auf eine der beiden Komponenten gewählt werden [78, 79].

Die in (4.33) - (4.37) beschriebenen Möglichkeiten zur einfachen Aufteilung des maximal einstellbaren Zweigstroms $\hat{I}_{xy,\max}$ auf die verschiedenen Regler zeigen zusätzlich den großen Vorteil der in dieser Arbeit benutzten Beschreibung der Zweigströme durch vier Raumzeiger. Die Begrenzung der Stromregler wird dadurch gegenüber den in [10, 50, 52–54, 56, 60–62, 66, 71] vorgestellten kaskadierten Regelungsverfahren maßgeblich vereinfacht.

In dieser Arbeit wird vorgeschlagen, die in (4.33) beschriebene Stromgrenze $\hat{I}_{xy,\max}$ betriebspunktabhängig aufzuteilen. Im ersten Schritt kann dazu die Stromgrenze des Eingangsstromraumzeigers $\hat{I}_{e,\max}$ anhand der mit dem Netz auszutauschenden Scheinleistung S_e gewählt werden. Zusätzlich können die Stromgrenzen der Diagonalstromraumzeiger 1 $\hat{I}_{d1,\max}$ und 2 $\hat{I}_{d2,\max}$ anhand des im jeweiligen Betriebspunkt erforderlichen Symmetrierleistungsbedarfs und der zur Kompensation notwendigen Ströme gemäß der Abschnitte 3.2 - 3.4 ermittelt werden:

- Für $|\omega_a| \not\approx \omega_e$ und $|\omega_a| \not\approx 0$ ist der quasistationär erforderliche Symmetrierleistungsbedarf sehr gering, so dass die Grenzwerte $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ verhältnismäßig klein gewählt werden können. Bei der Wahl von $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ muss dabei eine ggf. zusätzlich eingesetzte Energiehubreduktion bei kleinen Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| \ll \omega_e$ nach Tabelle 3.3 berücksichtigt werden.
- Für $|\omega_a| \approx 0$ können die in diesem Arbeitspunkt notwendigen Stromgrenzen $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ anhand der in Tabelle 3.3 beschriebenen Kompensationsströme ermittelt werden. Die Aufteilung zwischen $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ ist dabei abhängig vom gewählten Kompensationsstrom.
- Für $|\omega_a| \approx \omega_e$ können die in diesen Arbeitspunkten drehrichtungsabhängig benötigten Stromgrenzen $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ anhand der in den Tabellen 3.4 und 3.5 dargestellten Kompensationsströme ermittelt werden. Diese sind dabei abhängig vom jeweils gewählten Kompensationsverfahren.

Mit (4.33) und den vorher festgelegten Grenzwerten $\hat{I}_{e,\max}$, $\hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2,\max}$ ergibt sich damit die betriebspunktabhängige Stromgrenze für den Ausgangsstromraumzeiger $\hat{I}_{a,\max}$:

$$\hat{I}_{a,\max} = 3 \cdot \left(\hat{I}_{xy,\max} - \frac{\hat{I}_{e,\max}}{3} - \hat{I}_{d1,\max} - \hat{I}_{d2,\max} \right) \quad (4.38)$$

Zu (4.38) sei angemerkt, dass zur Berechnung von $\hat{I}_{a,\max}$ auch die Sollwerte der Stromraumzeiger $\hat{I}_e^* \leq \hat{I}_{e,\max}$, $\hat{I}_{d1}^* \leq \hat{I}_{d1,\max}$ und $\hat{I}_{d2}^* \leq \hat{I}_{d2,\max}$ eingesetzt werden können:

$$\hat{I}_{a,\max} = 3 \cdot \left(\hat{I}_{xy,\max} - \frac{\hat{I}_e^*}{3} - \hat{I}_{d1}^* - \hat{I}_{d2}^* \right) \quad (4.39)$$

Die Berechnung gemäß (4.39) ist insbesondere zur Nutzung der in Kapitel 5 detailliert vorgestellten Überlastfähigkeit vorteilhaft, da dann die Stromgrenze für den Ausgangsstromraumzeiger $\hat{I}_{a,\max}$ automatisch in allen Betriebspunkten auf den maximal möglichen Wert gesetzt wird. Bei kleinen Eingangsstromraumzeigern $\hat{I}_e^* \ll \hat{I}_{e,\max}$ erhöht sich dann automatisch die Stromgrenze für den Ausgangsstromraumzeiger $\hat{I}_{a,\max}$, so dass in diesen Betriebspunkten ein höheres Drehmoment ohne Überschreitung des maximal möglichen Zweigstroms $\hat{I}_{xy,\max}$ erreicht werden kann.

4.3 Modulation und Zellauswahl zur Zweigspannungsbildung

Das in Abbildung 4.1 dargestellte Regelungsverfahren für den M3Cs arbeitet auf Basis der Zweiggrößen und ist damit unabhängig von der Anzahl der Zellen pro Zweig N . Als Bindeglied zur Ansteuerung der Zellen wird daher ein Modulationsverfahren benötigt, welches die Aussteuergrade a_{xyz} der in Abschnitt 2.2 beschriebenen Zellen so berechnet, dass die von der Regelung vorgegebenen Sollwerte der Zweigspannungen u_{xy}^* über eine Taktperiode T_A gemittelt physikalisch an den Klemmen der Zweige erreicht werden. Dabei muss gleichzeitig die Symmetrierung der Zellkondensatorspannungen $u_{C,xyz}$ innerhalb der neun Zweige xy sichergestellt werden. Das dazu benötigte grundsätzliche Vorgehen wurde bereits in [2–4] beschrieben und kommt auch beim in diesem Abschnitt vorgestellten Modulationsverfahren [E12] zum Einsatz. Abbildung 4.8 zeigt beispielhaft das in dieser Arbeit benutzte zweistufige Vorgehen zur Zellauswahl und Bildung der Zweigspannung u_{xy}^* für einen M3C mit $N = 5$ Zellen pro Zweig, wie er im Kapitel 6 vorgestellten Laboraufbau verwendet wird. Die Grundidee besteht darin, bei einem positiven Zweigleistungssollwert $p_{xy}^* > 0$ zuerst die Zellen mit den kleinsten Zellkondensatorspannungen $u_{C,xyz}$ im Zweig zur Bildung der Zweigspannung u_{xy}^* heranzuziehen und damit aufzuladen, vergleiche hierzu (2.4). Umgekehrt werden bei einem negativen Zweigleistungssollwert $p_{xy}^* < 0$ zuerst die Zellen mit den größten Zellkondensatorspannungen $u_{C,xyz}$ im Zweig

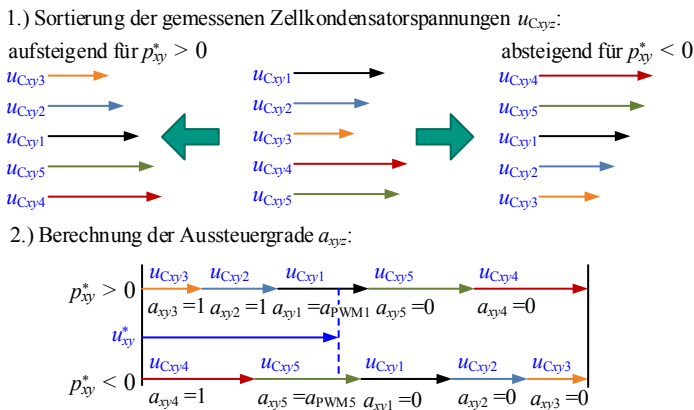


Abbildung 4.8: Auswahl der Zellen des Zweiges xy zur Bildung der gewünschten Zweigspannung u_{xy}^* .

zur Bildung der Zweigspannung u_{xy}^* herangezogen und damit entladen [2–4, E12].

Zur Umsetzung müssen alle in einer Taktperiode T_A gemessenen Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ eines Zweiges xy anhand des Vorzeichens des aktuellen umzusetzenden Zweigleistungssollwerts $p_{xy}^* = u_{xy}^* \cdot i_{xy}$ sortiert werden, siehe hierzu Abbildung 4.8. Bei einem positiven Zweigleistungssollwert $p_{xy}^* > 0$ erfolgt die Sortierung aufsteigend, umgekehrt wird bei einem negativen Zweigleistungssollwert $p_{xy}^* < 0$ absteigend sortiert. Dabei sei an dieser Stelle angemerkt, dass zur Optimierung der Sortierung auch die in [1] beschriebenen reduzierten Sortierverfahren zum Einsatz kommen können. Mit ihnen kann die Anzahl der Umsortiervorgänge und damit die Anzahl der daraus resultierenden Umschaltvorgänge unter Inkaufnahme einer größeren Unsymmetrie der Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ eines Zweiges reduziert werden.

Im zweiten Schritt können dann die Aussteuergrade a_{xyz} berechnet werden. Bei einem positiven Zweigleistungssollwert $p_{xy}^* > 0$ werden dabei zuerst die Zellen mit den kleinsten Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ eingesetzt und damit gemäß (2.4) aufgeladen. Im gezeigten Beispiel trifft dies auf die Zellen $xy3$ und $xy2$ zu. Sie erhalten die Aussteuergrade $a_{xy3} = a_{xy2} = 1$ und werden somit für volle Taktperiode T_A eingeschaltet. Als nächstes wird die Zelle $xy1$ zur Spannungs-

bildung herangezogen und taktend mit einer PWM betrieben. Der dazugehörige Aussteuergrad a_{xy1} berechnet sich zu:

$$a_{xy1} = a_{\text{PWM1}} = \frac{u_{xy}^* - u_{Cxy3} - u_{Cxy2}}{u_{Cxy1}} \quad (4.40)$$

Die Zellen $xy5$ und $xy4$ werden in dieser Taktperiode T_A nicht für die Spannungsbildung benötigt und erhalten die Aussteuergrade $a_{xy5} = a_{xy4} = 0$.

Umgekehrt werden bei einem negativen Zweigleistungssollwert $p_{xy}^* < 0$ zunächst die Zellen mit den größten Zellkondensatorspannungen u_{Cxyz} eingesetzt und damit gemäß (2.4) entladen. Im gezeigten Beispiel wird dabei zunächst die Zelle $xy4$ für die volle Taktperiode T_A eingeschaltet, was dem Aussteuergrad $a_{xy4} = 1$ entspricht. Als nächstes wird die Zelle $xy5$ zur Spannungsbildung herangezogen und taktend mit einer PWM betrieben. Der dazugehörige Aussteuergrad a_{xy5} berechnet sich zu:

$$a_{xy5} = a_{\text{PWM5}} = \frac{u_{xy}^* - u_{Cxy4}}{u_{Cxy5}} \quad (4.41)$$

Die Zellen $xy1$, $xy2$ und $xy3$ werden in dieser Taktperiode T_A nicht für die Spannungsbildung benötigt und erhalten die Aussteuergrade $a_{xy1} = a_{xy2} = a_{xy3} = 0$. Die mit dem in Abbildung 4.8 gezeigten Modulationsverfahren berechneten Aussteuergrade a_{xyz} müssen abschließend an die jeweiligen in Abbildung 2.2 dargestellten Zellen xyz übermittelt werden. Dort können sie durch eine konventionelle PWM mit unipolarer Spannungsform [82] in die Schaltsignale der vier Halbleiterschalter $S_1 - S_4$ umgesetzt werden, wobei die notwendigen Mindesteinschalt- bzw. Verriegelungszeiten der Halbleiter zur Vermeidung von Brückenkurzschlüssen zu berücksichtigen sind. Als Trägersignal der PWM kann vorteilhafterweise ein symmetrisches dreiecksförmiges Trägersignal verwendet werden, bei dem die resultierenden Spannungszeitflächen der Zelle symmetrisch innerhalb der Taktperiode T_A angeordnet sind und somit eine konstante Totzeit der PWM von $T_A/2$ entsteht [82]. Die Messung der Zellkondensatorspannungen u_{Cxyz} und der Zweigströme i_{xy} kann dadurch immer in der Mitte der Taktperiode $T_A/2$ vorgenommen werden, wo die gemessenen Istwerte näherungsweise den für die Regelung benötigten Periodenmittelwerten entsprechen.

4.4 Schlussfolgerungen zur Regelung des M3Cs

Das in diesem Kapitel vorgestellte kaskadierte Regelungskonzept ermöglicht durch den ganzheitlichen und vollständig durchgängigen Ansatz den sicheren und dynamischen Betrieb des M3Cs im benötigten Betriebsbereich von Antriebsumrichtern. Durch die benutzte dreistufige Transformation erfolgt eine Trennung der einzelnen Regelungsaufgaben, was eine vergleichsweise einfache Auslegung der einzelnen Regler nach bekannten Standardoptimierungsverfahren ermöglicht. Zusätzlich ergibt sich damit die Möglichkeit, die Begrenzung der Zweigspannungssollwerte u_{xy}^* und der maximalen Zweigströme $\hat{I}_{xy,\max}$ durch die Begrenzung der Beträge der vier Spannungs- bzw. Stromraumzeiger und der Amplitude der Nullkomponente vorzunehmen. Dies stellt einen wesentlichen Vorteil gegenüber den in [10, 50, 52–54, 56, 60–62, 66] vorgestellten Konzepten dar, deren alternative Definitionen der Diagonalstromkomponenten 1 und 2 die Begrenzung der Regler deutlich erschweren.

Ein weiterer Vorteil ergibt sich durch die strikte Trennung von Regelung und Modulation. Dadurch wird das kaskadierte Regelungskonzept und der dazugehörige Berechnungsaufwand unabhängig von der Anzahl der Zellen pro Zweig N . Dies stellt gegenüber den in [50, 52–54, 56, 60, 61] vorgestellten kaskadierten Regelungskonzepten einen wesentlichen Vorteil dar und vereinfacht die in Kapitel 6 gezeigte Implementierung in einem digitalen Signalprozessor (DSP⁷) signifikant. Das dazugehörige in Abschnitt 4.3 vorgestellte Modulationsverfahren dient als Schnittstelle zwischen der Regelung und den Zellen des M3Cs und kann zur Gewährleistung der Skalierbarkeit sehr einfach an die erforderliche Zellenzahl pro Zweig N angepasst werden. Die Implementierung kann hier vorteilhafterweise in einer programmierbaren Schaltlogik (FPGA⁸) erfolgen und wird in Kapitel 6 vorgestellt.

Um den Kommunikationsaufwand niedrig zu halten, werden zu den Zellen nur die Aussteuergrade übertragen. Dort erfolgt die abschließende Berechnung der PWM zur Erzeugung der Schaltsignale für die vier in den Zellen enthaltenen Halbleiterschalter. Die Implementierung kann sehr einfach und aufwandsarm in einem in den Zellen eingebauten Mikrocontroller mit integrierter PWM-Einheit erfolgen, was ebenfalls in Kapitel 6 vorgestellt wird.

⁷DSP = engl. digital signal processor

⁸FPGA = engl. Field Programmable Gate Array

5

Überlastfähigkeit des M3Cs

Der M3C weist gegenüber konventionellen Umrichtersystemen den Vorteil auf, dass er die verfügbaren Zweigspannungen und Zweigströme unter Beachtung der Wirkleistungsbilanz flexibel auf die Eingangs- und Ausgangsseite aufteilen kann. Die vorteilhafte Nutzung dieser Eigenschaft des M3Cs zur Speisung von langsamlaufenden Hochleistungsantrieben wurde erstmals in [E16] vorgestellt und wird in diesem Kapitel zusammengefasst. Bei niedrigen Drehzahlen ist die an die Maschine übertragene Wirkleistung geringer als am Eckpunkt, wodurch die Eingangsströme aufgrund der konstanten Netzspannung deutlich kleiner als am Eckpunkt der Maschine sind. Die in diesem Fall verbleibende Stromtragfähigkeit der Zweige kann zur Erzeugung eines erhöhten Ausgangsstroms und damit eines erhöhten Anfahr Drehmoments genutzt werden [E16, E17]. In diesem Kapitel wird daher zunächst der im gesamten Betriebsbereich maximal erreichbare Ausgangsstrom berechnet, um damit das maximal erreichbare Drehmoment abschätzen zu können. Zusätzlich wird der Einfluss auf den resultierenden maximalen Energiehub und die dazugehörige Dimensionierung der Zellkondensatoren untersucht.

5.1 Berechnung des maximalen Ausgangsstroms

In diesem Abschnitt wird die maximale Ausgangsstromamplitude $\hat{i}_{a,\max}$ des M3Cs berechnet, welche bei einer Auslegung des M3Cs auf die am Eckpunkt

der angeschlossenen Maschine erforderliche Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N}$ im gesamten Drehzahlbereich erreicht werden kann. Im ersten Schritt wird dazu die Abhängigkeit von der maximalen Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max}$ angegeben, da diese die für die Auslegung der Stromtragfähigkeit der Zweige ausschlaggebend ist. Dabei wird gemäß Abschnitt 3.2 von einem verlustfreien und symmetrischen quasistationären Betrieb des M3Cs mit unterschiedlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \neq |\omega_e|$ ausgegangen. Unter diesen idealisierten Bedingungen besteht kein Symmetrierleistungsbedarf und die Amplituden der Diagonalströme 1 und 2 können für die folgende Berechnung zu Null gewählt werden: $\hat{I}_{d1} = \hat{I}_{d2} = 0$. Mit (3.49) und der in Abschnitt 2.4 gezeigten Zusammensetzung der Zweigströme i_{xy} (vergl. i_{11} (2.52)) berechnet sich die maximale Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,max}$ in Abhängigkeit der maximalen Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max}$ zu:

$$\hat{I}_{a,max} = \frac{3}{1+k \cdot \xi} \cdot \hat{I}_{xy,max} \quad (5.1)$$

Die Wahl der maximalen Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max}$ hängt von der Dimensionierung der Zweige des M3Cs ab. Sie kann sinnvollerweise mithilfe der am Eckpunkt der angeschlossenen Maschine benötigten Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N}$, dem dortigen Spannungsübersetzungsverhältnis k_N (3.50) und dem am Eckpunkt benötigten Leistungsfaktorverhältnis ξ_N (3.51) gewählt werden:

$$\hat{I}_{xy,max} = \frac{\hat{I}_{a,N}}{3} \cdot (1 + k_N \cdot \xi_N) \quad (5.2)$$

Durch Einsetzen von (5.2) in (5.1) ergibt sich dann die maximale Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,max}$ in Abhängigkeit der Ausgangsstromamplitude am Eckpunkt $\hat{I}_{a,N}$:

$$\hat{I}_{a,max} = \frac{1 + k_N \cdot \xi_N}{1 + k \cdot \xi} \cdot \hat{I}_{a,N} \quad (5.3)$$

Für $k \cdot \xi < k_N \cdot \xi_N$, was im Allgemeinen bei niedrigen Drehzahlen gilt, wird die maximal mögliche Ausgangsstromamplitude größer als die Ausgangsstromamplitude am Eckpunkt $\hat{I}_{a,max} > \hat{I}_{a,N}$, wodurch mit der angeschlossenen Maschine ein höheres Drehmoment M erreicht werden kann.

Um die in (5.3) gezeigten Vorteile des M3Cs noch weiter zu verdeutlichen, wird in den Abbildungen 5.1 und 5.2 beispielhaft die Speisung einer elektrisch erregten Synchronmaschine mit $\hat{I}_{a,N}$ bzw. $\hat{I}_{a,max}$ untersucht und verglichen [E16].

Bezugsgrößen des speisenden Netzes	
Netzspannungsamplitude	$\hat{U}_{L,n} = \frac{\hat{U}_L}{\hat{U}_B} = 1$
Eingangsstromamplitude	$\hat{I}_{e,n} = \frac{\hat{I}_e}{\hat{I}_B}$
Leistungsfaktor am Netz	$\cos(\varphi_e) = \cos(\varphi_{e,N}) = 1$
Eingangskreisfrequenz	$\omega_{e,n} = \frac{\omega_e}{\omega_B} = 1$
Bezugsgrößen der elektrisch erregten Synchronmaschine	
Ausgangsspannungsamplitude am Eckpunkt	$\hat{U}_{a,N,n} = \frac{\hat{U}_{a,N}}{\hat{U}_B} = 1$
Ausgangsstromamplitude am Eckpunkt	$\hat{I}_{a,N,n} = \frac{\hat{I}_{a,N}}{\hat{I}_B} = 1$
Leistungsfaktor der Synchronmaschine	$\cos(\varphi_a) = \cos(\varphi_{a,N}) = 1$
Ausgangskreisfrequenz am Eckpunkt	$\omega_{a,N,n} = \frac{\omega_{a,N}}{\omega_B} = 0,4$
Frequenzübersetzungsverhältnis am Eckpunkt	$\nu_N = \frac{\omega_{a,N}}{\omega_e} = 0,4$
Maximaler Zweigstrom und Zweigstromeffektivwert	
Maximaler Zweigstrom	$\hat{I}_{xy,n} = \frac{\hat{I}_{xy}}{\hat{I}_B}$
Zweigstromeffektivwert	$I_{\text{eff},n} = \frac{I_{\text{eff}}}{\hat{I}_B}$
Maximaler Energiehub und Wahl der Zweigkapazität, siehe Abschnitt 5.2	
Maximaler Energiehub	$\Delta W_n = \Delta W \cdot \frac{\omega_B}{\hat{U}_B \hat{I}_B}$
Zweigkapazität	$C_{xy,n} = C_{xy} \cdot \frac{\hat{U}_B \omega_B}{\hat{I}_B} = 0,794$
Maximale Zweigkondensatorspannung	$u_{Cxy,\text{max},n} = \frac{u_{Cxy,\text{max}}}{\hat{U}_B} = 2,6$
Minimale Zweigkondensatorspannung	$u_{Cxy,\text{min},n} = \frac{u_{Cxy,\text{min}}}{\hat{U}_B}$
Zweigspannungsamplitude	$\hat{U}_{xy,n} = \frac{\hat{U}_{xy}}{\hat{U}_B}$

Tabelle 5.1: Wahl der normierten Größen für die in den Abbildungen 5.1 und 5.2 dargestellte Speisung einer elektrisch erregten Synchronmaschine durch den M3C. Als Bezugsgrößen dienen die Spannungsamplitude \hat{U}_B , die Stromamplitude \hat{I}_B und die Kreisfrequenz ω_B .

Dabei werden die in Tabelle 5.1 dargestellten normierten Größen verwendet und alle Verluste vernachlässigt. Um zusätzlich die Abhängigkeiten von der Netzkreisfrequenz ω_e und der Ausgangskreisfrequenz ω_a gleichzeitig abbilden zu können, sind alle in den Abbildungen 5.1 und 5.2 eingetragenen normierten Größen über dem Frequenzübersetzungsverhältnis $\nu = \omega_a/\omega_e$ aufgetragen.

Abbildung 5.1a) zeigt die Zusammensetzung der normierten Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,n}$ beim Betrieb des M3Cs mit einer konstanten Ausgangsstromamplitude

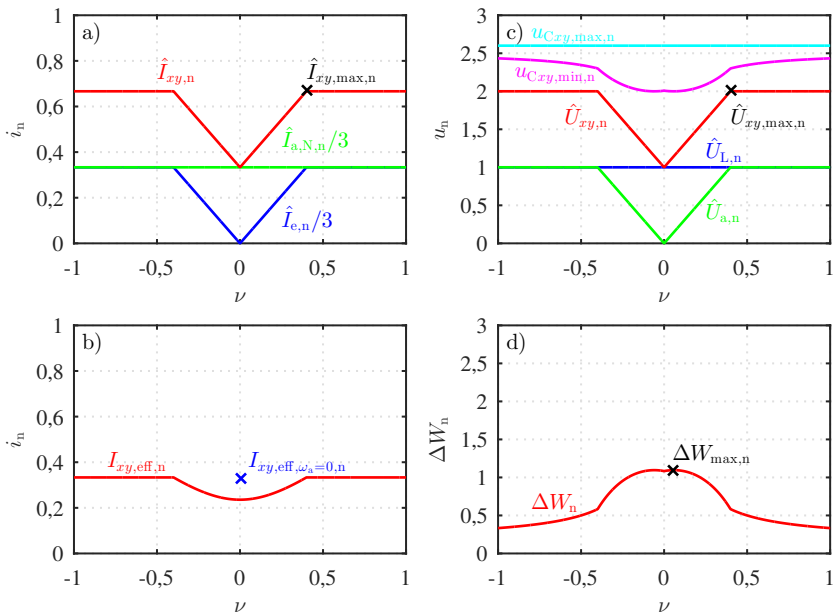


Abbildung 5.1: Betrieb einer Synchronmaschine mit konstanter Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N,n}$ [E16], a) Zusammensetzung der Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,n}$, b) Zweigstromeffektivwert $I_{xy,eff,n}$, c) Zusammensetzung der Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy,n}$, d) Maximaler Energiehub ΔW_n .

$\hat{I}_{a,N,n}$. Dies entspricht einem Betrieb mit konstantem Nennmoment $M_N \sim \hat{I}_{a,N,n}$ im Bereich $|v| = |\omega_a/\omega_e| \leq 0,4$ und konstanter Leistung im Feldschwächbereich. Wie man sieht, wird die maximale Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max,n}$ am Eckpunkt $v_N = \omega_{a,N}/\omega_e = 0,4$ erreicht und wird nach (5.2) zur Dimensionierung der Stromtragfähigkeit der Zweige des M3Cs herangezogen. Bei niedrigen Frequenzübersetzungsverhältnissen $|v| < 0,4$ ist die übertragene Wirkleistung $P_a = P_e$ geringer als am Eckpunkt, wodurch die Eingangsstromamplitude $\hat{I}_{e,n}$ und damit die Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,n}$ ebenfalls kleiner als am Eckpunkt sind.

Um nun die maximale normierte Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max,n}$ im gesamten Betriebsbereich zu nutzen, kann die maximale Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,max,n}$ gemäß (5.3) erhöht werden. Abbildung 5.2a) zeigt die dazugehörige Zusammensetzung der Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max,n}$. Im Stillstand $v = 0$ gilt hier $\hat{I}_{a,max,n} = 2 \cdot \hat{I}_{a,N,n}$, so dass ein doppeltes Nenn Drehmoment $2 \cdot M_{N,n}$ erzeugt wer-

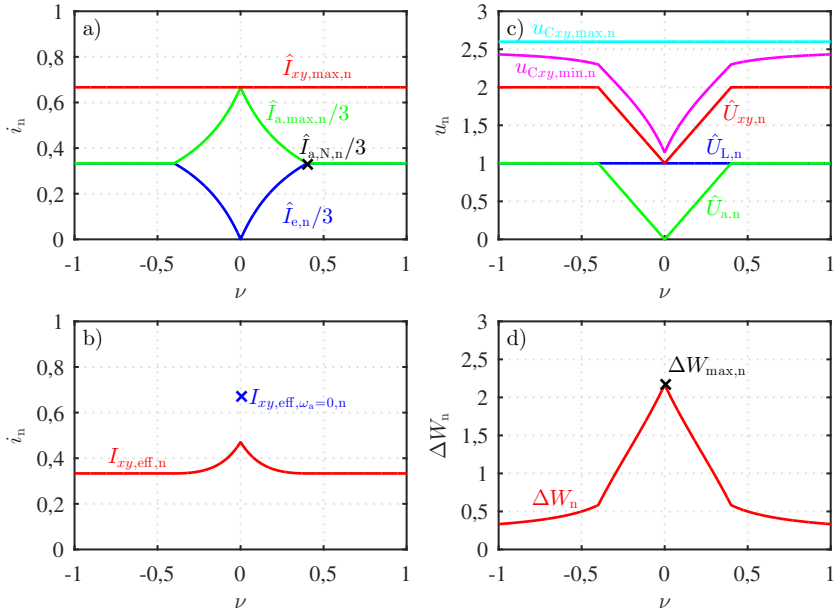


Abbildung 5.2: Betrieb einer Synchronmaschine mit konstanter maximaler Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max,n}$ [E16], a) Zusammensetzung der maximalen Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max,n}$, b) Zweigstromeffektivwert $I_{xy,eff,n}$, c) Zusammensetzung der Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy,n}$, d) Maximaler Energiehub ΔW_n .

den kann. Bei halber Ausgangskreisfrequenz $|\nu| = 0,2$ reduziert sich die maximale Ausgangsstromamplitude auf $\hat{I}_{a,max,n} = 1,33 \cdot \hat{I}_{a,N,n}$, so dass noch maximal 133 % des Nennmoments M_N ohne Überdimensionierung der Stromtragfähigkeit der Zweige erreicht werden können.

Um die Auswirkungen auf die Verluste und damit die Kühlung des M3Cs abschätzen zu können, zeigen die Abbildungen 5.1b) und 5.2b) die jeweils resultierenden normierten Zweigstromeffektivwerte $I_{xy,eff,n}$. In blau sind dabei zusätzlich die im Stillstand bei $\nu = 0$ maximal möglichen Zweigstromeffektivwerte $I_{xy,eff,\omega_a=0,n}$ eingezeichnet. Diese treten bei einem stehenden Ausgangsstromraumzeiger \hat{I}_a mit einem Phasenwinkel $\gamma_a + \varphi_a$ von 0° , 120° oder 240° in jeweils drei Zweigen des M3Cs auf, vergleiche hierzu Abbildung 2.5b) und c).

Wie man in Abbildung 5.1b) sieht, wird der Maximalwert des Zweigstromeffektivwerts $I_{xy,eff,n}$ beim Betrieb mit konstanter Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N,n}$ am Eckpunkt erreicht. Zusätzlich wird ersichtlich, dass der maximal mögliche Zweigstromeffektivwert im Stillstand $I_{xy,eff,\omega_a=0,n}$ exakt dem Zweigstromeffektivwert $I_{xy,eff,n}$ am Eckpunkt entspricht. Dies bedeutet, dass beim Betrieb des M3Cs mit konstanter Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N,n}$ bei kleinen Ausgangsfrequenzen kein thermisches Derating aufgrund des Zweigstromeffektivwerts erforderlich ist. Dies stellt einen großen Vorteil des M3Cs gegenüber den oftmals für langsamlaufende Hochleistungsantriebe wie Erzmühlen eingesetzten Direktumrichtern dar [83, 84]. Umgekehrt steigt der in Abbildung 5.2b) dargestellte Zweigstromeffektivwert $I_{xy,eff,n}$ beim Betrieb mit maximaler Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,max,n}$ bei kleinen Ausgangsfrequenzen stark an und kann sich im Stillstand gegenüber dem Eckpunkt maximal verdoppeln. Abhängig von den Zeitdauern des jeweiligen Betriebszustands muss dies bei der Auslegung der Kühlung für den M3C berücksichtigt werden.

5.2 Berechnung des maximalen Energiehubs

In diesem Abschnitt wird der Einfluss des Betriebs mit maximaler Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,max}$ auf den resultierenden maximalen Energiehub ΔW und die dazugehörige Dimensionierung der Zellkondensatoren C_{xyz} untersucht. Der maximale Energiehub ΔW beschreibt dabei die Differenz zwischen dem Maximum und dem Minimum der in den Zweigen gespeicherten Energie w_{xy} [1]:

$$\Delta W = w_{xy,max} - w_{xy,min} \quad (5.4)$$

Er ist ein Maß für die durch die in (3.52), (3.55), (3.58) und (3.59) beschriebenen Energiepulsationen verursachte Energieschwankungsbreite in den Zweigen des M3Cs. Die Berechnung des im quasistationären Betrieb auftretenden maximalen Energiehubs ΔW kann dabei am einfachsten durch Addition der durch (3.54), (3.57), (3.60) und (3.61) beschriebenen Beträge der Energiepulsationen aller vier Richtungen erfolgen. Dabei muss zusätzlich der Faktor 2 berücksichtigt werden, da der maximale Energiehub ΔW der Summe der Spitze-Tal-Werte der dazugehörigen in (3.52), (3.55), (3.58) und (3.59) beschriebenen Zeitverläufe der Energiepulsationen entspricht:

$$\Delta W = 2 \cdot (|w_{v,2\omega_c}| + |w_{h,2\omega_a}| + |w_{d1,\omega_a-\omega_c}| + |w_{d2,\omega_a+\omega_c}|) \quad (5.5)$$

Die Abbildungen 5.1d) und 5.2d) zeigen die mit (5.5) berechneten normierten Verläufe des maximalen Energiehubs ΔW_n für den Betrieb des M3Cs mit konstanter Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N,n}$ bzw. maximaler Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,\max,n}$. Man sieht, dass die Maxima $\Delta W_{\max,n}$ in beiden Fällen bei kleinen Frequenzübersetzungsverhältnissen $|v| \ll v_N$ auftreten. Dabei verdoppelt sich das Maximum des maximalen Energiehubs $\Delta W_{\max,n}$ beim Betrieb mit maximaler Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,\max,n}$ gegenüber dem Betrieb mit konstanter Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N,n}$.

Um nun die notwendige Zweigkapazität C_{xy} zur Pufferung des jeweils auftretenden maximalen Energiehubs ΔW (5.5) berechnen zu können, wird an dieser Stelle zunächst der allgemeine Zusammenhang zwischen dem maximalen Energiehub ΔW und der notwendigen Zweigkapazität C_{xy} angegeben:

$$C_{xy} = \frac{C_{xyz}}{N} = \frac{2\Delta W}{u_{C_{xy},\max}^2 - u_{C_{xy},\min}^2} \quad (5.6)$$

Wie man aus (5.6) sieht, ist der maximale Energiehub ΔW proportional zur benötigten Zweigkapazität C_{xy} . Als Freiheitsgrad kann die in (5.6) enthaltene minimale Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy},\min}$ unter Beachtung der erforderlichen Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy} = \hat{U}_L + \hat{U}_a$ gewählt werden: $u_{C_{xy},\min} \geq \hat{U}_{xy}$, vergleiche hierzu Abschnitt 2.4. Ein zusätzlicher Freiheitsgrad für die Dimensionierung besteht bei der Vorgabe der maximalen Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy},\max}$, welche mithilfe des gewünschten maximalen Spannungshubs $\Delta u_{C_{xy}}$ festgelegt werden kann [1]:

$$u_{C_{xy},\max} = u_{C_{xy},\min} + \Delta u_{C_{xy}} \quad (5.7)$$

Eine Vergrößerung des maximalen Spannungshubs $\Delta u_{C_{xy}}$ führt zur einer größeren maximalen Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy},\max}$ und damit gemäß (5.6) zu einer kleineren Zweigkapazität C_{xy} . Dabei muss ein Kompromiss zwischen der durch eine Vergrößerung des maximalen Spannungshubs $\Delta u_{C_{xy}}$ notwendigen höheren Spannungsfestigkeit der Halbleiter und Kondensatoren der Zellen und der resultierenden geringeren Zweigkapazität C_{xy} gefunden werden, siehe hierzu [1].

Um nun eine konkrete Dimensionierung für die Zweigkapazität C_{xy} vornehmen zu können, wird für den in Abbildung 5.1 dargestellten normierten Betrieb mit konstanter Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N,n}$ angesetzt, dass die maximale Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy,\max,n}$ im gesamten Betriebsbereich zur Verfügung stehen soll [E16]. Für die Wahl der in (5.6) einzusetzenden minimalen Zweigkon-

densatorspannung folgt daraus: $u_{C_{xy},\min,n} = \hat{U}_{xy,\max,n} = 2$, vergleiche hierzu Abbildung 5.1c). Zusätzlich wurde ein maximaler Spannungshub $\Delta u_{C_{xy}}$ von 30 % bezogen auf $u_{C_{xy},\min,n}$ gewählt, der beim Auftreten des Maximums des maximalen Energiehubs $\Delta W_{\max,n}$ nicht überschritten werden soll. Dieser Wert stellt nach [1] einen guten Kompromiss zwischen der notwendigen höheren Spannungsfestigkeit der Halbleiter und Kondensatoren der Zellen und der resultierenden normierten Zweigkapazität $C_{xy,n}$ dar. Für die maximale Zweigkondensatorspannung folgt damit: $u_{C_{xy},\max,n} = 2,6$. Durch Einsetzen der genannten Annahmen in (5.6) berechnet sich die benötigte normierte Zweigkapazität zu $C_{xy,n} = \frac{C_{xy,n}}{N} = 0,794$, vergleiche hierzu Tabelle 5.1.

Wie man in Abbildung 5.1c) sieht, ist die abhängig vom jeweiligen maximalen Energiehub ΔW_n resultierende minimale Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy},\min,n}$ im gesamten Betriebsbereich größer als die jeweils mindestens benötigte Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy,n}$. Damit ist ein sicherer Betrieb des M3Cs mit einer vergleichsweise hohen dynamischen Spannungsreserve gewährleistet. Alternativ dazu kann insbesondere bei niedrigen Frequenzübersetzungsverhältnissen $|v| < 0,4$ eine Absenkung der mittleren Zweigkondensatorspannung \bar{u}_{C00} erfolgen, um die Schaltverluste zu reduzieren und eine höhere Stufenzahl bei den erzeugten Zweigspannungen u_{xy} zu erreichen [E16, 56].

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, den beim Betrieb mit der maximaler Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,\max,n}$ vergrößerten Energiehub durch einen vergrößerten maximalen Spannungshub $\Delta u_{C_{xy,n}}$ zu puffern [E16]. Wie man in Abbildung 5.2c) sieht, kann dazu die minimale Zweigkondensatorspannung $u_{C_{xy},\min,n}$ im Bereich kleiner Frequenzübersetzungsverhältnisse $|v| = |\omega_a/\omega_e| \leq 0,4$ unter Beachtung der erforderlichen Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy,n} = \hat{U}_{L,n} + \hat{U}_{a,n}$ abgesenkt werden. Durch diese Maßnahme kann im gezeigten Beispiel nach Abbildung 5.2c) auf eine Vergrößerung der benötigten Zweigkapazität $C_{xy,n}$ verzichtet werden. Der einzige Nachteil dieser Lösung ist die im Vergleich zu Abbildung 5.1c) verringerte dynamische Spannungsreserve, deren Zulässigkeit in Abhängigkeit von den Anforderungen der jeweiligen Anwendung zu prüfen ist. Als weitere hier nicht näher betrachtete Lösung zur Reduzierung des notwendigen Kapazitätsbedarf $C_{xy,n}$ besteht auch beim Betrieb mit konstanter maximaler Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,n}$ die Möglichkeit, die in Abschnitt 3.4.1 gezeigten Verfahren zur Reduzierung des maximalen Energiehubs ΔW_n bei niedrigen Ausgangskreisfrequenzen einzusetzen. In diesem Fall kann die in Abbildung 5.2a) gezeigte maximale Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,\max,n}$ aufgrund der zusätzlich erforderlichen Diagonalstromamplituden $\hat{I}_{d1,n}$ bzw. $\hat{I}_{d2,n}$ nicht vollständig

erreicht werden, so dass deren Einsatz im Einzelfall geprüft und abgewogen werden muss.

5.3 Schlussfolgerungen zur Überlastfähigkeit des M3Cs

Durch die Nutzung der intrinsisch vorhandenen Überlastfähigkeit des M3Cs können bei niedrigen Drehzahlen erhöhte Anfahr Drehmomente von bis zu 200 % des Nennmoments erreicht werden, ohne die von der Dimensionierung im Eckpunkt abhängige Stromtragfähigkeit der Halbleiter und Kondensatoren in den Zellen des M3Cs zu überschreiten. Der im Überlastfall erhöhte maximale Energiehub kann dabei in den meisten Anwendungen durch einen erhöhten Spannungshub kompensiert werden, so dass abhängig von den dynamischen Anforderungen auf eine Überdimensionierung der notwendigen Zweigkapazität verzichtet werden kann.

Damit eignet sich der M3C insbesondere für Hochleistungsantriebe im Mittelspannungsbereich, die hohe Drehmomentanforderungen bei niedrigen Drehzahlen aufweisen. Beispielhaft sei hier die Speisung von Antrieben für Förderbänder, Pressen, Brechern oder Erzmühlen genannt [83, 85]. Diese benötigen oftmals zusätzlich hohe Anfahr Drehmomente, um kurzzeitig Losbrechmomente im Bereich von 120 % bis 150 % des Nennmoments zu überwinden [83, 85]. Heute kommen für diese Anwendungen häufig Neutral-Point-Clamped-Umrichter [20] oder netzgeführte Direktumrichter [83, 84] zum Einsatz, deren Stromtragfähigkeit entsprechend der kurzzeitig auftretenden Losbrechmomente auszuliegen ist. Auf diese Überdimensionierung des Umrichters zur Überwindung von Losbrechmomenten kann beim Einsatz des M3Cs in den meisten Fällen verzichtet werden.

Zusätzlich sei angemerkt, dass die Struktur des in Kapitel 4 vorgestellten kaskadierten Regelungskonzepts für die Nutzung der Überlastfähigkeit nicht verändert werden muss. Der im jeweiligen Betriebspunkt erreichbare maximale Ausgangsstromraumzeiger $\hat{I}_{a,\max}$ kann mit (4.39) berechnet und der in Abbildung 4.4 dargestellten Regelung der Ausgangsstromkomponenten als variabler Grenzwert vorgeben werden. Diese kann dann den jeweils maximal möglichen Ausgangsstrom einstellen, um das im jeweiligen Betriebspunkt maximal mögliche Drehmoment zu erreichen.

Zum experimentellen Nachweis der Überlastfähigkeit kommt der in Kapitel 6 vorgestellte M3C-Prototyp zum Einsatz, in dessen Signalverarbeitung das kas-

kadierte Regelungskonzept aus Kapitel 4 samt variabler Begrenzung des maximalen Ausgangsstromraumzeigers $\hat{I}_{a,\max}$ implementiert wurde. Die Vorstellung der dazugehörigen mit einer Asynchronmaschine durchgeführten Messungen erfolgt in Kapitel 7. Dort werden Anfahrvorgänge mit konstantem Beschleunigungsmoment und mit maximalen Beschleunigungsmoment dargestellt und miteinander verglichen, um die Vorteile der Überlastfähigkeit des M3Cs auch im realen Betrieb nachzuweisen.

6

Versuchsaufbau des M3Cs für Niederspannung

Zum Nachweis der Leistungsfähigkeit des in dieser Arbeit entwickelten kaskadierten Regelungsverfahrens für den M3C wurde ein Antriebssystem aufgebaut, dessen Hauptschaltplan in Abbildung 6.1 dargestellt ist. Abbildung 6.2 zeigt ein dazugehöriges Foto des Versuchsaufbaus. Kernkomponente ist ein im Rahmen der Arbeit aufgebauter und in diesem Kapitel in Abschnitt 6.1 vorgestellter M3C-Prototyp mit einer Nennausgangsleistung von $P_{a,N} = 15\text{kW}$ und $N = 5$ Zellen pro Zweig [E14, E16, E17]. Dieser wird über einen Yz-Transformator aus dem 400 V Netz versorgt und kann wahlweise zur Speisung von zwei unterschiedlichen Asynchronmaschinen (ASM) eingesetzt werden, deren technische Daten in Tabelle 6.1 eingetragen sind. Die Asynchronmaschine 1 wird dabei mit reduzierter Spannung betrieben, um eine von der Netzfrequenz $f_e = 50\text{Hz}$ unterschiedliche und somit für den M3C günstigere Nennfrequenz von $f_N \approx 23,6\text{Hz}$ zu erhalten.

Zur Erzeugung des gewünschten Lastmoments kommen zwei mechanisch mit den Asynchronmaschinen gekoppelte Gleichstrommaschinen (GM) zum Einsatz. Ihre Versorgung erfolgt durch einen Belastungsumrichter, welcher aus drei gleichspannungsseitig gekoppelten Drehstrombrückenschaltungen (DBS) besteht [1]. Diese basieren auf dem FS75R12KT4-B15 IGBT-Modul von Infineon [D1] und sind als kompakte 19 Zoll Einschubeinheiten aufgebaut [86]. Eine

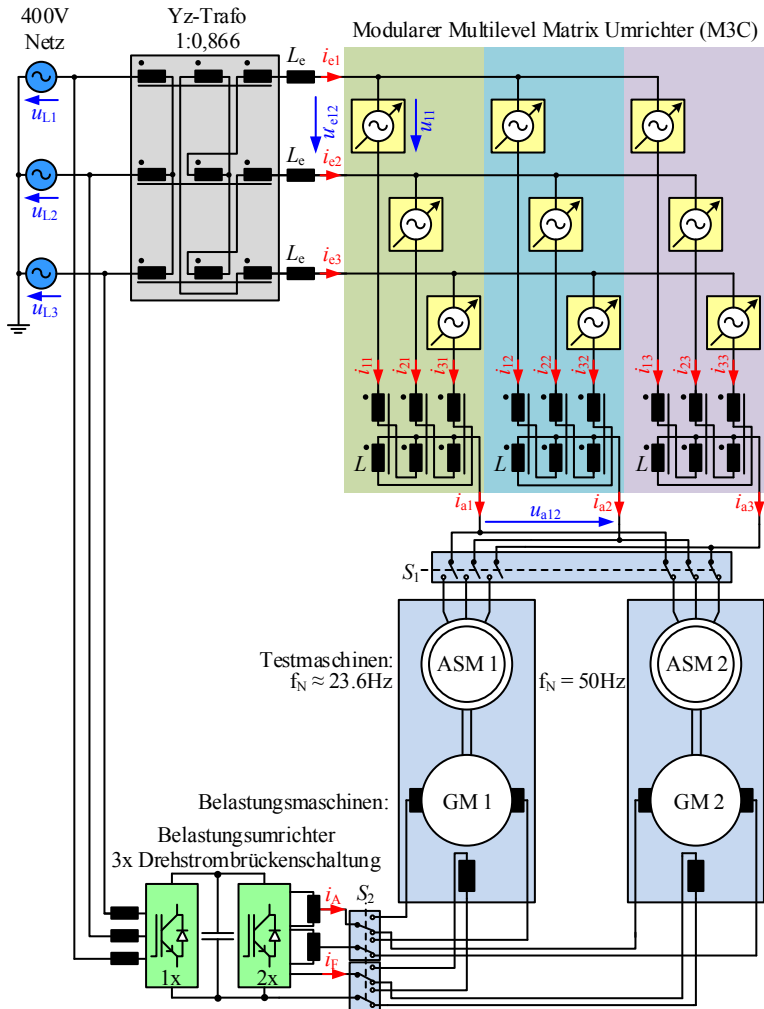


Abbildung 6.1: Hauptschaltplan des in Abbildung 6.2 gezeigten M3C-Laboraufbaus mit Belastungsumrichter und zwei Maschinensätzen bestehend aus jeweils einer Asynchronmaschine (ASM) und einer Gleichstrommaschine (GM).

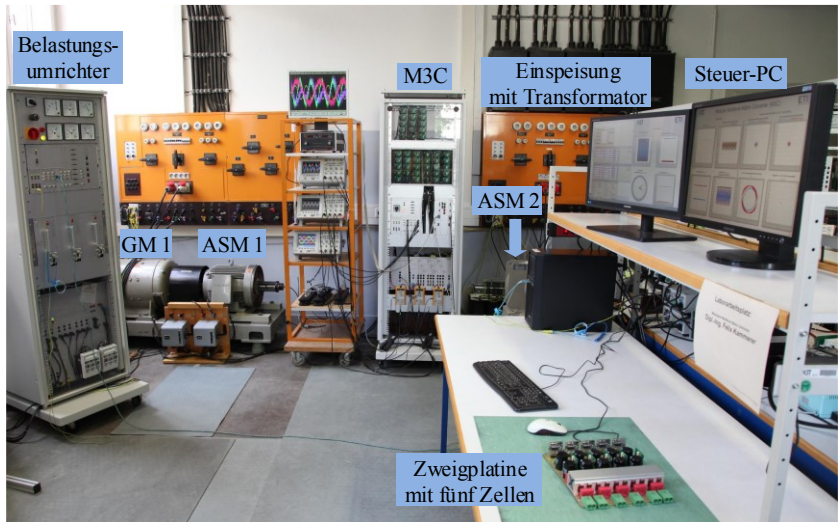


Abbildung 6.2: M3C-Labora Aufbau mit Belastungsrichter und zwei Maschinensätzen.

Parameter	ASM 1	ASM 1*	ASM 2
Nennrehzahl n_N	1455 min^{-1}	$\approx 680 \text{ min}^{-1}$	1420 min^{-1}
Nennleistung P_N	18,5 kW	$\approx 8,7 \text{ kW}$	8,5 kW
Nennspannung U_N	660 V	$\approx 360 \text{ V}$	380 V
Nennstrom I_N	21,5 A	21,5 A	18 A
Leistungsfaktor $\cos(\varphi)$	0,83	0,83	0,84
Nennfrequenz f_N	50 Hz	$\approx 23,6 \text{ Hz}$	50 Hz
Nennmoment M_N	121 Nm	121 Nm	57 Nm
Trägheitsmoment J	$0,271 \text{ kg m}^2$	$0,271 \text{ kg m}^2$	$0,0283 \text{ kg m}^2$

Tabelle 6.1: Technische Daten der verwendeten Asynchronmaschinen (ASM) 1 und 2. Die mit * markierten Werte von ASM 1 ergeben sich bei der Speisung mit reduzierter Spannung durch den M3C.

der drei Drehstrombrückenschaltungen arbeitet dabei als aktiver Netzumrichter (AFE¹) am 400 V Netz und versorgt den Gleichspannungszwischenkreis. Die anderen beiden Drehstrombrückenschaltungen stellen den Ankerstrom i_A und den Feldstrom i_F für die Anker- und Feldwicklungen der Gleichstrommaschi-

¹ AFE = engl. Active Front End

Nominale Ausgangsleistung $P_{a,N}$	15 kW
Nominale Eingangsspannung $U_{e,N,eff}$	350 V
Nominale Ausgangsspannung $U_{a,N,eff}$	350 V
Maximale Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz,max}}$	150 V
Zellkapazität C_{xyz}	6600 μ F
Anzahl der Zellen pro Zweig N	5
Induktivität der dreiphasigen z-Wicklungsrosseln L	0,75 mH
Induktivität der dreiphasigen Netzdrossel L_e	2,4 mH
Maximaler Zweigstrom $\hat{I}_{xy,max}$	40 A
Taktperiode bzw. Rechenzeit T_A	125 μ s
Taktfrequenz der PWM $f_{PWM} = \frac{1}{T_A}$	8 kHz

Tabelle 6.2: Technische Daten des in Abbildung 6.3a) dargestellten M3C-Prototyps.

nen bereit. Für den Nachweis der Überlastfähigkeit des M3Cs sind dabei im Ankerkreis jeweils zwei Brückenarme über Saugdrosseln parallel geschaltet, um den erhöhten Ankerstrom i_A zur Erzeugung des bei niedrigen Drehzahlen erforderlichen Lastmoments bereitstellen zu können.

Die Regelung des Belastungsumrichters wird in Echtzeit auf einem DSP TMS320VC33 von Texas Instruments [D2] berechnet. Die Sollwertvorgabe erfolgt dabei vom Steuer-PC über eine USB-Verbindung², welche gleichzeitig auch zur Ausgabe der über die Taktperiode von $T_A = 125 \mu$ s gemittelten Mess- bzw. Istwerte benutzt wird [79].

6.1 Vorstellung des M3C-Prototyps

In diesem Abschnitt wird der im Rahmen dieser Arbeit aufgebaute M3C-Prototyp mit einer Nennausgangsleistung von $P_{a,N} = 15 \text{ kW}$ und $N = 5$ Zellen pro Zweig [E14, E16, E17] vorgestellt, siehe hierzu Abbildung 6.3a) und Tabelle 6.2. Dabei wird zunächst auf den Aufbau und die technischen Daten des Leistungsteils und der in den Zellen eingebauten Signalverarbeitung eingegangen. Anschließend wird die Implementierung des in Kapitel 4 vorgestellten Regelungs- und Modulationskonzepts in der zur zentralen Signalverarbeitung verwendeten Hardware gezeigt. Zusätzlich erfolgt ein Vergleich des M3C-Prototyps mit den vier in den Jahren 2013 bis 2015 vorgestellten Prototypen anderer Forschungseinrichtungen [37–41, 51–58, 60–62, 66].

²USB = engl. Universal Serial Bus

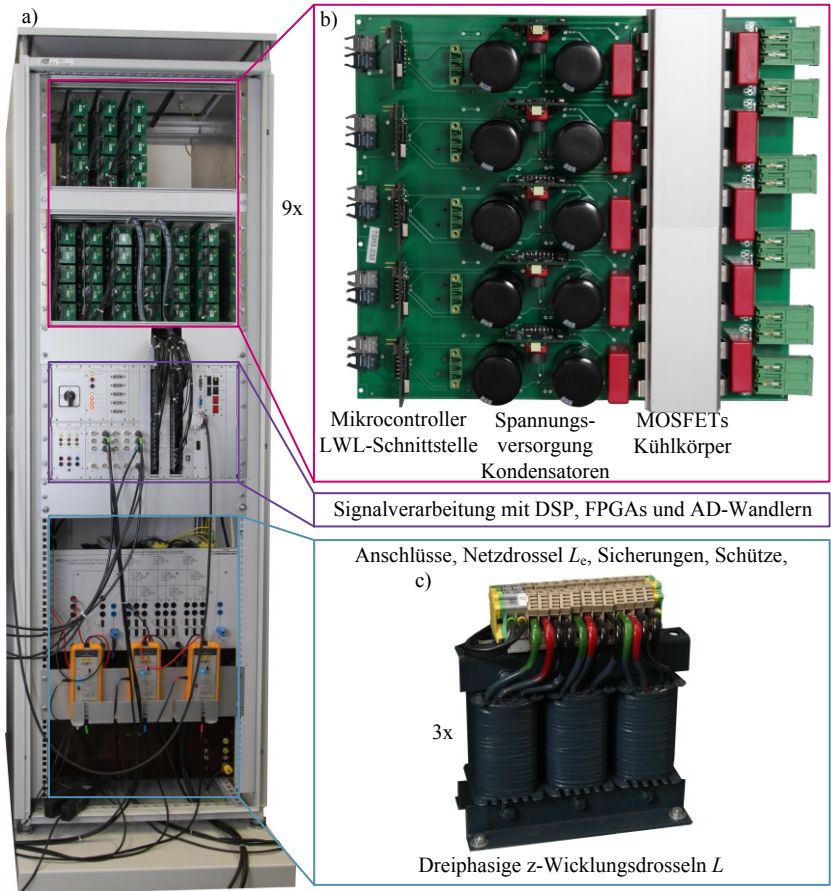


Abbildung 6.3: a) M3C-Prototyp mit einer Nennleistung von $P_{a,N} = 15 \text{ kW}$, b) Zweigplatine mit $N = 5$ Zellen ausgeführt als Vollbrückenschaltung [E17]. Die Zellspannungsversorgung [1] und die dsPIC 30F3010 Mikrocontroller-Platinen sind als Aufsteckplatinen realisiert. c) Industriell gefertigte dreiphasige z-Wicklungsdrosele L .

6.1.1 Aufbau und Funktion des Leistungsteils

Der Leistungsteil des in Abbildung 6.2 und Abbildung 6.3a) dargestellten M3C-Prototyps besteht aus neun Umrichterzweigen xy mit jeweils $N = 5$ Zellen, den

drei dreiphasigen z-Wicklungsrosseln L und der dreiphasigen Netzrossel L_e . Zusätzlich sind Messeinrichtungen für die neun Zweigströme i_{xy} und die Netzspannungen u_{Lx} sowie diverse Schütze, Sicherungen und zuschaltbare Vorladewiderstände vorhanden.

Die neun Umrichterzweige xy bestehen aus den in Abbildung 6.3b) abgebildeten Zweigplatinen, auf der jeweils $N = 5$ Zellen ausgeführt als Vollbrückenschaltung integriert wurden. Die Zweigplatinen wurden auf Basis der in [1, E1, E2, E8, E9] vorgestellten Zweigplatinen für den MMC mit Halbbrücken entwickelt und in den zum Forschungsprojekt gehörenden studentischen Abschlussarbeiten [S3–S5] aufgebaut und getestet. Abbildung 6.4 zeigt das Prinzipschaltbild der auf der Zweigplatine implementierten Zellen. Als Halbleiterschalter kommen MOSFETs vom Typ IPP110N20N3 von Infineon [D3] zum Einsatz, welche eine maximale Sperrspannung von 200 V und einen Einschaltwiderstand von $R_{DS,on} = 9,9\text{ m}\Omega$ aufweisen und mit Gatetreibern von Typ HCPL 3180 von Avago [D4] angesteuert werden. Als Zellkondensatoren C_{xyz} werden drei parallelgeschaltete Elektrolytkondensatoren der EETUQ-Serie von Panasonic [D5] mit einer Kapazität von 2200 μF und einer maximal zulässigen Spannung von 160 V verwendet. Die nutzbare maximale Kondensatorspannung einer Zelle wird daher aus Sicherheitsgründen auf $u_{C_{xyz,max}} = 150\text{ V}$ festgelegt.

Die in den Zellen integrierte Signalverarbeitung besteht aus jeweils einem dsPIC 30F3010 Mikrocontroller von Microchip [D6], siehe hierzu die Abbildungen 6.3b), 6.4 und 6.5. Dieser wurde ausgewählt, weil er alle für eine Zelle notwendigen Funktionen wie die Erzeugung der vier Gatesignale, die Messung der lokalen Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ und die Kommunikation mit dem zur Zweigsteuerung eingesetzten FPGA als Ein-Chip-Hardwarelösung bereitstellt. Für die Kommunikation wird das im Mikrocontroller integrierte UART³-Modul [D6] verwendet und mit jeweils einem Sender- und Empfängerbaustein aus der HFBR-0500Z-Serie von Avago [D7] verbunden, wodurch eine potentialgetrennte bidirektionale LWL⁴-Schnittstelle mit einer Übertragungsgeschwindigkeit von 2 Mbit/s entsteht. Über diese empfängt der Mikrocontroller unmittelbar vor Beginn jeder Taktperiode T_A den anschließend von der Zelle umzusetzenden Aussteuergrad a_{xyz} und stellt ihn der integrierten PWM-Einheit [D6] zur Verfügung. Dort werden aus dem Aussteuergrad a_{xyz} die vier Gatesignale der Zelle erzeugt, wobei ein symmetrisches dreieckförmiges Trägersignal zum Einsatz kommt [82, D6]. Zusätzlich wird die lokale Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ im Mittelpunkt

³UART = engl. Universal Aynchronous Receiver Transmitter

⁴LWL = Lichtwellenleiter

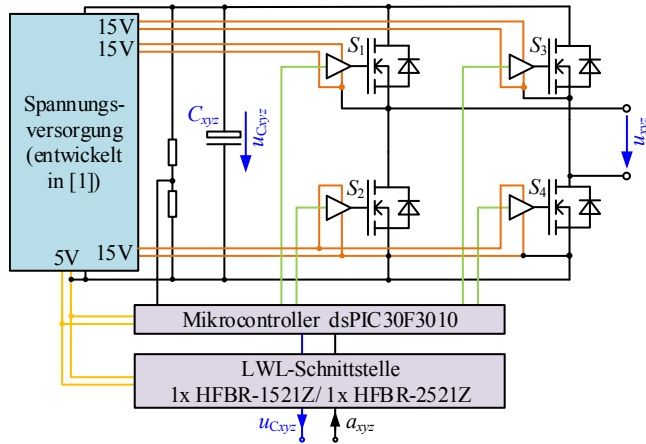


Abbildung 6.4: Prinzipschaltbild einer Zelle des in Abbildung 6.3 vorgestellten M3C-Prototyps.

der Taktperiode $T_A/2$ mit dem integrierten 10bit AD-Wandler⁵ [D6] gemessen und über das integrierte UART-Modul und die LWL-Schnittstelle an den FPGA zur Zweigsteuerung versendet.

Zur Spannungsversorgung der Zellen kommt ein in [1] entwickeltes Schaltnetzteil zum Einsatz. Dieses stellt aus der lokalen Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ jeweils 3x 15V und 1x 5V zur Versorgung der vier Gatetreiber, dem Mikrocontroller und der LWL-Schnittstelle bereit. Durch diese Lösung kann auf eine aufwendige potentialgetrennte Einspeisung von Hilfsenergie zur Versorgung der Zellen verzichtet werden.

Um nun die neun Zweigplatinen möglichst platzsparend in einem Schaltschrank unterzubringen, sind sie als senkrechte Einschübe in zwei 19"-Baugruppenträger einbaut, siehe hierzu Abbildung 6.3a) [E17]. Auf der Rückseite des Baugruppenträgers sind zusätzliche Platinen angebracht, auf denen für alle neun Zweige jeweils eine Sicherung als Überstromschutz, ein Zweigschütz und ein über ein Relais schaltbarer Vorladewiderstand mit $R_V = 100\Omega$ eingebaut sind. Über die Vorladewiderstände kann der M3C wie der MMC am Netz passiv über die Freilaufdioden der MOSFETs vorgeladen und anschließend aktiv hochgefahren werden [1, E2, E8]. Zusätzlich sind dort zur Messung der neun Zweigströme i_{xy} Kompensationsstromwandler LAH 50-P der Firma LEM [D8]

⁵AD-Wandler = Analog Digital-Wandler

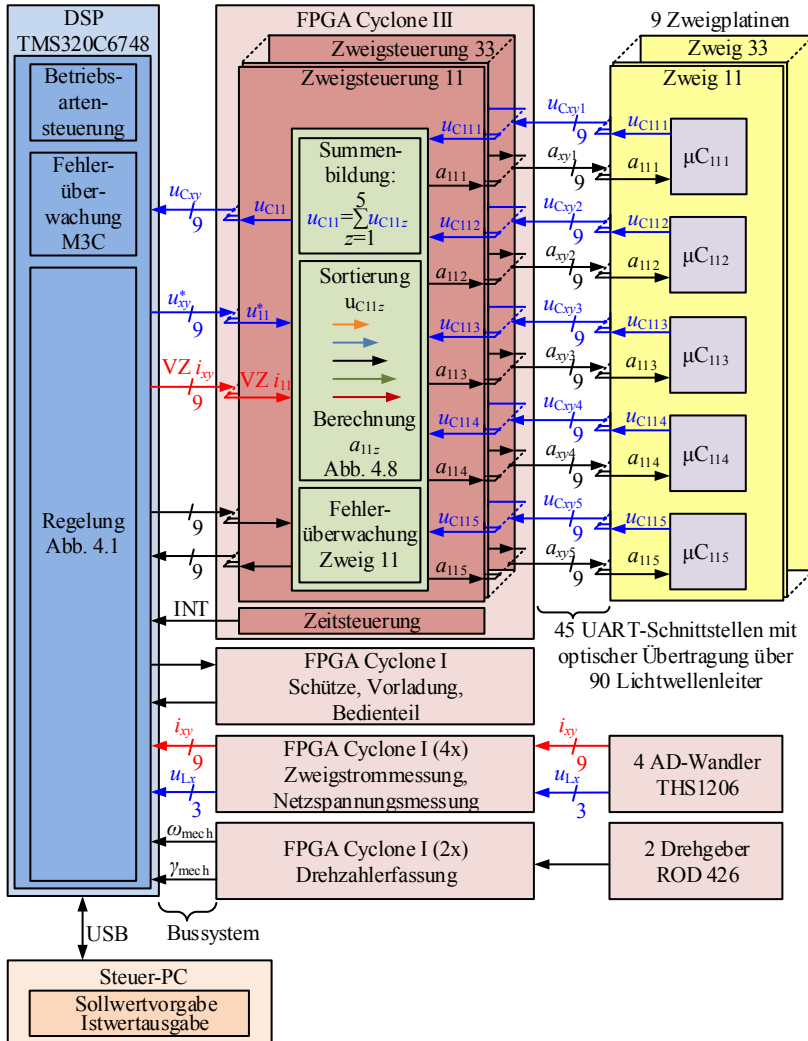


Abbildung 6.5: Übersicht über die Signalverarbeitung des in Abbildung 6.3a) gezeigten M3C-Prototyps. In den Zellen werden Mikrocontroller (μC) vom Typ dsPIC 30F3010 von Microchip verwendet [D6].

angebracht. Deren Stromsignale werden über Operationsverstärkerschaltungen in Spannungssignale im Bereich -10 V bis 10 V umgewandelt und der in Abbildung 6.3a) dargestellten zentralen Signalverarbeitung zur Verfügung gestellt. Dort werden sie durch drei AD-Wandler THS1206 von Texas Instruments [D9] in 12bit breite digitale Werte umgewandelt, siehe hierzu Abbildung 6.5.

Im unteren Teil des in Abbildung 6.3a) gezeigten M3C-Prototyps sind die Anschlüsse für das Netz und die Maschine angebracht. Diese sind über zusätzliche Sicherungen abgesichert und über Schütze einzeln zuschaltbar. Zusätzlich sind dort die in Abbildung 6.3c) dargestellten drei dreiphasigen z-Wicklungsdröseln L mit einer Induktivität von $0,75\text{ mH}$ und eine als Drehstromdrossel ausgeführte Netzdrossel L_e mit einer Induktivität von $2,4\text{ mH}$ verbaut. Für die Messung der Netzspannungen u_{Lx} werden mit Spannungsteilern aufgebaute Operationsverstärkerschaltungen mit Quasipotentialtrennung eingesetzt. Deren Ausgänge liefern Spannungssignale im Bereich -10 V bis 10 V , die durch einen vierten in der zentralen Signalverarbeitung verbauten AD-Wandler THS1206 von Texas Instruments [D9] in 12bit breite digitale Werte umgewandelt werden.

6.1.2 Aufbau und Funktion der Signalverarbeitung

Zur Implementierung des in Kapitel 4 vorgestellten Regelungs- und Modulationskonzepts für den M3C ist im mittleren Teil des in Abbildung 6.3a) dargestellten Prototyps eine leistungsfähige echtzeitfähige Hardware zur zentralen Signalverarbeitung eingebaut. Diese wurde am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) für die Regelung von leistungselektronischen Systemen entwickelt [1, 79–81, 86] und in mehreren zum Forschungsprojekt gehörenden studentischen Arbeiten [S4–S6] für den M3C-Prototyp programmiert und in Betrieb genommen.

Kernkomponente der zentralen Signalverarbeitung ist ein DSP TMS320C6748 von Texas Instruments [D10], welcher über ein Bussystem mit mehreren Cyclone FPGAs von Altera [D11, D12] kommuniziert, siehe hierzu Abbildung 6.5. Der DSP wird insbesondere zur Berechnung der in Abbildung 4.1 dargestellten Regelung des M3Cs eingesetzt. Als weitere Funktionen sind eine zentrale Fehler- und Grenzwertüberwachung und ein Zustandsautomat zur Betriebsartensteuerung implementiert. Zur Kommunikation mit dem Steuer-PC ist eine USB-Verbindung vorhanden, über die vom Benutzer Sollwerte vorgegeben werden können. Zusätzlich wird sie auch zur Ausgabe der über die Regel- bzw. Taktperiode von $T_A = 125\mu\text{s}$ gemittelten Mess- bzw. Istwerte benutzt [79].

Für die Anbindung der Zweige an den DSP wird ein Cyclone III FPGA von Altera [D11] eingesetzt. In ihm sind die in Abbildung 6.5 eingezeichneten neun

Zweigsteuerungen xy implementiert. Diese bestehen aus der Berechnung der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ (2.6), dem in Abschnitt 4.3 vorgestellten und für alle neun Zweige implementierten Modulationsverfahren und einer Fehlerüberwachung für die neun Zweige xy . Hinzu kommen $9 \cdot 5$ UART-Schnittstellen für die Kommunikation mit den in den Zellen eingebauten Mikrocontrollern. Diese sind an jeweils 45 Sender- und Empfängerbausteine aus der HFBR-0500Z-Serie von Avago [D7] angeschlossen und über 90 1 m lange Lichtwellenleiter vom Typ HFBR-RLS001Z von Avago [D13] mit den LWL-Schnittstellen der Zellen verbunden.

Zusätzlich sind mehrere in Abbildung 6.5 dargestellte Cyclone I FPGAs [D12] an das Bussystem der zentralen Signalverarbeitung angebunden. Einer der FPGAs stellt digitale Ein- und Ausgänge zur Verfügung, über die die im M3C-Prototyp verbauten Schütze, Vorladerelais und das Bedienteil angesteuert werden. In weiteren FPGAs werden die für die Digitalisierung der gemessenen Zweigströme i_{xy} und Netzspannungen $u_{L,x}$ eingesetzten AD-Wandler THS1206 von Texas Instruments [D9] angesteuert und ausgewertet. Die AD-Wandler liefern dabei alle 667 ns neue Messwerte, die zunächst in den FPGAs zwischengespeichert werden. Am Ende der Abtastperiode wird der Mittelwert über die Messwerte einer Abtastperiode gebildet und dem DSP über das Bussystem zu Verfügung gestellt [79]. Weiterhin sind für die Drehzahlerfassung der beiden Asynchronmaschinen zwei FPGAs eingebaut. Diese werten die an den Asynchronmaschinen montierten Inkrementalgeber vom Typ ROD 426 mit 2048 Strichen der Firma Heidenhain [D14] aus und stellen die aktuelle Drehzahl ω_{mech} und den Rotorpositionswinkel γ_{mech} für die Maschinenregelung zur Verfügung [79].

Die zeitliche Koordination der Signalverarbeitung des M3Cs wird von der Zeitsteuerung übernommen, die im für die Zweigsteuerungen (ZS) zuständigen FPGA implementiert wurde, siehe hierzu Abbildung 6.5. Dort wird zu Beginn jeder Taktperiode T_A ein Interruptsignal (INT) generiert, siehe hierzu Abbildung 6.6. Dieses wird vom DSP detektiert und startet die in einer Interruptroutine programmierte Berechnung der Regelung des M3Cs. Im ersten Schritt werden dazu die von den FPGAs bereitgestellten Messwerte der vorangegangenen Taktperiode ausgelesen. Diese bestehen aus den neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$, den neun Zweigströmen i_{xy} sowie der Drehzahl ω_{mech} und dem Rotorpositionswinkel γ_{mech} . Hinzu kommen noch Fehler- und Statusinformationen der FPGAs. Anschließend erfolgt die Berechnung der Fehlerüberwachung, des Zustandsautomaten für die Betriebsartensteuerung und der in Abbildung 4.1 dargestellten Regelung des M3Cs. Zum Abschluss der Interruptroutine werden die Zweigspannungssollwerte u_{xy}^* und die Vorzeichen (VZ) der Zweigströme

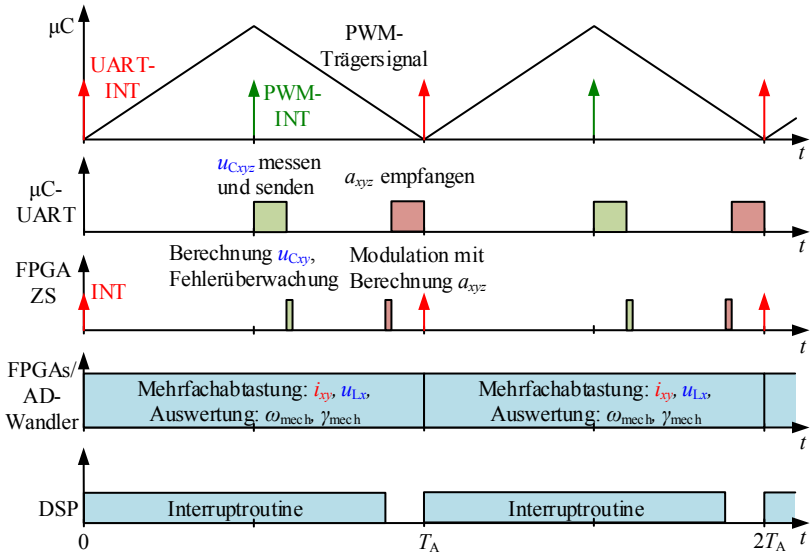


Abbildung 6.6: Übersicht über die zeitliche Koordination der in Abbildung 6.5 vorgestellten Signalverarbeitung des M3C-Prototyps.

i_{xy} sowie weitere Fehler- und Statusinformationen an die jeweiligen FPGAs übermittelt. Dort werden sie spätestens $13 \mu\text{s}$ vor Beginn der nächsten Taktperiode benötigt, so dass für die Berechnung der Interruptroutine im DSP maximal $T_A - 13 \mu\text{s} = 112 \mu\text{s}$ zur Verfügung stehen.

Im FPGA für die Zweigsteuerung (ZS) wird $13 \mu\text{s}$ vor Beginn der nächsten Taktperiode die Berechnung des in Abschnitt 4.3 vorgestellten Modulationsverfahren durch die Zeitsteuerung gestartet, siehe hierzu Abbildung 6.6. Zur Implementierung wurde dazu für jeden der neun Zweige xy ein eigener Zustandsautomat zur Steuerung der Sortierung und der Aussteuergradberechnung im FPGA einprogrammiert. Im ersten Schritt erfolgt die in Abbildung 4.8 gezeigte Sortierung der Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$, wobei die Sortierrichtung abhängig vom Vorzeichen (VZ) der jeweiligen Zweigleistung $VZ p_{xy}^* = VZ u_{xy}^* \cdot VZ i_{xy}$ gewählt wird. Anschließend werden die Aussteuergrade a_{xyz} aller Zellen berechnet und an die im FPGA implementierten UART-Schnittstellen übergeben. $12 \mu\text{s}$ vor dem Beginn der neuen Taktperiode wird dann zeitgleich die Übertragung zu den Zellen durch die Zeitsteuerung gestartet, so dass die Aussteuergrade a_{xyz}

exakt zu Beginn der neuen Taktperiode in den Mikrocontrollern zu Verfügung stehen. Dort lösen sie jeweils einen UART-Interrupt [D6] aus, welcher die jeweilige PWM-Einheit mit dem aktuellen Aussteuergrad a_{xyz} versorgt und mit dem FPGA synchronisiert. Mithilfe eines symmetrischen dreieckförmigen Trägersignals [D6] werden die Gatesignale für die vier Halbleiterschalter generiert, wobei Verriegelungszeiten von 321,5 ns und Mindesteinschaltzeiten von 1 μ s eingehalten werden. In der Mitte der Taktperiode wird der PWM-Interrupt [D6] in den Mikrocontrollern ausgelöst und startet den integrierten AD-Wandler zur Messung der jeweiligen Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$. Diese entspricht zu diesem Zeitpunkt exakt dem gewünschten Periodenmittelwert. Nach Beendigung der Messung wird die jeweils gemessene Zellkondensatorspannung $u_{C_{xyz}}$ an das im Mikrocontroller integrierte UART-Modul übergeben und an den FPGA zur Zweigsteuerung versendet.

Nach der ungefähr 12 μ s dauernden Übertragung stehen dann die 45 gemessenen Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ im FPGA für die Zweigsteuerung zur Verfügung. Aus ihnen werden zunächst die in der nächsten Taktperiode für die Regelung des M3Cs benötigten neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ (2.6) berechnet und dem DSP über das Bussystem zur Verfügung gestellt. Zusätzlich werden die 45 gemessenen Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ auch für das in Abschnitt 4.3 vorgestellte Modulationsverfahren verwendet, dessen Berechnung wie bereits beschrieben 13 μ s vor Beginn der nächsten Taktperiode gestartet wird.

Als weitere Funktion ist im FPGA eine unmittelbar nach dem Empfang der gemessenen Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ ausgeführte Fehlerüberwachung aller Zellen implementiert. Diese umfasst die Überwachung der UART-Schnittstellen auf fehlerhafte Übertragungen und Verbindungsabbrüche sowie die Überwachung der Zellkondensatorspannungen $u_{C_{xyz}}$ auf unzulässige Über- oder Unterspannungen. Mögliche Fehler werden im FPGA abgespeichert und dem DSP über das Bussystem zur Verfügung gestellt. Dort werden sie bei der nächsten Berechnung der DSP-Interruptroutine in der zentralen Fehlerüberwachung ausgewertet und über die USB-Schnittstelle dem Steuerrechner mitgeteilt. Zusätzlich wird der M3C-Prototyp in einen sicheren Zustand überführt und anschließend abgeschaltet.

Zum Abschluss wird die Auswirkung der zeitdiskreten Berechnung der Regelung auf die Auslegung der in Abschnitt 4.1 vorgestellten unterlagerten Stromregelung untersucht. Man sieht, dass sich durch die in diesem Abschnitt beschriebene zeitliche Abfolge innerhalb der Signalverarbeitung eine nicht kompensierbare Totzeit von $2T_A$ ergibt [1, 79]. Diese setzt sich aus der Messtotzeit $T_A/2$, der Rechentotzeit T_A und der Totzeit der symmetrischen PWM $T_A/2$ [82] zusam-

men und muss als kleine nicht kompensierbare Zeitkonstante $T_{\sigma 1}$ (4.6) bei der Reglerauslegung berücksichtigt werden [76].

6.2 Schlussfolgerungen Versuchsaufbau des M3Cs für Niederspannung

Der in diesem Kapitel vorgestellte M3C-Prototyp mit einer Nennausgangsleistung von $P_{a,N} = 15 \text{ kW}$ und $N = 5$ Zellen pro Zweig ermöglicht eine realistische experimentelle Untersuchung der Leistungsfähigkeit des M3Cs als Antriebsumrichter. Dies schließt die in Kapitel 4 vorgestellten Regelungs- und Modulationsverfahren sowie die in Kapitel 5 vorgestellte Überlastfähigkeit des M3Cs mit ein. Die dazugehörigen Messergebnisse werden in Kapitel 7 vorgestellt.

Die Zellen des Leistungsteils sind wie im Mittel- und Hochspannungsbereich üblich als elektrische Zweipole aufgebaut und besitzen eine eigene Eigenbedarfsversorgung, einen Mikrocontroller sowie eine bidirektionale optische Kommunikationsschnittstelle zum Anschluss an die zentrale Signalverarbeitung. Durch die Verwendung von MOSFETs anstelle der in [37–41, 51–58, 60–62] verwendeten IGBTs wird trotz der hohen Anzahl von Halbleitern auch im Niederspannungsbereich eine hohe Effizienz erreicht [1, E9].

Im vorgestellten Signalverarbeitungskonzept zur Umsetzung des in Kapitel 4 vorgestellten Regelungs- und Modulationsverfahrens erfolgt eine strikte Trennung der Umrichterregelung, der Zweigsteuerungen und der Signalverarbeitung in den Zellen. Dies gewährleistet die freie Skalierbarkeit des M3Cs und verringert den Kommunikations- und Berechnungsaufwand für die Regelung und Modulation gegenüber den in [37–41, 51–58, 60–62] vorgestellten Prototypen entscheidend.

Vergleicht man den in dieser Arbeit vorgestellten M3C-Prototyp mit den weiteren in den Jahren 2013 bis 2015 vorgestellten M3C-Prototypen [37–41, 51–58, 60–62, 66], so stellt man fest, dass lediglich der in [51–58] benutzte Prototyp mit $P_{a,N} = 15 \text{ kW}$ und $N = 4$ Zellen pro Zweig eine vergleichbare Ausgangsleistung und Zellenzahl aufweist. Das dort verwendete Regelungs- und Signalverarbeitungskonzept erlaubt jedoch keine konsequente Trennung der Umrichterregelung, der Zweigsteuerungen und der Signalverarbeitung in den Zellen. Dadurch ist es im Unterschied zum in dieser Arbeit verwendeten Konzept nicht auf beliebige Zellenzahlen pro Zweig skalierbar. Die weiteren Prototypen [37–41, 60–62, 66] weisen Ausgangsleistungen zwischen wenigen Watt [66] und maximal 3 kW [61, 62] auf und verwenden zwischen einer und drei Zellen pro Zweig.

Sie sind in ihrer Leistungsfähigkeit nicht mit dem in dieser Arbeit vorgestellten Prototypen vergleichbar.

Insgesamt lässt sich deshalb feststellen, dass der in dieser Arbeit aufgebaute M3C-Prototyp als einziger über eine strikte Trennung der Umrichterregelung, der Zweigsteuerungen und der Signalverarbeitung in den Zellen verfügt. Durch die $N = 5$ Zellen pro Zweig kann er eine gute Ausgangsspannungsqualität mit geringem Oberschwingungsgehalt liefern und die Verhältnisse von Hochleistungsumrichtern im Mittel- und Hochspannungsbereich [8, 13, 21] mit realistischen Stufenzahlen nachbilden.

7

Messungen am M3C-Prototyp

In diesem Kapitel wird die Leistungsfähigkeit des in Kapitel 4 vorgestellten kaskadierten Regelungsverfahrens nachgewiesen. Dazu kommt das in Kapitel 6 vorgestellte Antriebssystem bestehend aus dem M3C-Prototypen, zwei Maschinensätzen und dem Belastungsumrichter zum Einsatz (Abbildung 6.1). Zunächst wird in Abschnitt 7.1 der quasistationäre Betrieb des M3Cs mit unterschiedlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang vorgestellt und messtechnisch validiert. Dabei erfolgt eine ausführliche Darstellung und Beschreibung aller im Umrichter relevanten Spannungen und Ströme. Dies schließt eine Analyse der eingesetzten dreistufigen Transformation für die Zweigkondensatorspannungen samt der dazugehörigen Ortskurvendarstellung für die vier Raumzeiger der Zweigkondensatorspannungen mit ein. Hinzu kommt eine mit einem Oszilloskop durchgeführte Messung der getakteten Spannungen im M3C, um die Qualität der vom M3C mit $N = 5$ Zellen pro Zweig erzeugten Eingangs- und Ausgangsspannungen aufzuzeigen.

Anschließend wird in Abschnitt 7.2 die in Kapitel 5 beschriebene Überlastfähigkeit des M3Cs untersucht. Dazu werden Beschleunigungsvorgänge mit konstanten Beschleunigungsmoment und mit maximal möglichem Beschleunigungsmoment vorgestellt und miteinander verglichen, um die Vorteile des M3Cs zur Speisung von langsamlaufenden Hochleistungsantrieben zu zeigen. Hinzu kommt ein Anfahrvorgang gegen ein erhöhtes Losbrechmoment, für dessen Überwindung konventionelle Umrichter überdimensioniert werden müssten.

In Abschnitt 7.3 wird der Betrieb des M3Cs bei ähnlichen Ein- und Ausgangskreisfrequenzen vorgestellt. Neben der Vorstellung der im quasistationären Betrieb bei gleichen Frequenzen am Ein- und Ausgang auftretenden Spannungen und Ströme im M3C werden langsame Durchfahrvorgänge durch die singulären Punkte bei $\omega_a = +\omega_e$ und $\omega_a = -\omega_e$ gezeigt. Dabei wird auch detailliert auf die gemäß Abschnitt 3.3 erforderliche Umschaltung der Spannungen und Ströme zur Erzeugung der jeweils benötigten Symmetrielleistungen eingegangen.

Zum Abschluss des Kapitels wird in Abschnitt 7.4 das Störverhalten der Energie- und Symmetrieregung mithilfe eines Lastsprungs von 10 kW untersucht. Dabei werden zusätzlich die aus den Gleichungen für die quasistationären Energiepulsationen berechneten Sollspannungsverläufe der transformierten $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} vorgestellt, um deren Vorteile für die Symmetrieregung aufzuzeigen.

7.1 Vorstellung des quasistationären Betriebs des M3Cs

In diesem Abschnitt wird das grundsätzliche Betriebsverhalten des M3Cs anhand der im quasistationären Betrieb mit unterschiedlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \neq \omega_e$ gemessenen Spannungen und Ströme vorgestellt. In den Abbildungen 7.1 und 7.2 ist dazu der Betrieb des M3Cs mit der in Kapitel 6 vorgestellten Asynchronmaschine 1 bei Nenndrehzahl $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$ dargestellt. Die Messwerte wurden aus dem DSP über die USB-Verbindung entnommen und stellen somit Periodenmittelwerte im Abstand der Taktperiode $T_A = 1/f_{\text{PWM}} = 125 \mu\text{s}$ dar.

Im obersten Plot von Abbildung 7.1 ist die Nenndrehzahl $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$ eingetragen, welche durch die in der rotorflussorientierten Regelung enthaltene Drehzahlregelung exakt auf den Sollwert $n_N^* = 680 \text{ min}^{-1}$ eingestellt wird, vergleiche hierzu Abbildung 4.4. Darunter sind der Magnetisierungsstrom der Asynchronmaschine $i_{\text{ad}} = 11 \text{ A}$ und der dazugehörige drehmomentbildende Strom $i_{\text{aq}} = 33,9 \text{ A}$ sowie die daraus resultierenden $\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsströme $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ eingezeichnet. Diese weisen eine elektrische Ausgangsfrequenz von $f_a \approx 23,6 \text{ Hz}$ auf. Die zur Stromeinprägung notwendigen $\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ sind sehr gut sinusförmig und enthalten nur geringe von der Auslegung der Asynchronmaschine und der Ausgangsstromregelung verursachte Oberschwingungen. Die dazugehörige Amplitude der Ausgangsspannung beträgt in dieser Messung $\hat{U}_a \approx 303 \text{ V}$. Aus den

$\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsströme $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ und der Ausgangsspannungen $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ berechnet sich eine elektrische Wirkleistung von $P_a = 12,8\text{kW}$, eine Blindleistung von $Q_a = 10,0\text{kvar}$ und eine Scheinleistung von $S_a = 16,2\text{kVA}$, die vom M3C an die Asynchronmaschine übertragen wird. Dies entspricht einem relativ geringen Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,79$, welcher jedoch vom M3C problemlos bereitgestellt werden kann.

In Abbildung 7.2 ist der dazugehörige zum Wirkleistungsaustausch mit dem Netz notwendige Eingangswirkstrom $i_{ed} = 31,5\text{A}$ eingezeichnet. Der Eingangsblindstrom i_{eq} ist innerhalb der Stromtragfähigkeit des M3Cs frei einstellbar und wurde hier zu Null gewählt $i_{eq} = 0\text{A}$. Damit ergeben sich aus beiden Komponenten die darunter eingezeichneten $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$. Hinzu kommen die $\alpha\beta$ -Komponenten der Netzspannungen $u'_{L\alpha}$, $u'_{L\beta}$, welche eine durch den Yz-Transformator um 15 % reduzierte Netzspannungsamplitude von $\hat{U}'_L = 285\text{V}$ und eine Netzfrequenz von $f_e = 50\text{Hz}$ aufweisen. Aus den $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ und der Netzspannungen $u'_{L\alpha}$, $u'_{L\beta}$ berechnet sich eine mit dem Leistungsfaktor $\cos(\varphi_e) = 1$ vom Netz bezogene elektrische Wirkleistung von $P_e = 13,4\text{kW}$. Damit ergibt sich in diesem Arbeitspunkt eine Verlustleistung des M3Cs von $P_v \approx 0,6\text{kW}$, was einem elektrischen Wirkungsgrad von ungefähr 95,5 % entspricht.

Im obersten Plot von Abbildung 7.2 sind die Zeitverläufe der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ dargestellt. Sie enthalten die quasistationär auftretenden Spannungspulsationen, die durch die in Abschnitt 3.2 beschriebenen quasistationär auftretenden Energiepulsationen mit den Frequenzen $|2f_e|$, $|2f_a|$ und $|f_a \pm f_e|$ verursacht werden. Der mithilfe der dreistufigen Transformationsgleichungen (3.4) - (3.10) berechnete Zeitverlauf des Mittelwerts $u_{C00} = 675\text{V}$ enthält den Gleichanteil der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ und kann somit sehr einfach von der Energieregulation auf den Sollwert $u_{C00}^* = 675\text{V}$ eingestellt werden.

Zur Erzeugung der von der Symmetrieregulation vorgegebenen Symmetrierleistungen kommen die im unteren Teil von Abbildung 7.1 eingezeichneten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und Diagonalströme 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ zum Einsatz. Diese sind aufgrund des geringen Symmetrierleistungsbedarfs im quasistationären Betriebs mit $|\omega_a| \neq \omega_e$ sehr klein. Sie setzen sich in diesem Betriebspunkt aus den anhand der Abbildungen 3.7b) - 3.10b) ausgewählten Stromkomponenten der Zeilen 1, 4, 7 und 10 von Tabelle 3.2 zusammen und enthalten folglich die Kreisfrequenzen ω_a und $\pm\omega_e$. Die Nullkomponente u_0 wird in diesem Betriebspunkt nicht zur Symmetrierung benötigt und folglich zu Null $u_0 = 0$ gewählt. Dabei sei angemerkt, dass sie an dieser Stelle optional auch gezielt zur Übermodulation benutzt werden könnte, z.B. durch den

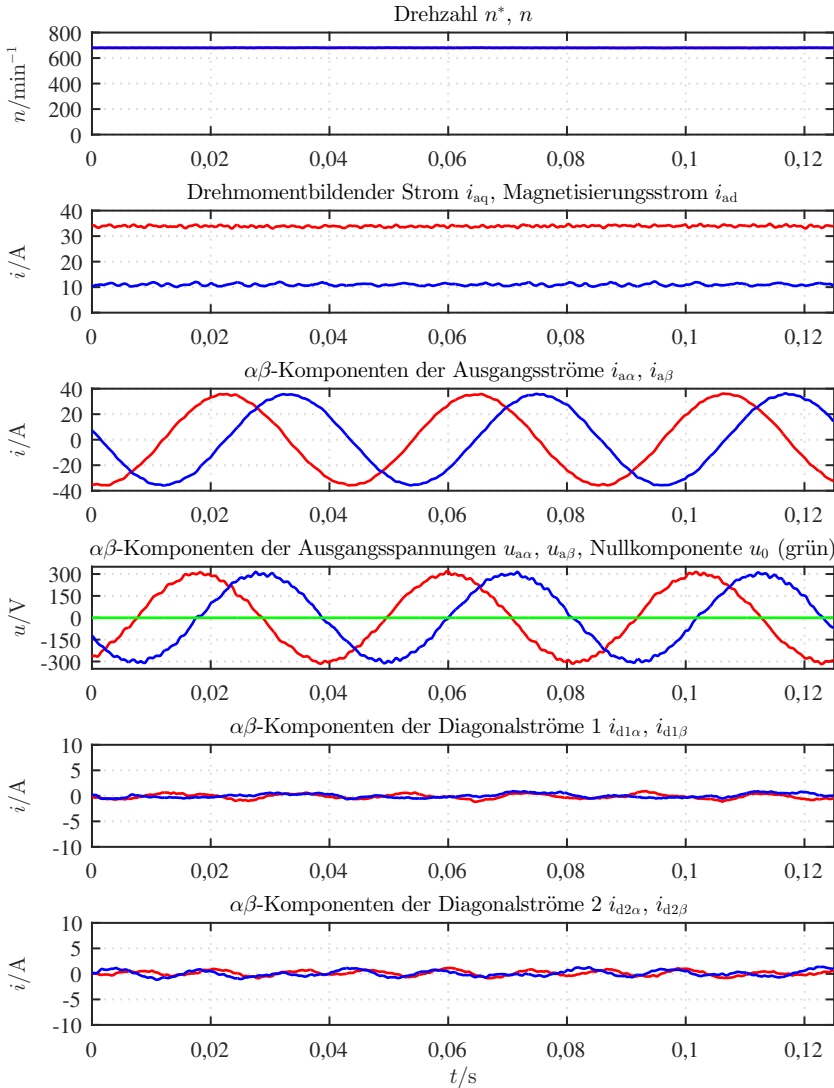


Abbildung 7.1: Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 1 bei Nenndrehzahl $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 16,2 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,79$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a \approx 23,6 \text{ Hz}$.

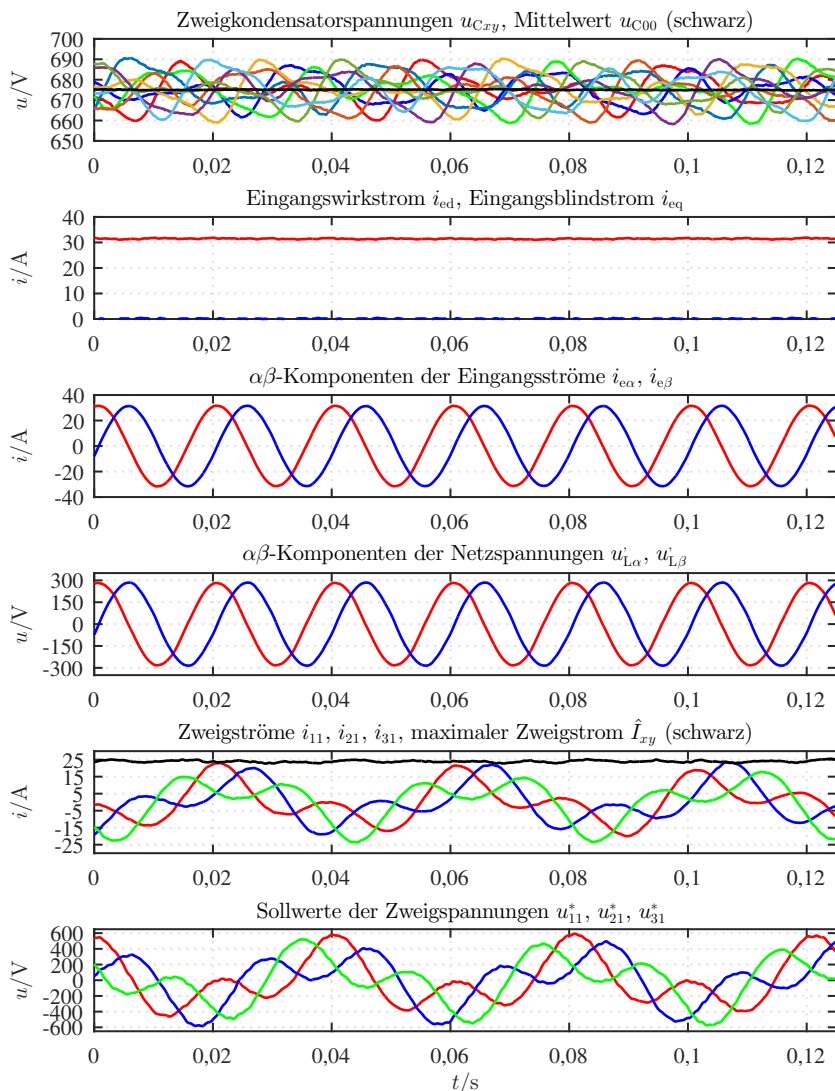


Abbildung 7.2: Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 1 bei Nenndrehzahl $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 16,2 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,79$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a \approx 23,6 \text{ Hz}$.

Einsatz einer mit (4.23) berechneten dritten Harmonischen mit einer Amplitude von $\hat{U}_0 = 1/6\hat{U}_L$ und einer Kreisfrequenz von $\omega_0 = 3\omega_e$ [57, 82].

Durch die in Abschnitt 2.4 beschriebene Überlagerung der $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$, der Ausgangsströme $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$, der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und der Diagonalströme 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ ergeben sich die in Abbildung 7.2 beispielhaft dargestellten direkt messbaren Zweigströme i_{11} , i_{21} und i_{31} . Als wesentliche Anteile enthalten sie deutlich sichtbar jeweils ein Drittel des jeweiligen Phaseingangsstroms $i_{ex}/3$ und des Phaseausgangsstroms $i_{a1}/3 = i_{a\alpha}/3$. Zusätzlich ist der auftretende maximale Zweigstrom $\hat{I}_{xy} \approx 25$ A als betragsmäßiger Spitzenwert der neun Zweigströme i_{xy} dargestellt, da dieser für die Auslegung der Stromtragfähigkeit der Zweige des M3Cs ausschlaggebend ist.

Abschließend sind im untersten Plot von Abbildung 7.2 beispielhaft die von den Zweigen zu bildenden Sollwerte der Zweigspannungen u_{11}^* , u_{21}^* und u_{31}^* eingezeichnet. Diese setzen sich gemäß Abschnitt 2.4 aus der jeweiligen Netzspannung u_{Lx}^* , der Ausgangsspannung u_{a1} und den kleinen Spannungsanteilen zur Stromeinprägung aller vier Richtungen zusammen.

Nach der Vorstellung des in den Abbildungen 7.1 und 7.2 gezeigten quasistationären Betriebs des M3Cs wird nachfolgend die Wirkung der im Abschnitt 3.1.1 beschriebenen dreistufigen Transformation für die Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} untersucht, um deren Vorteile noch weiter zu verdeutlichen. Im obersten Plot von Abbildung 7.3 sind dazu die bereits in Abbildung 7.2 gezeigten Zeitverläufe der neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} dargestellt. Durch die in Echtzeit im DSP durchgeführte Berechnung der Transformationsgleichungen (3.4) - (3.10) ergibt sich daraus ohne weitere Filterung der in schwarz eingezeichnete Zeitverlauf des Mittelwerts u_{C00} . Dieser enthält den Gleichanteil der neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} und ist deshalb nahezu glatt. Hinzu kommen die darunter eingezeichneten Zeitverläufe der $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigkondensatorspannungen aller vier Richtungen, die nachfolgend einzeln vorgestellt werden.

Im zweiten Plot von Abbildung 7.3 sind die Zeitverläufe der vertikalen $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C\alpha 0}$, $u_{C\beta 0}$ dargestellt. Diese weisen dominierende Spannungspulsationen mit der doppelten Eingangsfrequenz $2f_e = 100$ Hz auf, die sich gemäß des vertikalen Zweigmodells (3.19) aus den durch (3.52) beschriebenen quasistationär auftretenden vertikalen Energiepulsationen $w_{\alpha 0, 2\omega_e}$, $w_{\beta 0, 2\omega_e}$ ergeben. Die dazugehörige Ortskurve des vertikalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + ju_{C\beta 0}$ (3.11) ist in Abbildung 7.4 eingezeichnet und stellt im Wesentlichen eine Kreisbahn dar. Auf dieser rotiert der vertikale Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Cv} mit der doppelten Eingangskreisfrequenz $2\omega_e = 2\pi \cdot 100$ Hz im Uhrzeigersinn.

Analog ergeben sich die im dritten Plot von Abbildung 7.3 eingezeichneten Zeitverläufe der horizontalen $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C0\alpha}$, $u_{C0\beta}$. Die dort auftretenden Spannungspulsationen weisen die doppelte Ausgangsfrequenz $2f_a \approx 47,2\text{Hz}$ auf, die sich gemäß des horizontalen Zweigmodells (3.20) aus den durch (3.55) beschriebenen quasistationär auftretenden horizontalen Energiepulsationen $w_{0\alpha,2\omega_a}$, $w_{0\beta,2\omega_a}$ ergeben. Die resultierende Ortskurve des horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + ju_{C0\beta}$ (3.12) ist in Abbildung 7.4 eingezeichnet und stellt ebenfalls eine Kreisbahn dar. Auf dieser rotiert der horizontale Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Ch} mit der doppelten Ausgangskreisfrequenz $2\omega_a \approx 2\pi \cdot 47,2\text{Hz}$ im Uhrzeigersinn.

Abschließend sind im vierten und fünften Plot von Abbildung 7.3 die Zeitverläufe der diagonalen $\alpha\beta$ -Komponenten 1 und 2 der Zweigkondensatorspannungen $u_{Cd1\alpha}$, $u_{Cd1\beta}$ und $u_{Cd2\alpha}$, $u_{Cd2\beta}$ eingezeichnet. Diese enthalten dominierende Spannungspulsationen mit der Differenzfrequenz $|f_e - f_a| \approx 26,4\text{Hz}$ bzw. der Summenfrequenz $|f_e + f_a| \approx 73,6\text{Hz}$, die gemäß der diagonalen Zweigmodelle 1 (3.21) und 2 (3.22) aus den durch (3.58) und (3.59) beschriebenen diagonalen Energiepulsationen 1 $w_{d1\alpha,\omega_a-\omega_e}$, $w_{d1\beta,\omega_a-\omega_e}$ bzw. 2 $w_{d2\alpha,\omega_a+\omega_e}$, $w_{d2\beta,\omega_a+\omega_e}$ resultieren. Die dazugehörigen Ortskurven der diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + ju_{Cd1\beta}$ (3.13) und 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + ju_{Cd2\beta}$ (3.14) sind im unteren Teil von Abbildung 7.4 dargestellt. Der diagonale Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 \underline{u}_{Cd1} rotiert dabei mit der Kreisfrequenz $|\omega_e - \omega_a| \approx 2\pi \cdot 26,4\text{Hz}$ im Uhrzeigersinn auf einer Kreisbahn. Umgekehrt dazu rotiert der Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 2 \underline{u}_{Cd2} mit der Kreisfrequenz $|\omega_e + \omega_a| \approx 2\pi \cdot 73,6\text{Hz}$ entgegen dem Uhrzeigersinn.

Zusammenfassend lässt sich anhand von Abbildung 7.3 sagen, dass die dreistufige Transformation die vier im quasistationären Betrieb in den Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} auftretenden Spannungspulsationen mit den Frequenzen $|2f_e|$, $|2f_a|$ und $|f_a \pm f_e|$ auf jeweils eine Richtung aufteilt und deren Beschreibung somit maßgeblich vereinfacht. Dies stellt einen großen Vorteil gegenüber den in [10, 50, 52–54, 56, 60–62, 66] benutzten Beschreibungen der Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} des M3Cs dar. Zusätzlich sieht man anhand der in Abbildung 7.4 dargestellten Ortskurven der vier Zweigkondensatorspannungsraumzeiger, dass diese nahezu idealen Kreisen entsprechen. Die Abweichungen davon ergeben sich aufgrund von Oberschwingungen in den Spannungen und Strömen, den Einflüssen der Symmetrieregulierung und der Modulation sowie möglichen Bauteiltoleranzen. Weiter sieht man, dass die Kreisdurchmesser der

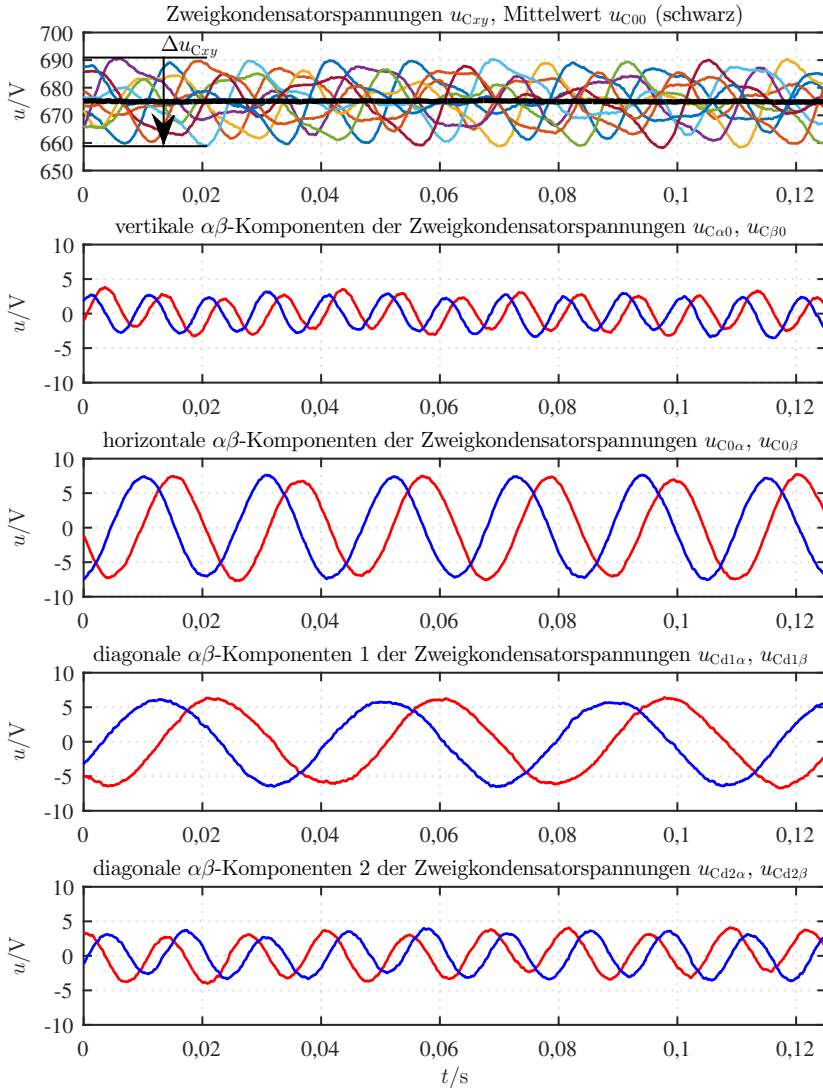


Abbildung 7.3: Zeitverläufe der neun transformierten Komponenten der Zweigkondensatorsspannungen $u_{C,xy}$ beim quasistationären Betrieb des M3Cs gemäß der Abbildungen 7.1 und 7.2.

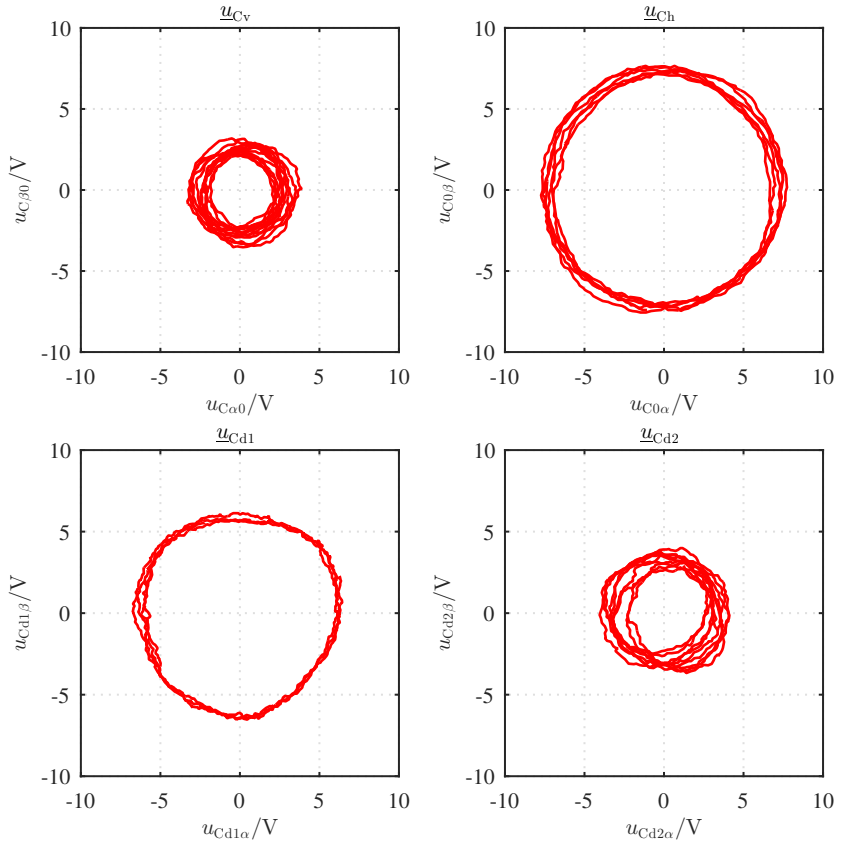


Abbildung 7.4: Zu Abbildung 7.3 gehörende Ortskurven des vertikalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + ju_{C\beta 0}$ (3.11), des horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + ju_{C0\beta}$ (3.12), und der diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + ju_{Cd1\beta}$ (3.13) und 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + ju_{Cd2\beta}$ (3.14).

Ortskurven dem in der jeweiligen Richtung auftretenden maximalen Spannungshub $\Delta u_{Cv} = 2 \cdot |\underline{u}_{Cv}|$, $\Delta u_{Ch} = 2 \cdot |\underline{u}_{Ch}|$, $\Delta u_{Cd1} = 2 \cdot |\underline{u}_{Cd1}|$ und $\Delta u_{Cd2} = 2 \cdot |\underline{u}_{Cd2}|$ entsprechen. Für den maximal auftretenden Spannungshub Δu_{Cxy} in den in Ab-

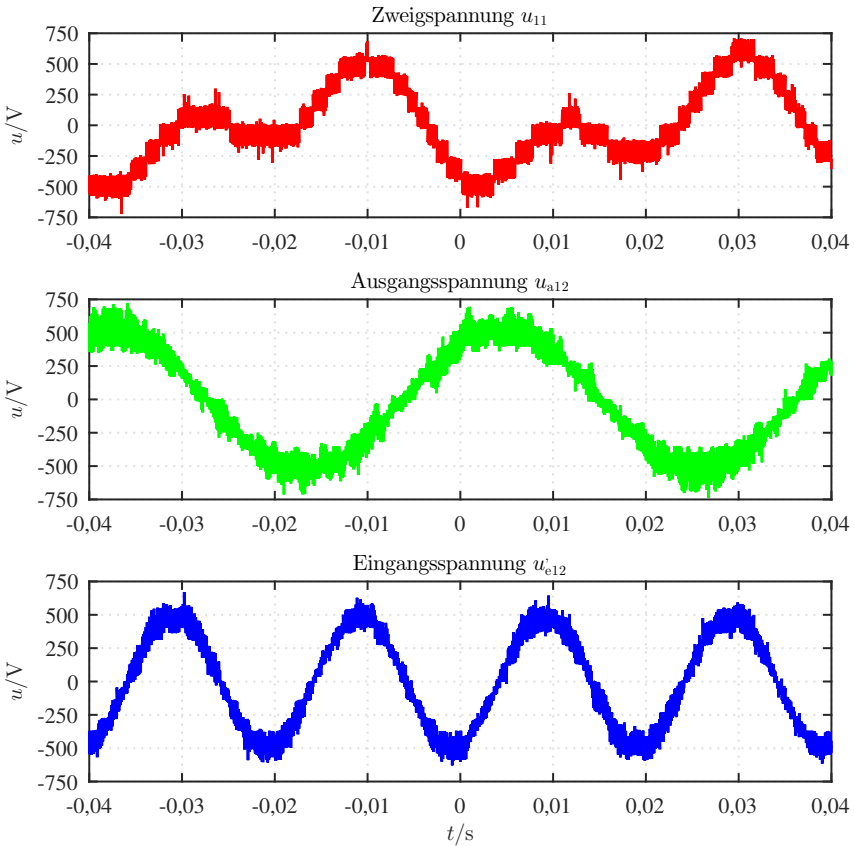


Abbildung 7.5: Mit einem Oszilloskop gemessene Zeitverläufe der Zweigspannung u_{11} , der verketteten Eingangsspannung u_{e12} und der verketteten Ausgangsspannung u_{a12} , vergleiche hierzu Abbildung 6.1.

Abbildung 7.3 dargestellten Zweigkondensatorsspannungen u_{Cxy} gilt dabei mit (5.7) der Zusammenhang:

$$\Delta u_{Cxy} = u_{Cxy,max} - u_{Cxy,min} \leq \Delta u_{Cv} + \Delta u_{Ch} + \Delta u_{Cd1} + \Delta u_{Cd2} \quad (7.1)$$

Um abschließend die Einflüsse des in Abschnitt 4.3 vorgestellten Modulationsverfahrens auf die vom M3C im quasistationären Betrieb gemäß der Ab-

bildungen 7.1 und 7.2 erzeugten Zweigspannungen u_{xy} darstellen zu können, zeigt Abbildung 7.5 die Qualität der vom im Kapitel 6 vorgestellten M3C-Prototypen mit $N = 5$ Zellen pro Zweig erzeugten Spannungen. Die Messung wurde mit einem Oszilloskop und drei Differenzstastköpfen mit einer Bandbreite von $f_{\text{Mess}} = 25 \text{ MHz}$ durchgeführt, um auch die von der PWM mit $f_{\text{PWM}} = \frac{1}{T_A} = 8 \text{ kHz}$ erzeugten taktfrequenten Anteile darstellen zu können. Die beispielhaft gemessene Zweigspannung u_{11} enthält $2N + 1 = 11$ Spannungsstufen und setzt sich wie erwartet aus der durch den Transformator um 15 % reduzierten Netzspannung u'_{L1} , der Ausgangsspannung u_{a1} und den relativ kleinen Anteilen zur Stromeinprägung zusammen, vergleiche hierzu Abschnitt 2.4. Hinzu kommen die taktfrequenten Anteile in Höhe einer Zellkondensatorspannung u_{Cxyz} , die sich durch die mit einer PWM betriebenen Zelle mit $f_{\text{PWM}} = 8 \text{ kHz}$ im Zweig ergeben, vergleiche hierzu Abschnitt 4.3.

Die resultierenden verketteten Spannungen u'_{e12} bzw. u_{a12} auf der Eingangs- bzw. Ausgangsseite setzen sich aus der Überlagerung der getakteten 11-stufigen Zweigspannungen u_{xy} und den induktiven Spannungsabfällen an den dreiphasigen gekoppelten z-Wicklungsdröseln L zusammen, vergleiche hierzu Abbildung 6.1. Sie weisen im Vergleich zu den für Hochleistungsantriebe im Mittelspannungsbereich häufig eingesetzten Neutral-Point-Clamped-Umrichtern [20] oder den netzgeführten Direktumrichtern [83, 84] sehr geringe Oberschwingungsanteile auf. Dies führt zu sehr gut sinusförmigen Eingangs- und Ausgangsströmen mit geringen Oberschwingungsanteilen, ohne dass dazu weitere Filteranlagen zur Einhaltung der Netzanschlussbedingungen oder zum Schutz der elektrischen Maschine notwendig sind.

7.2 Experimenteller Nachweis der Überlastfähigkeit des M3Cs

Um die in Kapitel 5 vorgestellte Überlastfähigkeit des M3Cs auch experimentell nachzuweisen, werden in diesem Abschnitt Anfahrvorgänge mit der Asynchronmaschine 1 mit konstantem Beschleunigungsmoment und konstantem maximalen Zweigstrom vorgestellt und miteinander verglichen. Als Vorarbeiten dienen dabei die erstmals in [E16, E17] vorgestellten Messungen der Überlastfähigkeit des M3Cs. Die in diesem Abschnitt gezeigten Messwerte wurden aus dem DSP über die USB-Verbindung entnommen und stellen Periodenmittelwerte im Abstand von fünfzehn Taktperioden $15T_A = 1,875 \text{ ms}$ dar.

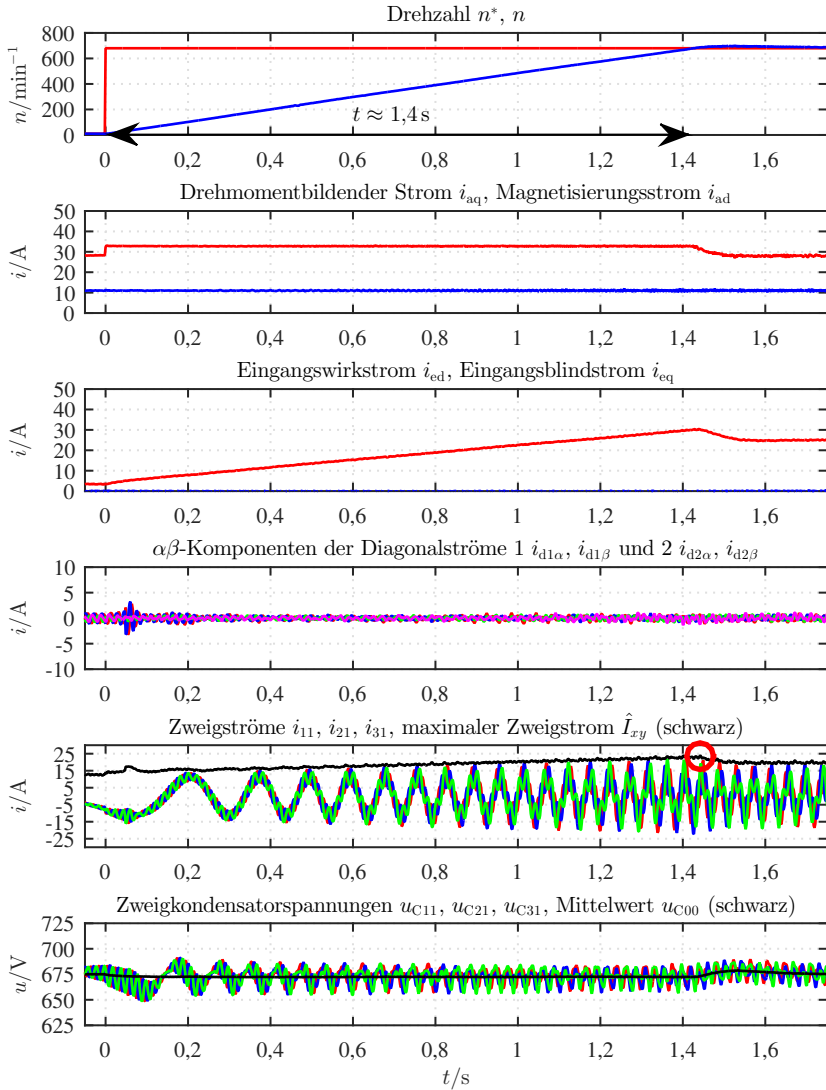


Abbildung 7.6: Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Anfahrvorgang der Asynchronmaschine 1 von $n_N = 10 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Der drehmomentbildende Strom wird auf konstant $i_{aq} = 33 \text{ A}$ begrenzt, wodurch der maximale Zweigstrom $\hat{I}_{xy,\text{max}} \approx 24,5 \text{ A}$ am Ende des $t \approx 1,4 \text{ s}$ dauernden Beschleunigungsvorgangs erreicht wird.

7.2 Experimenteller Nachweis der Überlastfähigkeit des M3Cs

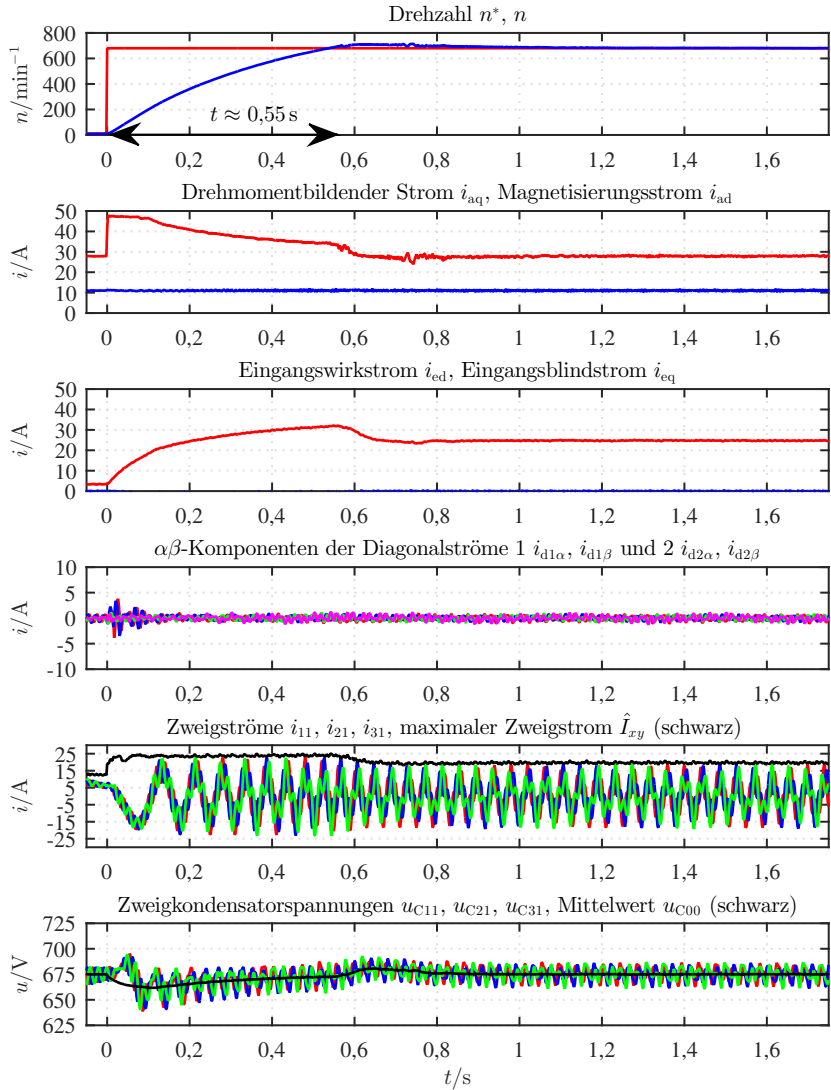


Abbildung 7.7: Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Anfahrvorgang der Asynchronmaschine I von $n_N = 10 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Der maximale Zweigstrom wird auf $\hat{I}_{xy, \max} = 25 \text{ A}$ begrenzt, wodurch der drehmomentbildende Strom auf maximal $i_{aq} = 48 \text{ A}$ ansteigt und den Beschleunigungsvorgang auf $t \approx 0,55 \text{ s}$ verkürzt.

Abbildung 7.6 zeigt einen Anfahrvorgang der mit dem Nennmoment $M_N = 120 \text{ Nm}$ belasteten Asynchronmaschine 1 auf Nenndrehzahl $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Vor dem Anfahrvorgang wurde die Drehzahl zum Schutz des Kommutators der für die Belastung benutzten Gleichstrommaschine auf $n = 10 \text{ min}^{-1}$ gewählt. Dort beträgt der zur Kompensation des Lastmoments benötigte drehmomentbildende Strom der Asynchronmaschine $i_{\text{aq}} = 28 \text{ A}$. Der dazugehörige Magnetisierungsstrom wird im gesamten Betriebsbereich konstant auf $i_{\text{ad}} = 11 \text{ A}$ geregelt. Während des ungefähr $t \approx 1,4 \text{ s}$ dauernden Anfahrvorgangs wird der drehmomentbildende Strom auf konstant $i_{\text{aq}} = 33 \text{ A}$ begrenzt, was zu einem mit einem konventionellen Umrichter vergleichbaren konstanten Beschleunigungsmoment führt. Damit steigt die Drehzahl der Asynchronmaschine 1 und damit auch die vom Netz zu beziehenden elektrische Wirkleistung P_e linear an, wodurch auch der Eingangswirkstrom von $i_{\text{ed}} = 3 \text{ A}$ bei $n = 10 \text{ min}^{-1}$ auf maximal $i_{\text{ed}} = 30 \text{ A}$ am Ende des Beschleunigungsvorgangs ansteigt. Der Eingangsblindstrom wird in diesem Experiment zur Reduzierung der Strombelastung auf $i_{\text{eq}} = 0 \text{ A}$ geregelt. Beim anschließenden quasistationären Betrieb der Asynchronmaschine mit $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$ reduziert sich der Eingangswirkstrom auf $i_{\text{ed}} = 25 \text{ A}$, was einer Eingangswirkleistung von $P_e = 10,5 \text{ kW}$ entspricht. Die in diesem Arbeitspunkt vom M3C an die Asynchronmaschine 1 übertragene Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 13 \text{ kVA}$, die sich aus der Wirkleistung $P_a = 10,1 \text{ kW}$ und der Blindleistung $Q_a = 8,3 \text{ kvar}$ zusammensetzt.

Die im untersten Plot von Abbildung 7.6 beispielhaft eingezeichneten Zweigkondensatorspannungen $u_{\text{C}11}$, $u_{\text{C}21}$ und $u_{\text{C}31}$ pulsieren wie erwartet um ihren Mittelwert $u_{\text{C}00}$, der von der Energieregung auf den Sollwert $u_{\text{C}00}^* = 675 \text{ V}$ geregelt wird. Zur Erzeugung der für die Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{\text{C}xy}$ benötigten Leistungen kommen dabei die im vierten Plot eingezeichneten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{\text{d}1\alpha}$, $i_{\text{d}1\beta}$ und 2 $i_{\text{d}2\alpha}$, $i_{\text{d}2\beta}$ zum Einsatz. Diese sind im gesamten Betriebsbereich sehr klein, wobei aufgrund der sprunghaftigen Belastung zu Beginn des Anfahrvorgangs eine kurzzeitige geringfügige Vergrößerung des Symmetrierleistungsbedarfs sichtbar wird.

Durch die Überlagerung der verschiedenen Stromkomponenten ergeben sich die beispielhaft eingezeichneten Zweigströme i_{11} , i_{21} und i_{31} . Der dazugehörige maximale Zweigstrom steigt dabei von $\hat{I}_{xy} \approx 13 \text{ A}$ bei $n = 10 \text{ min}^{-1}$ auf den am Ende des ungefähr $t \approx 1,4 \text{ s}$ dauernden Beschleunigungsvorgangs erreichten Maximalwert $\hat{I}_{xy,\text{max}} \approx 24,5 \text{ A}$ an. Dieser Punkt wurde mit einem roten Kreis in Abbildung 7.6 markiert und bestimmt die Dimensionierung der Stromtragfähigkeit der Zweige des M3Cs. Wie bereits in Abbildung 5.1 gezeigt wurde,

können damit die Ausgangsströme des M3Cs bei niedrigen Drehzahlen zu Erzeugung eines höheren Drehmoments weiter vergrößert werden, ohne die für den Eckpunkt vorgenommene Dimensionierung des maximalen Zweigstroms \hat{I}_{xy} zu überschreiten.

Abbildung 7.7 zeigt dazu einen weiteren Anfahrvorgang mit einem identischen Lastmoment von $M_N = 120\text{Nm}$, bei dem der maximale Zweigstrom während des Beschleunigungsvorgangs auf $\hat{I}_{xy,\text{max}} = 25\text{A}$ begrenzt wurde. Im Unterschied zu Abbildung 7.6 wird hier die Stromgrenze der Ausgangsströme variabel gemäß (4.39) vorgegeben. Dadurch kann der drehmomentbildende Strom i_{aq} bei niedrigen Drehzahlen von den in Abbildung 7.6 erreichten $i_{\text{aq}} = 33\text{A}$ auf maximal $i_{\text{aq}} = 48\text{A}$ erhöht werden. Der für die Beschleunigung zur Verfügung stehende Anteil Δi_{aq} vergrößert sich damit vom $\Delta i_{\text{aq}} = 5\text{A}$ auf maximal $\Delta i_{\text{aq}} = 20\text{A}$, was eine viermal größere Anfangsbeschleunigung ergibt. Dadurch reduziert sich die Hochlaufzeit bei einem nahezu identischen maximalen Zweigstrom \hat{I}_{xy} von den in Abbildung 7.6 erreichten $t \approx 1,4\text{s}$ auf hier nur noch $t \approx 0,55\text{s}$. Zusätzlich sieht man in Abbildung 7.7 den Einfluss des Kupplungsspiels der zur Anbindung der Gleichstrommaschine verwendeten mechanischen Kupplung, die am Ende des Beschleunigungsvorgangs zu kurzzeitigen unerwünschten Schwankungen des Lastmoments und damit auch des drehmomentbildenden Stroms i_{aq} führen.

Vergleicht man die im untersten Plot von Abbildung 7.7 beispielhaft eingezeichneten Zweigkondensatorspannungen u_{C11} , u_{C21} und u_{C31} mit Abbildung 7.6, so stellt fest, dass die Pulsationen bei niedrigen Drehzahlen wie gemäß Abbildung 5.2 erwartet etwas größer ausfallen. Aufgrund der sprunghaften Belastung bricht der Mittelwert u_{C00} kurzzeitig geringfügig ein, wird dann aber von der Energieregulierung auf den Sollwert $u_{C00}^* = 675\text{V}$ zurückgeführt. Dabei ist anzumerken, dass hier zur Reduzierung von sprunghaften Netzbelastungen eine verhältnismäßig große Dämpfung für die Energieregulierung gewählt wurde. Diese kann, falls erforderlich, zur weiteren Reduzierung des Spannungseinbruchs auf Kosten einer höheren Netzbelastung reduziert werden.

Um nun die Überwindung eines Losbrechmoments unter Nutzung der Überlastfähigkeit des M3Cs zu simulieren, zeigt Abbildung 7.8 einen weiteren Anfahrvorgang. Dort wird das anfängliche Lastmoment auf $M_{L0} \approx 160\text{Nm}$ erhöht und bei einer Drehzahl von $n = 200\text{min}^{-1}$ auf das bereits in den Abbildungen 7.6 und 7.7 verwendete Lastmoment $M_N = 120\text{Nm}$ reduziert. Bei $n = 10\text{min}^{-1}$ beträgt der zur Kompensation des erhöhten Lastmoments benötigte drehmomentbildende Strom $i_{\text{aq},L0} = 37\text{A}$, was bereits über dem am Ende des Beschleunigungsvorgangs erreichbaren Werts von $i_{\text{aq}} = 33\text{A}$ liegt und zu einem maximalen Zweigstrom von $\hat{I}_{xy,L0} \approx 17\text{A}$ führt. Dieser ist damit noch unter dem für den An-

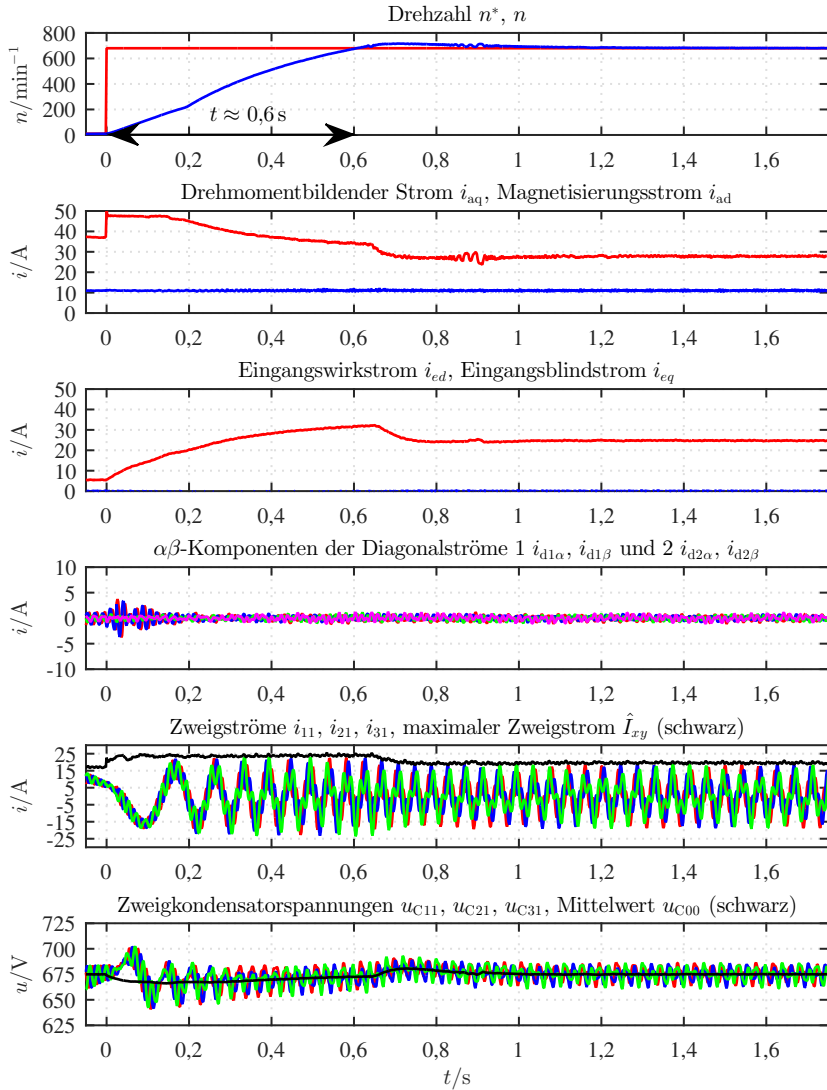


Abbildung 7.8: Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Anfahrvorgang der Asynchronmaschine 1 von $n_N = 10 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Der maximale Zweigstrom wird auf $\hat{I}_{xy,\text{max}} = 25 \text{ A}$ begrenzt. Bis zur Drehzahl $n_N = 200 \text{ min}^{-1}$ wird ein erhöhtes Lastmoment $M_{L0} \approx 160 \text{ Nm}$ von der Gleichstrommaschine erzeugt.

fahrvorgang erlaubten Maximalwert von $\hat{I}_{xy,\max} = 25 \text{ A}$, so dass unter der Nutzung der variablen Stromgrenze für die Ausgangsstromregelung gemäß (4.39) trotzdem angefahren werden. Auch hier steigt der drehmomentbildende Strom während des Beschleunigungsvorgangs auf maximal $i_{\text{aq}} = 48 \text{ A}$ an, so dass noch ein maximales $\Delta i_{\text{aq}} = 11 \text{ A}$ zur Anfangsbeschleunigung erreicht wird, welches etwa halb so groß wie in Abbildung 7.7 und doppelt so groß wie in Abbildung 7.6 ist. Die Nenndrehzahl $n = 680 \text{ min}^{-1}$ wird in diesem Fall nach ungefähr $t \approx 0,6 \text{ s}$ und damit nur geringfügig langsamer als in Abbildung 7.7 erreicht. Zusätzlich sieht man in Abbildung 7.8 ebenfalls den Einfluss des Kupplungsspiels der zur Anbindung der Gleichstrommaschine verwendeten mechanischen Kupplung, die am Ende des Beschleunigungsvorgangs zu kurzzeitigen unerwünschten Schwankungen des Lastmoments und damit auch des drehmomentbildenden Stroms i_{aq} führen.

Insgesamt zeigen die in den Abbildungen 7.6 bis 7.8 vorgestellten Messungen, dass die Überlastfähigkeit des M3Cs sehr vorteilhaft zur Überwindung von Losbrechmomenten eingesetzt werden kann, die bei konventionellen Umrichtern zu einer Überdimensionierung der Stromtragfähigkeit führen. Der M3C stellt damit eine sehr leistungsfähige Alternative für den häufig für langsamlaufende Hochleistungsantriebe im Mittelspannungsbereich eingesetzten netzgeführten Direktumrichter [83, 84] oder den Neutral-Point-Clamped-Umrichter [20] dar.

7.3 Betrieb des M3Cs mit ähnlichen Frequenzen am Ein- und Ausgang

Beim Betrieb des M3Cs mit ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx \omega_e$ treten in den Zweigleistungen p_{xy} die in Abschnitt 3.2 vorgestellten niederfrequenten Blindleistungen auf, die bei identischen Kreisfrequenzen $|\omega_a| = \omega_e$ zu Wirkleistungen werden. In diesem Abschnitt werden die Auswirkungen der in diesem Betriebspunkten gemäß der Abschnitte 3.3 und 3.4 notwendigen Kompensation experimentell untersucht. Dazu wird zunächst der quasistationäre Betrieb des M3Cs mit identischen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $\omega_a = \omega_e$ vorgestellt, um die Unterschiede zum in Abschnitt 7.1 gezeigten quasistationären Betrieb bei unterschiedlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $\omega_a \neq \omega_e$ aufzuzeigen. Anschließend werden Hochfahrvorgänge hin zur größeren Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| > \omega_e$ vorgestellt, wie sie zum Anfahren von schnelllaufenden Antrieben benötigt werden. Dabei wird auf die erforderli-

che Umschaltung der Symmetrierung und die Energiehubreduktion im Bereich von ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \cong \omega_e$ eingegangen.

7.3.1 Quasistationärer Betrieb mit identischen Ein- und Ausgangsfrequenzen

In den Abbildungen 7.9 und 7.10 ist der quasistationäre Betrieb des M3Cs mit identischen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $\omega_a = \omega_e$ dargestellt. Der M3C speist dort die in Kapitel 6 vorgestellte Asynchronmaschine 2 mit einer Drehzahl von $n = 1392 \text{ min}^{-1}$, was einer elektrischen Ausgangsfrequenz von $f_a = 50 \text{ Hz}$ entspricht. Die Messwerte wurden aus dem DSP über die USB-Verbindung entnommen und stellen Periodenmittelwerte im Abstand der Taktperiode $T_A = 1/f_{\text{PWM}} = 125 \mu\text{s}$ dar.

In Abbildung 7.9 sind die $\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsströme $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ und der Ausgangsspannungen $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ eingezeichnet. Diese weisen neben den Grundschwingungen mit $f_a = 50 \text{ Hz}$ auch durch die Asynchronmaschine 2 verursachte Oberschwingungen auf, welche auch im drehmomentbildenden Strom $i_{aq} \approx 33,8 \text{ A}$ deutlich sichtbar sind. Durch die Wahl des auf $i_{ad} = 3 \text{ A}$ reduzierten Magnetisierungsstroms ergibt sich eine Amplitude der Ausgangsspannung von $\hat{U}_a \approx 210 \text{ V}$. Dadurch wird die notwendige Aussteuerreserve für die in diesem Arbeitspunkt für die diagonale Symmetrierung 1 und 2 benötigte Nullkomponente u_0 geschaffen. Diese wurde hier gemäß Abschnitt 3.3 als Gleichspannung mit $\hat{U}_0 = 90 \text{ V}$ und $\gamma_0 = 0$ gewählt. Aus den $\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsströme $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$ und der Ausgangsspannungen $u_{a\alpha}$, $u_{a\beta}$ berechnet sich in diesem Arbeitspunkt eine elektrische Wirkleistung von $P_a = 9 \text{ kW}$, eine Blindleistung von $Q_a = 5,7 \text{ kvar}$ und eine Scheinleistung von $S_a = 10,7 \text{ kVA}$, die vom M3C an die Asynchronmaschine übertragen wird. Dies entspricht einem Leistungsfaktor der Asynchronmaschine von $\cos(\varphi_a) = 0,84$.

Im zweiten Plot von Abbildung 7.10 ist der dazugehörige zum Wirkleistungsaustausch mit dem Netz notwendige Eingangswirkstrom $i_{ed} = 22,8 \text{ A}$ eingezeichnet. Der Eingangsblindstrom i_{eq} wurde hier zu Null gewählt $i_{eq} = 0 \text{ A}$. Damit ergeben sich die darunter eingezeichneten $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$. Hinzu kommen die $\alpha\beta$ -Komponenten der Netzspannungen $u_{L\alpha}^i$, $u_{L\beta}^i$, welche eine durch den Yz-Transformator um 15 % reduzierte Netzspannungsamplitude von $\hat{U}_L^i = 285 \text{ V}$ und eine Netzfrequenz von $f_e = 50 \text{ Hz}$ aufweisen. Aus den $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ und der Netzspannungen $u_{L\alpha}^i$, $u_{L\beta}^i$ berechnet sich eine mit dem Leistungsfaktor $\cos(\varphi_e) = 1$ vom Netz bezogene elektrische Wirkleistung von $P_e = 9,6 \text{ kW}$. Damit ergibt sich in

diesem Arbeitspunkt eine Verlustleistung des M3Cs von $P_V \approx 0,65 \text{ kW}$, die aufgrund des vergrößerten maximalen Zweigstroms $\hat{I}_{xy} \approx 36,2 \text{ A}$ trotz der hier geringeren Eingangs- und Ausgangsleistungen bereits höher als in Abschnitt 7.1 ist. Dadurch reduziert sich der elektrische Wirkungsgrad auf ungefähr 93,2%. Im obersten Plot von Abbildung 7.10 sind die resultierenden Zeitverläufe der neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ dargestellt, welche alle um den von der Energieregulierung eingestellten Sollwert $u_{C00}^* = 675 \text{ V}$ pulsieren. Um dies zu erreichen, muss die diagonale Symmetrierung 1 hier im Unterschied zu den Abbildungen 7.1 und 7.2 die gemäß Abschnitt 3.2 quasistationär auftretenden Wirkleistungskomponenten in den diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}$, $p_{d1\beta}$ (3.40) kompensieren. Zur Symmetrierung kommen hier die in Abbildung 7.9 dargestellten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ zum Einsatz. Diese setzen sich in diesem Betriebspunkt aus den anhand der Abbildungen 3.7b) - 3.10b) ausgewählten Stromkomponenten der Zeilen 1, 4, 9, und 12 von Tabelle 3.2 zusammen und werden durch eine Vorsteuerung gemäß der Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.4 ergänzt. Als wesentlicher Anteil sind Gleichströme in den $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ zur Erzeugung der quasistationär erforderlichen diagonalen Symmetrierleistung 1 sichtbar. Diese weisen eine Amplitude von $\hat{I}_{d1} \approx 10 \text{ A}$ auf, so dass sich daraus ein Betrag der diagonalen Symmetrierleistung 1 von $|P_{d1}| = \hat{U}_0 \cdot \hat{I}_{d1} \approx 0,9 \text{ kW}$ ergibt, der quasistationär kompensiert werden muss.

Die aus der Überlagerung der $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$, der Ausgangsströme $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$, der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und der Diagonalströme 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ resultierenden direkt messbaren Zweigströme i_{11} , i_{21} und i_{31} sind im zweituntersten Plot von Abbildung 7.10 dargestellt. Deutlich sichtbar ist die in diesem Arbeitspunkt vorkommende ungleiche Strombelastung der neun Zweige des M3Cs, aus der auch der gegenüber Abbildung 7.2 deutlich erhöhte maximale Zweigstrom von $\hat{I}_{xy} \approx 36,2 \text{ A}$ resultiert. Zusätzlich sind im untersten Plot von Abbildung 7.10 beispielhaft die von den Zweigen zu bildenden Sollwerte der Zweigspannungen u_{11}^* , u_{21}^* und u_{31}^* eingezeichnet. Diese enthalten als wesentliche Komponenten die jeweilige Netzspannung u_{Lx}^* und die Ausgangsspannung u_{a1} , was bei gleichen Frequenzen am Ein- und Ausgang zu einer ungleichen Spannungsbelastung der neun Zweige führt. Hinzu kommt die eingestellte Nullkomponente u_0 , die einen Gleichanteil von $\hat{U}_0 = 90 \text{ V}$ in den Sollwerten der Zweigspannungen u_{11}^* , u_{21}^* und u_{31}^* bewirkt. Damit erklären sich dann auch die unterschiedlich großen Spannungspulsationen in den neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$, die sich aus den in diesem Arbeitspunkt unterschiedlichen zeitlichen Verläufe der Zweigleistungen $p_{xy} = u_{xy} \cdot i_{xy}$ ergeben. Die dazugehörigen transformierten Komponenten der neun Zweigkonden-

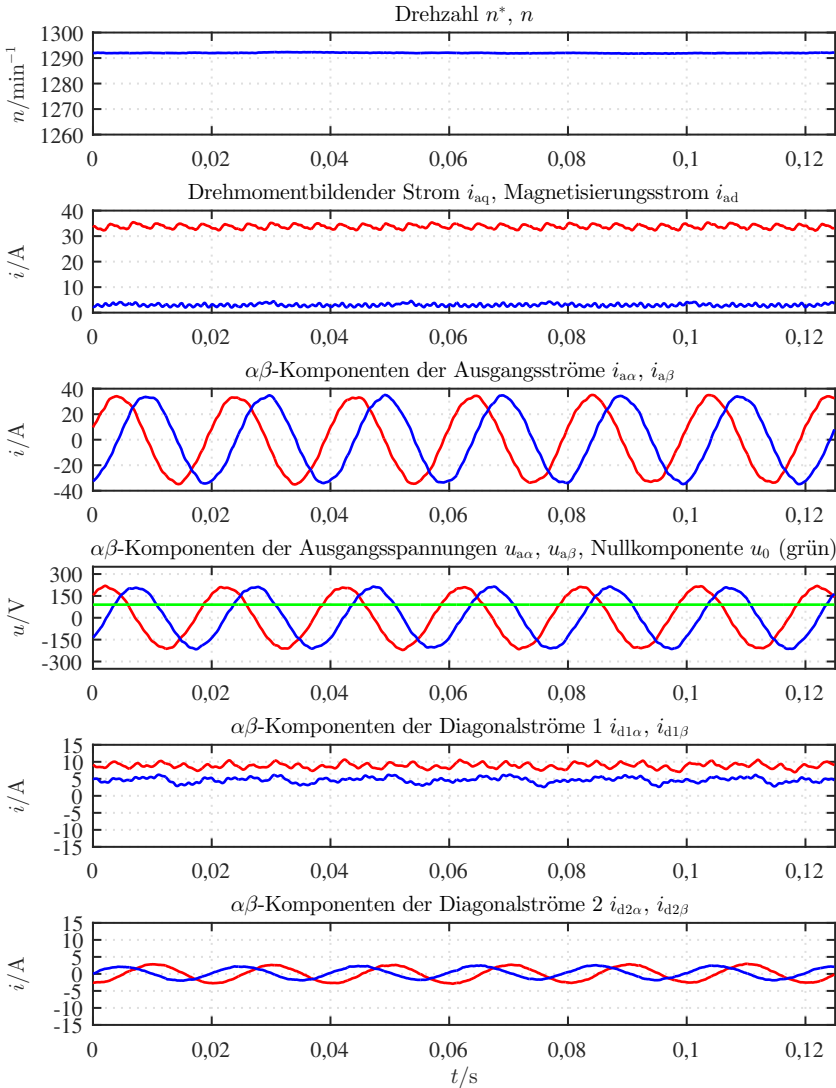


Abbildung 7.9: Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 2 bei der Drehzahl $n = 1392 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 10,7 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,84$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a = 50 \text{ Hz}$.

7.3 Betrieb des M3Cs mit ähnlichen Frequenzen am Ein- und Ausgang

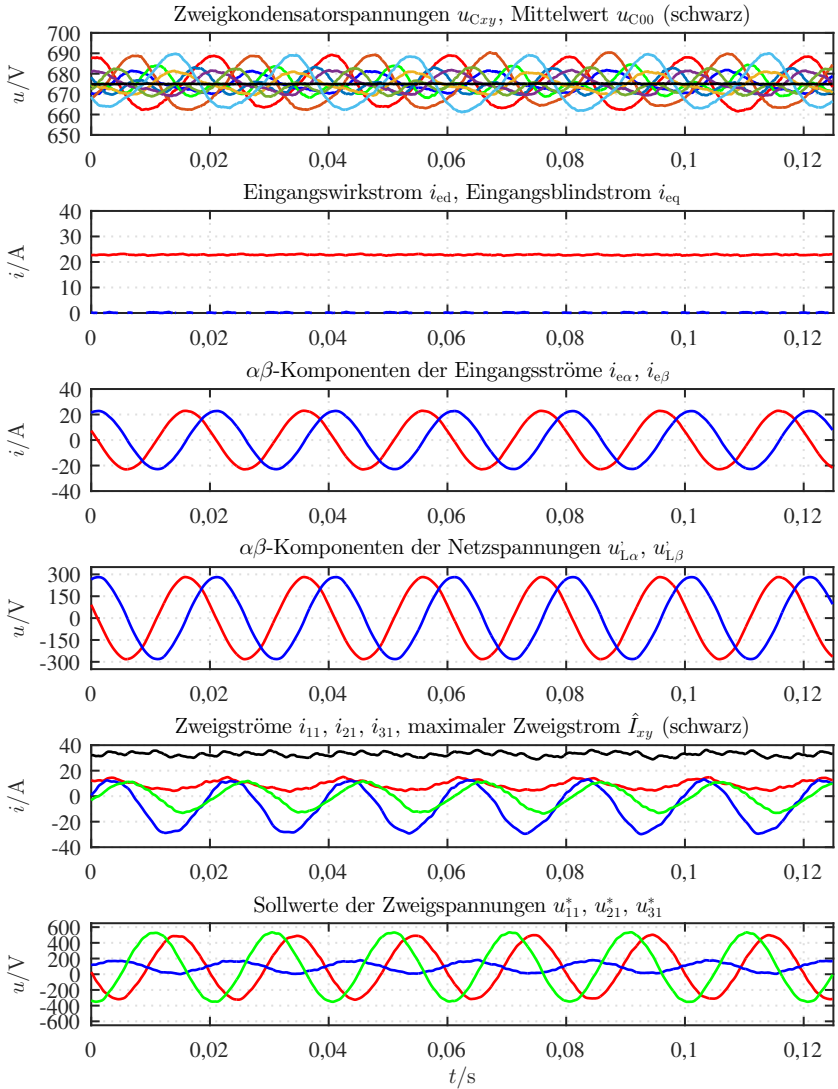


Abbildung 7.10: Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 2 bei der Drehzahl $n = 1392 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsleistung beträgt $S_a = 10,7 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,84$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a = 50 \text{ Hz}$.

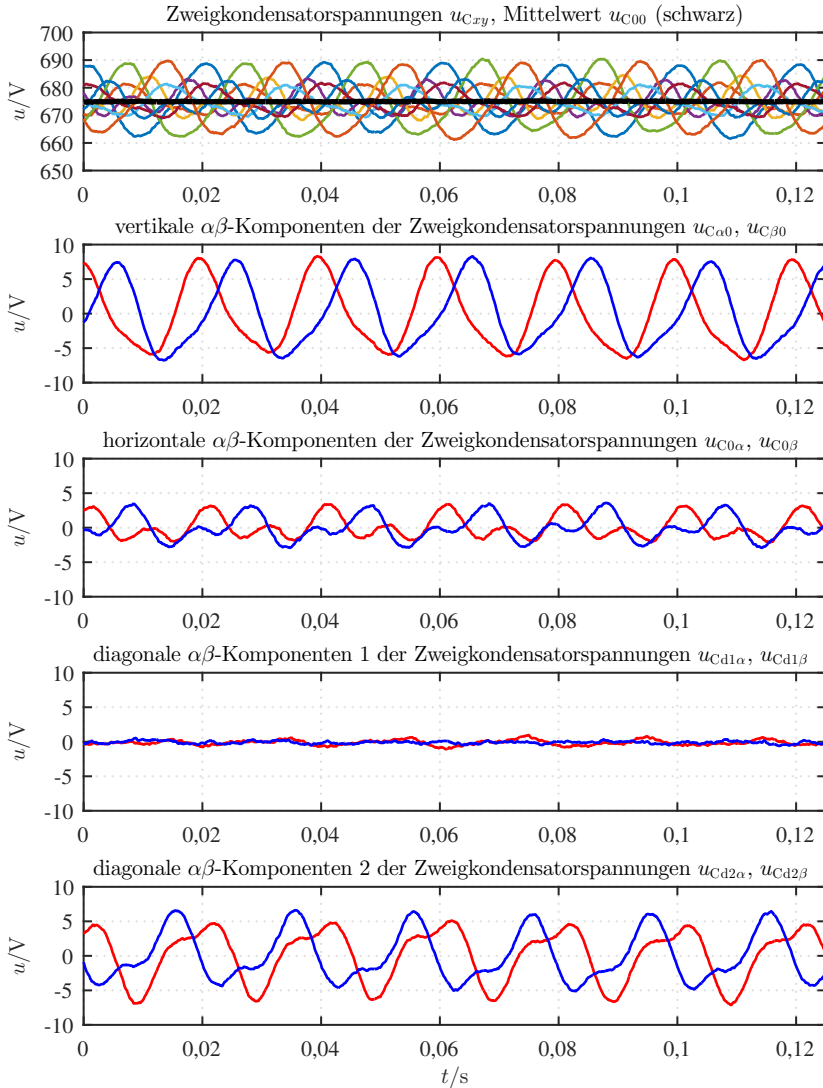


Abbildung 7.11: Zeitverläufe der neun transformierten Komponenten der Zweigkondensatorsspannungen $u_{C,xy}$ beim quasistationären Betrieb des M3Cs mit $\omega_a = \omega_e$ gemäß der Abbildungen 7.9 und 7.10.

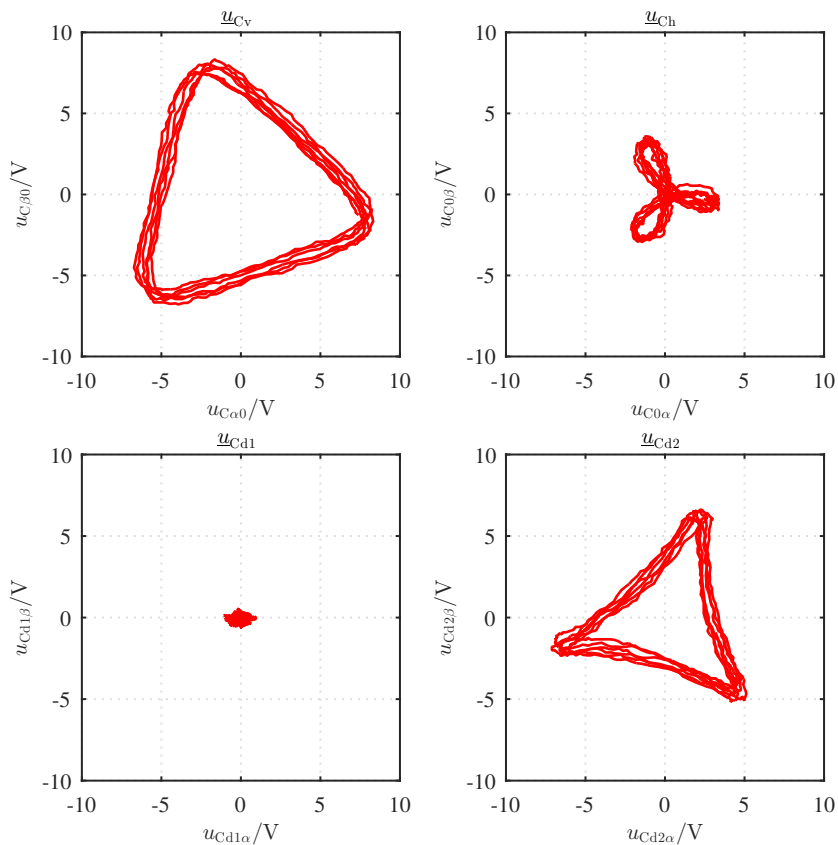


Abbildung 7.12: Zu Abbildung 7.11 gehörende Ortskurven des vertikalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + j u_{C\beta 0}$ (3.11), des horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + j u_{C0\beta}$ (3.12), und der diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + j u_{Cd1\beta}$ (3.13) und 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + j u_{Cd2\beta}$ (3.14).

satorsspannungen $u_{C_{xy}}$ sind in Abbildung 7.11 dargestellt und weisen gegenüber Abbildung 7.3 zusätzliche Spannungspulsationen auf. Diese entstehen durch die Erzeugung der diagonalen Symmetrierleistung 1 gemäß der Zeilen 9 und 12 von Tabelle 3.2 bzw. der Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.4, welche zusätzlich die in (3.81) - (3.84) beschriebenen Energiepulsationen hervorrufen.

Die im zweiten Plot von Abbildung 7.11 dargestellten Zeitverläufe der vertikalen $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigkondensatorsspannungen $u_{C\alpha 0}$, $u_{C\beta 0}$ enthalten die durch die in (3.52) und (3.81) beschriebenen Energiepulsationen hervorgerufenen Spannungspulsationen mit den Frequenzen $|2f_e| = 100\text{Hz}$ und $|f_0 \pm f_e| = 50\text{Hz}$. Die daraus resultierende Ortskurve des vertikalen Zweigkondensatorsspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + ju_{C\beta 0}$ (3.11) ist in Abbildung 7.12 eingezeichnet und weist aufgrund der Überlagerung der beiden Frequenzen einen dreieckförmigen Verlauf auf.

Analog ergeben sich die im dritten Plot von Abbildung 7.11 eingezeichneten Zeitverläufe der horizontalen $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigkondensatorsspannungen $u_{C0\alpha}$, $u_{C0\beta}$. Die dort auftretenden Spannungspulsationen werden durch die in (3.55) und (3.82) beschriebenen Energiepulsationen hervorgerufen und enthalten die Frequenzen $|2f_a| = 100\text{Hz}$ und $|f_0 \pm f_a| = 50\text{Hz}$. Die resultierende Ortskurve des horizontalen Zweigkondensatorsspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + ju_{C0\beta}$ (3.12) ist in Abbildung 7.12 eingezeichnet und weist aufgrund der Überlagerung der beiden Frequenzen die Form eines dreiblättrigen Kleeblatts auf.

Weiter sieht man aus den Zeitverläufen der diagonalen $\alpha\beta$ -Komponenten 1 der Zweigkondensatorspannungen 1 $u_{Cd1\alpha}$, $u_{Cd1\beta}$, dass die gemäß Abschnitt 3.2 quasistationär auftretenden Wirkleistungskomponenten in den diagonalen Zweigleistungskomponenten 1 $p_{d1\alpha}$, $p_{d1\beta}$ (3.40) durch die diagonale Symmetrierung 1 vollständig kompensiert werden. Die dazugehörige Ortskurve des diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + ju_{Cd1\beta}$ (3.13) ist im unteren Teil von Abbildung 7.12 dargestellt und zeigt aufgrund der vollständigen Kompensation in den Ursprung.

Zum Abschluss werden die diagonalen $\alpha\beta$ -Komponenten 2 der Zweigkondensatorspannungen $u_{Cd2\alpha}$, $u_{Cd2\beta}$ analysiert. Diese enthalten, verursacht durch die in (3.59) und (3.84) beschriebenen diagonalen Energiepulsationen 2, Spannungspulsationen mit den Frequenzen $|f_a + f_e| = 100\text{Hz}$, $|f_0 + f_a - 2f_e| = 50\text{Hz}$ und $|f_0 + 2f_a - f_e| = 50\text{Hz}$. Die Ortskurve des Zweigkondensatorspannungsraumzeigers 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + ju_{Cd2\beta}$ (3.14) weist dadurch ebenfalls einen dreieckförmigen Verlauf auf, siehe hierzu Abbildung 7.12.

Insgesamt sieht man an den in Abbildung 7.12 dargestellten Ortskurven der vier Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Cv} (3.11), \underline{u}_{Ch} (3.12), \underline{u}_{Cd1} (3.13) und

\underline{u}_{Cd2} (3.14), dass sie alle ihren Mittelpunkt im Ursprung haben. Damit ist eine Symmetrierung der neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} auch in diesem Betriebspunkt sichergestellt.

Zusammenfassend kann daher gesagt werden, dass durch die Verwendung des in Kapitel 4 vorgestellten kaskadierten Regelungskonzepts ein sicherer Betrieb des M3Cs bei identischen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $\omega_a = \omega_e$ erreicht wird. Aufgrund der dort quasistationär benötigten Symmetrierleistungen kommt es jedoch zu einer ungleichmäßigen Belastung der neun Zweige des M3Cs, was bei einer gegebenen Dimensionierung für $\omega_a \neq \omega_e$ zu einer Reduktion der erreichbaren Ausgangsleistung und einer Vergrößerung der Verluste im M3C führt. Trotzdem kann damit eine vom M3C versorgte Maschine auch über den Punkt gleicher Frequenzen am Ein- und Ausgang hochgefahren werden, was im nachfolgenden Abschnitt gezeigt wird.

7.3.2 Umschaltung der Symmetrierung bei ähnlichen Frequenzen am Ein- und Ausgang

In diesem Abschnitt werden Hochfahrvorgänge hin zu größeren Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| > \omega_e$ vorgestellt, wie sie zum Anfahren von schnelllaufenden Antrieben benötigt werden. Dabei wird auf die erforderliche Umschaltung der Symmetrierung und die Energiehubreduktion im Bereich von ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx \omega_e$ eingegangen. Die dazugehörigen Messwerte wurden aus dem DSP über die USB-Verbindung entnommen und stellen Periodenmittelwerte im Abstand von fünfzehn Taktperioden $15T_A = 1,875 \text{ ms}$ dar.

In den Abbildungen 7.13 und 7.14 ist ein Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 mit einem konstanten Beschleunigungsmoment von der Drehzahl $n = 1100 \text{ min}^{-1}$ auf die Drehzahl $n = 1650 \text{ min}^{-1}$ dargestellt, wie er erstmals in ähnlicher Form in [E17] vorgestellt wurde. Die Asynchronmaschine 2 wird dabei von der Gleichstrommaschine 2 mit einem Lastmoment von $M_L \approx 27 \text{ Nm}$ beaufschlagt. Der drehmomentbildende Strom der Asynchronmaschine 2 zur Kompensation des Lastmoments beträgt hier $i_{aq} \approx 20 \text{ A}$, bei einem im gesamten Betriebsbereich konstant gehalten Magnetisierungsstrom von $i_{ad} = 3 \text{ A}$. Während des bei $t = 0 \text{ s}$ beginnenden Beschleunigungsvorgangs wird der drehmomentbildende Strom durch den Drehzahlregler auf $i_{aq} = 28,3 \text{ A}$ erhöht.

Im obersten Plot von Abbildung 7.14 sind die resultierenden Zeitverläufe der beispielhaft eingezeichneten Zweigkondensatorspannungen u_{C11} , u_{C21} und u_{C31} dargestellt, die alle um den von der Energieregulierung eingestellten Sollwert

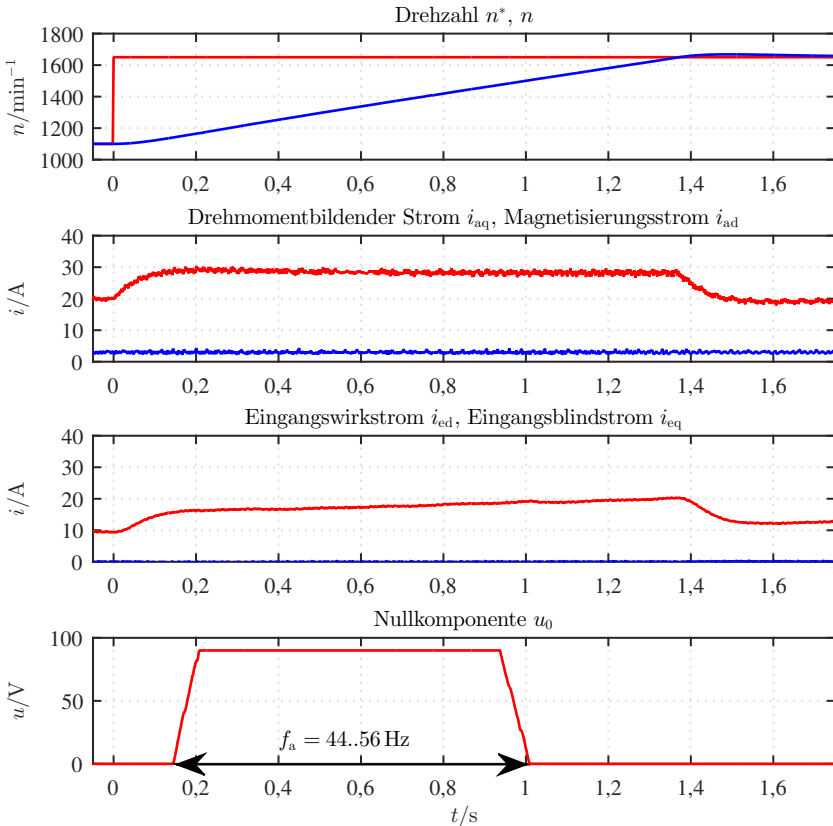


Abbildung 7.13: Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von der Drehzahl $n_N = 1100 \text{ min}^{-1}$ auf die Drehzahl $n_N = 1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = f_e = 50 \text{ Hz}$ durchfahren.

$u_{C00}^* = 675 \text{ V}$ pulsieren. Die Energieregulierung gibt dazu den Sollwert für den Eingangswirkstrom i_{ed} vor, welcher aufgrund der mit zunehmender Drehzahl vergrößerten Ausgangsleistung auf maximal $i_{ed} = 20 \text{ A}$ ansteigt. Der dazugehörige Eingangsblindstrom wird zur Reduzierung der Strombelastung des M3Cs auf $i_{eq} = 0 \text{ A}$ geregelt, so dass sich am Ende des Beschleunigungsvorgangs bei

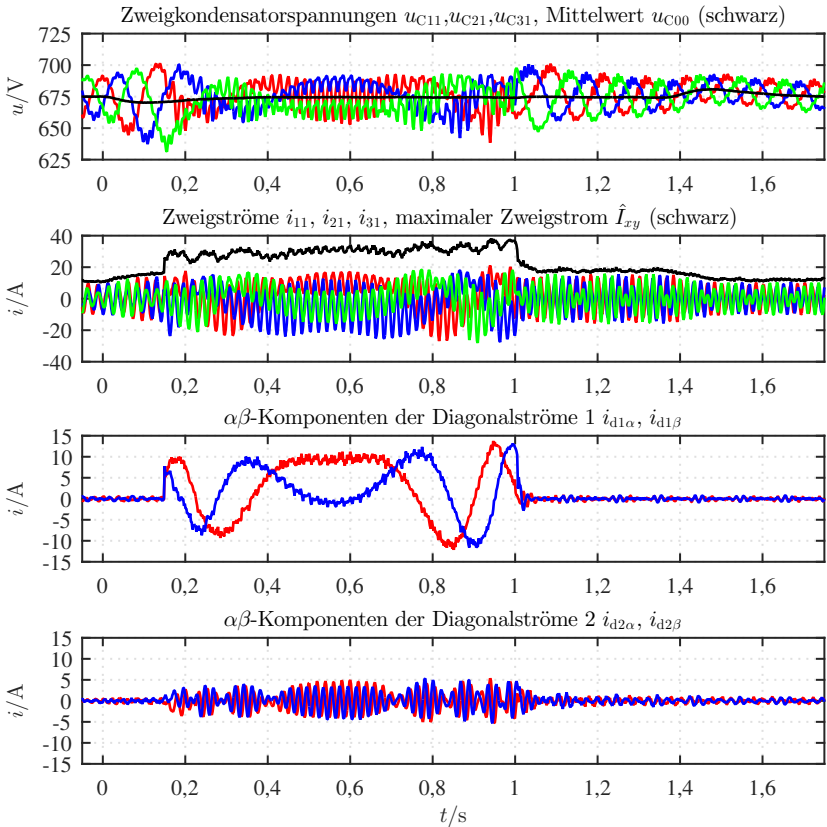


Abbildung 7.14: Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von der Drehzahl $n_N = 1100 \text{ min}^{-1}$ auf die Drehzahl $n_N = 1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = f_e = 50 \text{ Hz}$ durchfahren.

$t \approx 1,37 \text{ s}$ eine maximale vom Netz bezogene Wirkleistung von $P_e = 8,6 \text{ kW}$ ergibt.

Die Auswahl der zur Erzeugung der Symmetrierleistungen eingesetzten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}, i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}, i_{d2\beta}$ und der Nullkomponente u_0 erfolgt gemäß der Abbildungen 3.7b) - 3.10b). Bis zu einer Ausgangsfrequenz von $f_a < 44 \text{ Hz}$ werden Stromkomponenten eingesetzt, die

sich gemäß der Zeilen 1, 4, 7, und 10 von Tabelle 3.2 berechnen. Aufgrund des in diesem Betriebsbereich sehr geringen Symmetrierleistungsbedarfs sind die daraus insgesamt resultierenden $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ sehr klein.

Im Ausgangsfrequenzbereich von 44 Hz bis 45 Hz wird die Erzeugung der diagonalen Symmetrierleistungen 1 und 2 gleitend auf die gemäß der Zeilen 9 und 12 von Tabelle 3.2 berechneten Strom- und Spannungskomponenten umgeschaltet. Dabei wird die als Gleichspannung eingeprägte Nullkomponente gleitend von $\hat{U}_0 = 0\text{ V}$ auf $\hat{U}_0 = 90\text{ V}$ erhöht, siehe hierzu Abbildung 7.13. Zusätzlich wird die Energiehubreduktion im Bereich ähnlicher Eingangs- und Ausgangsfrequenzen $f_a \approx f_e$ gemäß der Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.4 aktiviert, was zu den in Abbildung 7.14 eingezeichneten deutlich vergrößerten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ führt. Durch diese Maßnahme reduziert sich der maximale Spannungshub in den neun Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} auf in diesem Betriebsbereich unkritische Werte. Nachteilig ist der stark vergrößerte maximale Zweigstrom \hat{I}_{xy} , der auf bis zu $\hat{I}_{xy,\max} \approx 38\text{ A}$ ansteigt und so die maximal mögliche Ausgangsleistung des M3Cs in diesem Betriebsbereich begrenzt. Beim zum Zeitpunkt $t \approx 0,57\text{ s}$ erreichten Punkt mit identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = f_e = 50\text{ Hz}$ beträgt die an die Maschine übertragene Wirkleistung in dieser Messung $P_a \approx 6,7\text{ kW}$. Hinzu kommt eine Blindleistung von $Q_a \approx 4,3\text{ kvar}$, so dass sich daraus eine Ausgangscheinleistung von $S_a \approx 8\text{ kVA}$ berechnet. Nach dem Durchfahren des Punkts mit identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = f_e = 50\text{ Hz}$ erfolgt im Ausgangsfrequenzbereich von 55 Hz bis 56 Hz die erneute gleitende Umschaltung der für die diagonale Symmetrierung 1 und 2 benutzten Stromkomponenten auf die Zeilen 7 und 10 von Tabelle 3.2. Dabei wird zusätzlich die als Gleichspannung eingeprägte Nullkomponente gleitend von $\hat{U}_0 = 90\text{ V}$ auf $\hat{U}_0 = 0\text{ V}$ reduziert sowie die Vorsteuerung zur Energiehubreduktion gemäß der Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.4 deaktiviert.

Ab einer Ausgangsfrequenz $f_a > 56\text{ Hz}$ werden damit wieder ausschließlich die gemäß der Zeilen 1, 4, 7, und 10 von Tabelle 3.2 berechneten Stromkomponenten zur Erzeugung der Symmetrierleistungen eingesetzt, wodurch die resultierenden $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ erneut sehr klein werden. Der dadurch reduzierte maximale Zweigstrom \hat{I}_{xy} erlaubt damit die erneute Erhöhung der Ausgangsleistung des M3Cs auf die für $f_a < 44\text{ Hz}$ erreichbaren Werte.

Um nun analog die Verhältnisse bei negativen Ausgangsfrequenzen $f_a < 0\text{ Hz}$ zu untersuchen, zeigen die Abbildungen 7.15 und 7.16 einen mit umgekehrter Drehrichtung durchgeführten Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von

der Drehzahl $n = -1100 \text{ min}^{-1}$ auf die Drehzahl $n = -1650 \text{ min}^{-1}$. Die Asynchronmaschine 2 wird dabei von der Gleichstrommaschine 2 mit einem Lastmoment von $M_L \approx -27 \text{ Nm}$ beaufschlagt, um einen mit den Abbildungen 7.13 und 7.14 vergleichbaren motorischen Betrieb der Asynchronmaschine 2 zu erreichen.

Durch das negative Vorzeichen des Lastmoments dreht in dieser Messung auch das Vorzeichen des in Abbildung 7.15 eingetragenen drehmomentbildenden Stroms i_{aq} , welcher hier zur Kompensation des Lastmoments $i_{\text{aq}} \approx -20 \text{ A}$ beiträgt und während des Beschleunigungsvorgangs durch den Drehzahlregler auf $i_{\text{aq}} = -28,3 \text{ A}$ abgesenkt wird. Der Magnetisierungsstrom wird analog zur Abbildung 7.13 im gesamten Betriebsbereich konstant auf $i_{\text{ad}} = 3 \text{ A}$ geregelt.

Die zur Erzeugung der Symmetrierleistungen eingesetzten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{\text{d1}\alpha}$, $i_{\text{d1}\beta}$ und 2 $i_{\text{d2}\alpha}$, $i_{\text{d2}\beta}$ und der Nullkomponente u_0 werden auch hier anhand der Abbildungen 3.7b) - 3.10b) ausgewählt. Für Ausgangsfrequenzen $f_a > -44 \text{ Hz}$ und $f_a < -56 \text{ Hz}$ werden gemäß der Zeilen 2, 5, 7, und 10 von Tabelle 3.2 berechnete Stromkomponenten für die Erzeugung der Symmetrierleistungen in den vier Richtungen eingesetzt. Die daraus insgesamt resultierenden $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{\text{d1}\alpha}$, $i_{\text{d1}\beta}$ und 2 $i_{\text{d2}\alpha}$, $i_{\text{d2}\beta}$ fallen dabei aufgrund des in diesen Betriebsbereichen sehr geringen Symmetrierleistungsbedarfs sehr klein aus.

Im Ausgangsfrequenzbereich von -44 Hz bis -56 Hz wird die Erzeugung der diagonalen Symmetrierleistungen 1 und 2 analog zu den Abbildungen 7.13 und 7.14 durch die gemäß der Zeilen 9 und 12 von Tabelle 3.2 berechneten Strom- und Spannungskomponenten durchgeführt, wobei eine gleitende Umschaltung in den Ausgangsfrequenzbereichen -44 Hz bis -45 Hz und -55 Hz bis -56 Hz erfolgt. Zusätzlich wird hier die Vorsteuerung zur Energiehubreduktion im Bereich betragsmäßig ähnlicher Eingangs- und Ausgangsfrequenzen $f_a \approx -f_e$ gemäß der Zeilen 3 und 4 von Tabelle 3.5 aktiviert, was zu den in Abbildung 7.16 eingezeichneten deutlich vergrößerten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 2 $i_{\text{d2}\alpha}$, $i_{\text{d2}\beta}$ führt. Als Folge erhöht sich dadurch der maximale Zweigstrom \hat{I}_{xy} , der analog zu Abbildung 7.14 auf bis zu $\hat{I}_{xy,\text{max}} \approx 38 \text{ A}$ ansteigt.

Vergleicht man die beiden in den Abbildungen 7.13 - 7.16 gezeigten Hochläufe mit unterschiedlichen Drehrichtungen, so stellt man fest, dass das Betriebsverhalten des M3Cs aufgrund seines symmetrischen Aufbaus für beide Drehrichtungen vergleichbar ist. Für unterschiedliche Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_d| \neq \omega_e$ ist der Symmetrierleistungsbedarf drehrichtungsunabhängig sehr klein, so dass dort die volle Leistungsfähigkeit des M3Cs erreicht wird. Als Hauptunterschiede der beiden Messungen sind die in den Bereichen von ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_d| \approx \omega_e$ benutzten Vorsteuerun-

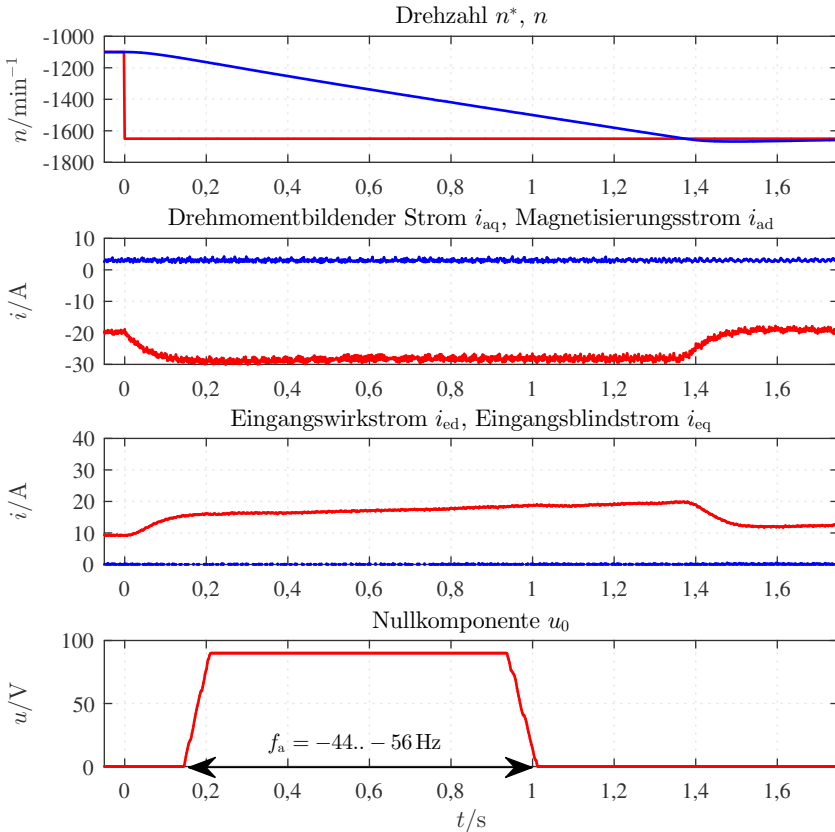


Abbildung 7.15: Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von $n_N = -1100 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = -1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit betragsmäßig identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = -f_e = -50 \text{ Hz}$ durchfahren.

gen zur Energiehubreduktion gemäß der Tabellen 3.4 und 3.5 sichtbar, welche drehrichtungsabhängig die $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}, i_{d1\beta}$ oder die $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 2 $i_{d2\alpha}, i_{d2\beta}$ vergrößern und dort die maximal erreichbare Ausgangsleistung aufgrund der erhöhten maximalen Zweigströme \hat{i}_{xy} begrenzen.

7.3 Betrieb des M3Cs mit ähnlichen Frequenzen am Ein- und Ausgang

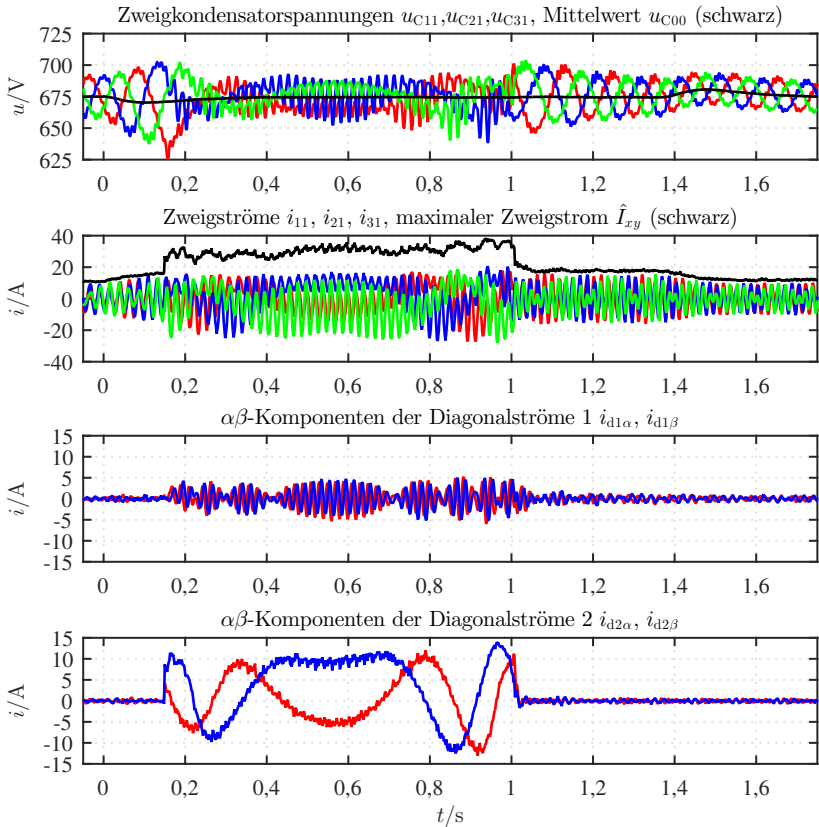


Abbildung 7.16: Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von $n_N = -1100 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = -1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit betragsmäßig identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = -f_e = -50 \text{ Hz}$ durchfahren.

Insgesamt lässt sich deshalb feststellen, dass der M3C durch das in Kapitel 4 vorgestellte kaskadierte Regelungskonzept im gesamten für Antriebsumrichter relevanten Betriebsbereich sicher betrieben werden kann. Dies schließt beide Drehrichtungen und die Bereiche mit ähnlichen Kreisfrequenzen am Ein- und Ausgang $|\omega_a| \approx \omega_e$ mit ein. Damit eignet sich der M3C auch für Antriebe mit Nennausgangskreisfrequenzen $|\omega_{a,N}| > \omega_e$, die durch den M3C mit den in die-

ser Arbeit vorgestellten Regelungsverfahren selbstständig mit Teillast vom Stillstand angefahren werden können.

7.4 Verhalten der Energie- und Symmetrieregung bei Störgrößensprüngen

In diesem Abschnitt wird das Störverhalten der in Abschnitt 4.2 vorgestellten Energie- und Symmetrieregung mithilfe einer sprunghaften Veränderung der Ausgangsleistung des M3Cs untersucht. Dabei erfolgt zusätzlich eine Darstellung der aus den Gleichungen für die quasistationären Energiepulsationen berechneten Sollspannungsverläufe der transformierten $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} , um deren Vorteile für die Symmetrieregung aufzuzeigen. Um die $\alpha\beta$ -Komponenten des ausgangsseitigen Drehspannungssystems (3.34) durch die Vorgabe einer Ausgangsspannungsamplitude \hat{U}_a und einem mit der Ausgangskreisfrequenz ω_a drehenden Phasenwinkel γ_a (3.45) frei einstellen zu können, wird in diesem Versuch eine dreiphasige passive ohmsche Last mit $R_a = 6,25\Omega$ verwendet. Die dazugehörigen Messwerte wurden aus dem DSP über die USB-Verbindung entnommen und stellen Periodenmittelwerte im Abstand von fünf Taktperioden $5T_A = 625\mu s$ dar.

In Abbildung 7.17 ist die Speisung der dreiphasigen passiven ohmschen Last $R_a = 6,25\Omega$ mit einem mit der Ausgangskreisfrequenz $\omega_a = 2\pi \cdot 5\text{ Hz}$ rotierenden Phasenwinkel γ_a (3.45) dargestellt. Zum Zeitpunkt $t = 0\text{ s}$ wird die Ausgangsspannungsamplitude sprunghaft von $\hat{U}_a = 150\text{ V}$ auf $\hat{U}_a = 250\text{ V}$ erhöht. Dadurch steigt die Ausgangsstromamplitude von $\hat{I}_a = 24\text{ A}$ auf $\hat{I}_a = 40\text{ A}$ an, was zu einer sofortigen Verdreifachung der Ausgangsleistung von $P_a = 4,9\text{ kW}$ auf $P_a = 14,9\text{ kW}$ führt.

Wie man im untersten Plot von Abbildung 7.17 sieht, bricht der Mittelwert der Zweigkondensatorspannungen u_{C00} durch die sprunghafte Belastungsänderung kurzzeitig auf ungefähr 650 V ein und wird durch die Energieregung wieder auf den Sollwert $u_{C00}^* = 675\text{ V}$ zurückgeführt. Dazu wird der Eingangswirkstrom i_{ed} zur Erhöhung der Eingangswirkleistung P_e entsprechend vergrößert, was zu den eingezeichneten $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ führt. Dabei ist anzumerken, dass die Energieregung hier mit einer verhältnismäßig großen Dämpfung ausgeführt wurde, um die Belastung des speisenden Netzes zu verringern. Falls erforderlich kann die Ausregelzeit von $t \approx 250\text{ ms}$ durch eine Erhöhung der Verstärkung auf Kosten einer erhöhten sprungförmigen Netzbelastung noch erheblich reduziert werden.

7.4 Verhalten der Energie- und Symmetrieregung bei Störgrößensprüngen

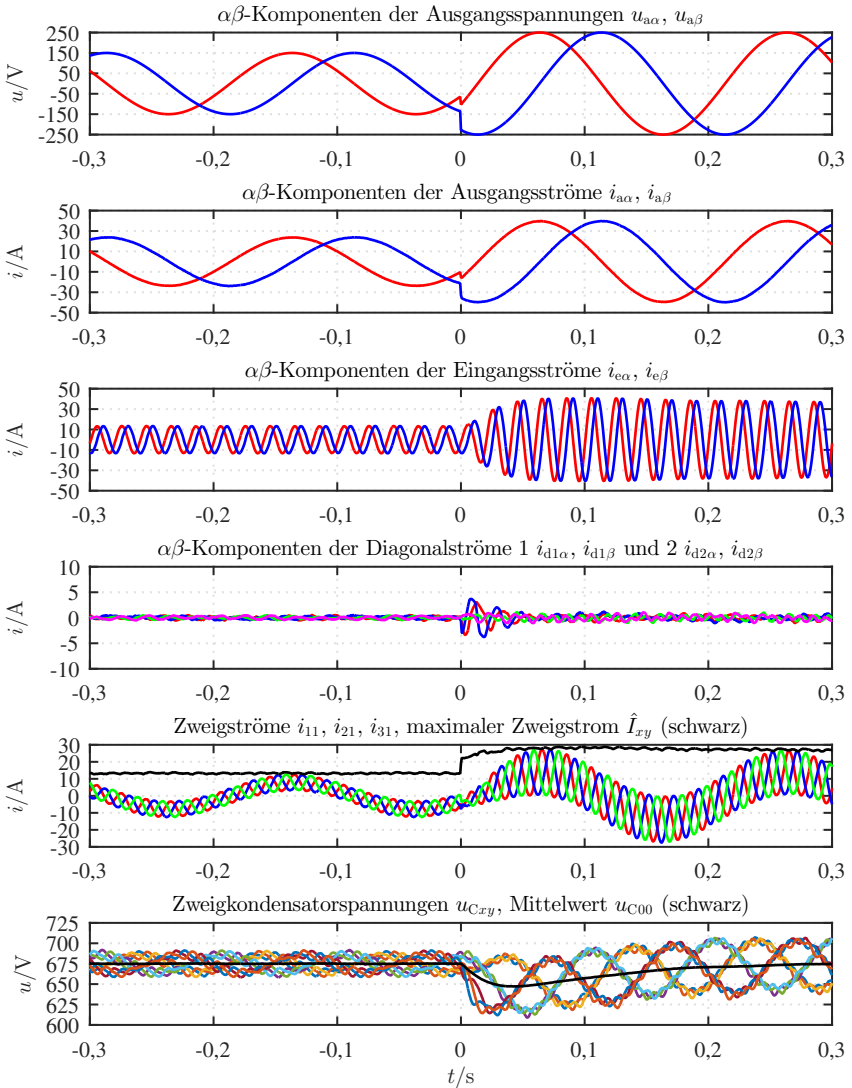


Abbildung 7.17: Betrieb des M3Cs mit einer ohmschen Last mit $R_a = 6,25\Omega$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a = 5\text{Hz}$. Zum Zeitpunkt $t = 0\text{s}$ wird die Ausgangsspannungsamplitude von $\hat{U}_a = 150\text{V}$ auf $\hat{U}_a = 250\text{V}$ erhöht, wodurch die Ausgangsleistung von $P_a = 4,9\text{kW}$ auf $P_a 14,9\text{kW}$ ansteigt.

Zusätzlich sieht man an den Zeitverläufen der Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$, dass der maximale Spannungshub ab dem Zeitpunkt $t = 0\text{s}$ aufgrund der dort vergrößerten Ausgangsleistung P_a stark ansteigt. Zur Erzeugung der von der Symmetrieregung vorgegebenen Symmetrierleistungen werden die $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ eingesetzt, die sich aus den gemäß den Zeilen 1, 4, 7, und 10 von Tabelle 3.2 berechneten Stromkomponenten zusammensetzen. Lediglich zum Zeitpunkt $t = 0\text{s}$ sind diese kurzzeitig erhöht, um die symmetrische Energieverteilung nach dem Lastsprung wieder herzustellen.

Zusätzlich sind in Abbildung 7.17 beispielhaft die resultierenden Zweigströme i_{11} , i_{21} und i_{31} eingezeichnet, die deutlich sichtbar die Eingangsstromanteile $i_{ex}/3$ mit der Frequenz $f_e = 50\text{Hz}$ und den Ausgangsstromanteil $i_{a1}/3$ mit der Frequenz $f_a = 5\text{Hz}$ enthalten. Der Einfluss der $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ ist nur zum Zeitpunkt $t = 0\text{s}$ kurzzeitig sichtbar. Der für die Dimensionierung wichtige resultierende maximale Zweigstrom \hat{I}_{xy} steigt nach dem Lastsprung von $\hat{I}_{xy} \approx 14\text{A}$ auf maximal $\hat{I}_{xy,\text{max}} \approx 29\text{A}$ an.

In Abbildung 7.18 sind in grün die zu Abbildung 7.17 gehörenden und gemäß Abschnitt 4.2.2 mit (3.52), (3.55), (3.58) und (3.59) und (3.19) - (3.22) berechneten Sollspannungsverläufe $u_{C\alpha 0}^*$, $u_{C0\alpha}^*$, $u_{Cd1\alpha}^*$ und $u_{Cd2\alpha}^*$ der transformierten α -Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ eingezeichnet. Die aus Gründen der Übersichtlichkeit nicht dargestellten β -Komponenten weisen einen identischen Verlauf mit einer Phasenverschiebung von $\pi/2$ auf. Zusätzlich sind in rot die aus den neun gemessenen Zweigkondensatorspannungen $u_{C_{xy}}$ berechneten Zeitverläufe der α -Komponenten $u_{C\alpha 0}$, $u_{C0\alpha}$, $u_{Cd1\alpha}$ und $u_{Cd2\alpha}$ aller vier Richtungen eingezeichnet. Man sieht, dass die Soll- und Istwerte im quasistationären Betrieb sehr gut übereinstimmen und nur sehr kleine Fehler vorhanden sind. Diese entstehen unter anderem durch die im quasistationären Betrieb nicht exakt auf Null geregelten $\alpha\beta$ -Komponenten der Diagonalströme 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$. Zusätzlich sei angemerkt, dass die für die Berechnung der Sollspannungsverläufe verwendete Zweigkapazität C_{xy} um etwa 8 % gegenüber den Datenblattangaben der verwendeten Kondensatoren [D5] reduziert werden musste, was jedoch innerhalb der Toleranz der Bauteile von $\pm 20\%$ liegt.

Nach dem Lastsprung bei $t = 0\text{s}$ ändern sich die Sollspannungsverläufe $u_{C\alpha 0}^*$, $u_{C0\alpha}^*$, $u_{Cd1\alpha}^*$ und $u_{Cd2\alpha}^*$ sprunghaft auf den neuen quasistationären Endwert. Die dadurch im Unterschied zur Regelung mit Tiefpassfiltern sofort zur Verfügung stehenden Regeldifferenzen der zeitlichen Mittelwerte aller vier Richtungen werden von den Symmetrieregungen innerhalb von weniger als 0,1s ausgeregelt, wodurch ein symmetrischer Betrieb des M3Cs auch nach Störgrößenprüfungen stets garantiert ist. Dies sieht man auch an den in Abbildung 7.19

7.4 Verhalten der Energie- und Symmetrieregung bei Störgrößenprüngen

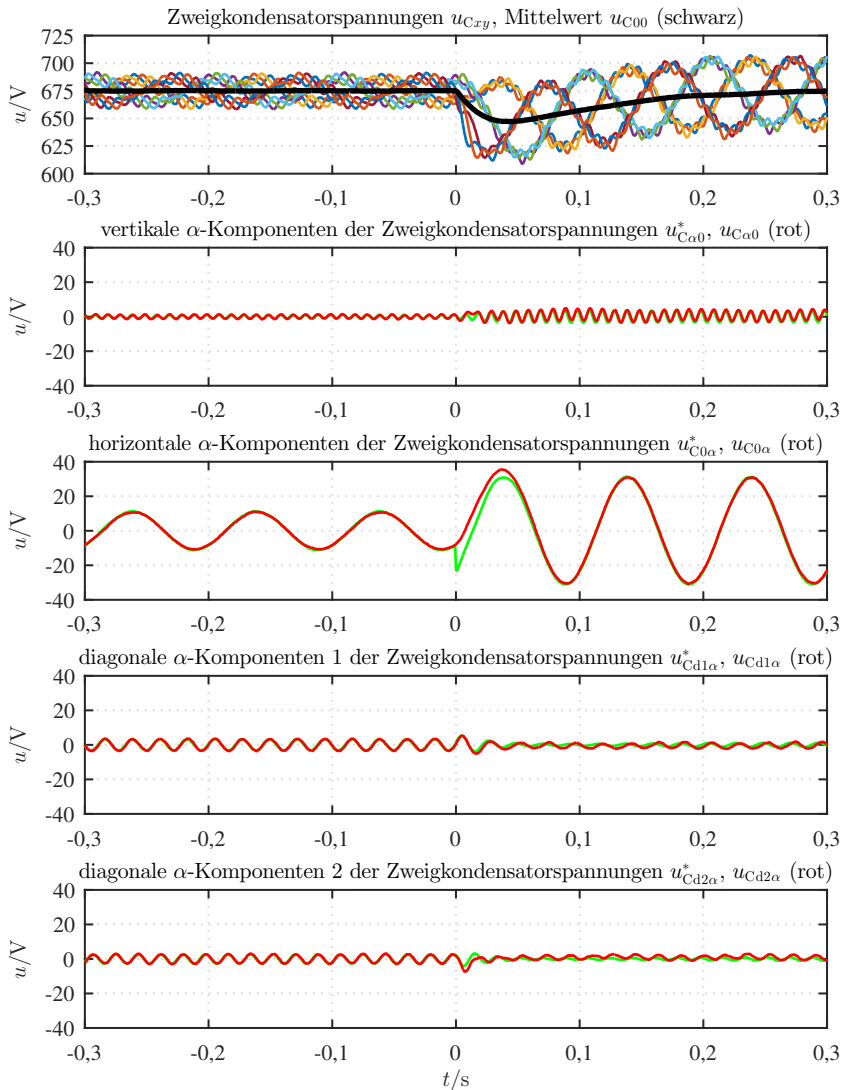


Abbildung 7.18: Zu Abbildung 7.17 gehörende Zeitverläufe der aus den Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ berechneten α -Komponenten aller vier Richtungen. In grün sind zusätzlich die gemäß Abschnitt 4.2.2 mit (3.52), (3.55), (3.58) und (3.59) und (3.19) - (3.22) berechneten Sollspannungsverläufe $u_{C\alpha 0}^*$, $u_{C0\alpha}^*$, $u_{Cd1\alpha}^*$ und $u_{Cd2\alpha}^*$ eingezeichnet.

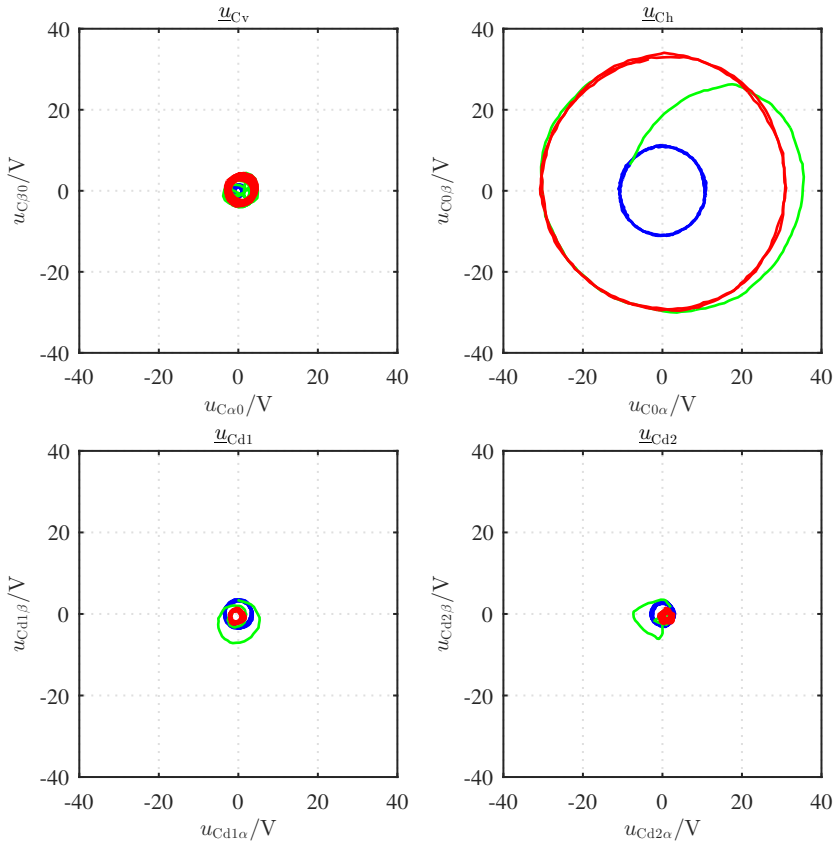


Abbildung 7.19: Zu den Abbildungen 7.17 und 7.18 gehörende Ortskurven des vertikalen Zweigkondensatorsspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + j u_{C\beta 0}$ (3.11), des horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + j u_{C0\beta}$ (3.12), und der diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + j u_{Cd1\beta}$ (3.13) und 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + j u_{Cd2\beta}$ (3.14). Blau: $t \leq 0$ s, grün: $0 \text{ s} < t \leq 0,1$ s, rot: $t > 0,1$ s.

ingezeichneten Ortskurven der vier Zweigkondensatorspannungsraumzeiger \underline{u}_{Cv} (3.11), \underline{u}_{Ch} (3.12), \underline{u}_{Cd1} (3.13) und \underline{u}_{Cd2} (3.14). Für Zeitpunkte $t \leq 0$ s bewegen sich die vier Raumzeiger auf den blau eingezeichneten Kreisbahnen. Nach dem Lastsprung und dem sich anschließenden in grün eingezeichneten Übergangsvorgang bewegen sich die Raumzeiger ab dem Zeitpunkt $t > 0,1$ s erneut auf Kreisbahnen, die hier in roter Farbe eingezeichnet wurden. Sowohl die blauen als auch die roten Kreisbahnen haben ihren Mittelpunkt näherungsweise im Ursprung, so dass ein symmetrischer quasistationärer Betrieb des M3Cs nachgewiesen ist.

Zusammenfassend kann daher gesagt werden, dass die in Abschnitt 4.2 vorgestellte Energie- und Symmetrieregung eine schnelle und sichere Ausregelung von Störgrößen ermöglicht. Die gewünschte Dynamik kann dabei anhand der Erfordernisse der jeweiligen Anwendung durch die Vorgabe der Dämpfungsfaktoren $a_E \geq 2$, $a_{Sv} \geq 2$, $a_{Sh} \geq 2$, $a_{Sd1} \geq 2$ und $a_{Sd2} \geq 2$ in den Reglerverstärkungen (4.24) und (4.29) - (4.32) gewählt werden [76]. Dabei kann zum Beispiel durch eine vergrößerte Dämpfung der Energieregung auf ein schwaches Netz Rücksicht genommen werden, so dass mögliche Lastsprünge auf der Ausgangsseite durch die Zweige des M3Cs gepuffert und somit nicht direkt an das speisende Netz durchgereicht werden.

7.5 Schlussfolgerungen zu den Messungen am M3C-Prototyp

Die in diesem Kapitel dargestellten Messergebnisse zeigen, dass das in Kapitel 4 vorgestellte kaskadierte Regelungskonzept einen sicheren und dynamischen Betrieb des M3Cs als Antriebsumrichter ermöglicht. Dabei sind beide Drehrichtungen und beliebige Ausgangskreisfrequenzen ω_a realisierbar, wobei die Leistungsfähigkeit des M3Cs für ähnliche Eingangs- und Ausgangskreisfrequenzen $|\omega_a| \approx \omega_e$ aufgrund der dort notwendigen Symmetrierung der Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ reduziert ist. Die Energie- und Symmetrieregung stellt dabei im gesamten Betriebsbereich sicher, dass die neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ auch nach sprunghaften Belastungsänderungen auf ihrem Sollwert zurückgeführt werden. Als Besonderheit kommt die für langsamlaufende Antriebe mit Nennkreisfrequenzen $|\omega_{a,N}| < \omega_e$ durch Messungen nachgewiesene Überlastfähigkeit des M3Cs hinzu, die auch unter Berücksichtigung aller Verluste zur Überwindung von erhöhten Losbrechmomenten ohne Überdimensionierung benutzt werden kann.

Zusätzlich werden aus den Messungen auch die Vorteile der in dieser Arbeit benutzten dreistufigen Transformation ersichtlich, welche eine getrennte Regelung und eine anschauliche Beschreibung der in den neun Zweigströmen i_{xy} und den neun Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ enthaltenden Komponenten erlaubt. Hinzu kommt eine mit einem Oszilloskop durchgeführte Messung, um die hohe Qualität der vom im Kapitel 6 vorgestellten M3C-Prototyp mit $N = 5$ Zellen pro Zweig erzeugten Eingangs- und Ausgangsspannungen nachzuweisen. Man sieht, dass beim M3C schon mit wenigen Zellen pro Zweig N ein netz- und maschinenfreundlicher Betrieb realisiert werden kann, ohne dass dazu weitere Filtermaßnahmen notwendig sind.

8

Zusammenfassung

In der vorliegenden Arbeit wird eine neuartige transformierte Netzwerk- und Zweigleistungsanalyse für den Modularen Multilevel Matrix Umrichter (M3C) vorgestellt und in ein universelles, ganzheitliches und von der Zellenzahl pro Zweig unabhängiges Regelungskonzept zur Speisung von Drehstrommaschinen umgesetzt. Hinzu kommt eine grundlegende Beschreibung der inhärent im M3C vorhandenen Überlastfähigkeit sowie ein experimenteller Nachweis der Leistungsfähigkeit des implementierten Regelungskonzepts mit einem selbst aufgebauten M3C-Laborprototypen mit fünf Zellen pro Zweig.

Ausgehend vom Stand der Technik werden zunächst die Struktur und die Komponenten des M3Cs und der dazugehörigen neun Umrichterzweige erklärt. Anschließend wird die im Rahmen der Arbeit entwickelte neuartige transformierte Netzwerk- und Zweigleistungsanalyse für den M3C vorgestellt und auf die Spannungen, die Ströme und die Leistungen in den neun Zweigen angewendet. Dadurch ergibt sich eine vollständig durchgängige Beschreibung aller Zweiggrößen des M3Cs durch jeweils vier Raumzeiger mit den dazugehörigen $\alpha\beta$ -Komponenten und einer Nullkomponente. Dies ermöglicht im Unterschied zu parallel entwickelten Konzepten anderer Wissenschaftler eine einfache und systematische Identifikation der zur Erzeugung von zusätzlichen Leistungskomponenten nutzbaren Spannungs- und Stromkomponenten, wodurch die in den Zweigen des M3Cs gespeicherten Energien in allen Betriebspunkten gezielt beeinflusst werden können. Hierdurch wird erstmals erreicht, dass der M3C als Antriebsumrichter mit beiden Drehrichtungen und beliebigen Ausgangsfrequen-

zen sicher betrieben werden kann, was insbesondere auch die singulären Punkte bei Ausgangsfrequenz Null und bei betragsmäßig gleichen Eingangs- und Ausgangsfrequenzen mit einschließt.

Die Erkenntnisse der Netzwerk- und Zweigleistungsanalyse werden anschließend kohärent in ein kaskadiertes Regelungskonzept und ein dazugehöriges Modulationsverfahren umgesetzt. Um die spätere Umsetzung in eine Hardware zur Signalverarbeitung zu vereinfachen, erfolgt bereits hier eine strikte Trennung der M3C-Regelung und der Zellauswahl zur Spannungsbildung, wodurch die Skalierbarkeit des M3Cs voll gewährleistet wird. Die Regelung selbst besteht aus einer unterlagerten Stromregelung, welche die $\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme, der Ausgangsströme und der inneren Ströme des M3Cs unabhängig voneinander einstellen kann. Die überlagerte Energie- und Symmetrieregulation basiert ebenfalls auf vier Raumzeigern und einer Nullkomponente und sorgt für eine Gleichverteilung der in den Kondensatoren der neun Zweige gespeicherten Energien. Hervorzuheben ist dabei die erstmals durchgängig implementierte Begrenzungsstrategie für die kaskadierte Regelung, welche aufgrund der Beschreibung aller Zweigspannungen und Zweigströme durch vier Raumzeiger und eine Nullkomponente eine einfache und flexible Aufteilung der Spannungs- und Stromgrenzen auf die einzelnen Regler erlaubt. Dies wird auch für die Nutzung und die einfache Implementierung der in dieser Arbeit erstmals grundlegend untersuchten Überlastfähigkeit des M3Cs benötigt. Durch eine betriebspunktabhängige Vorgabe des maximalen Ausgangsstroms werden Anfahr-drehmomente von bis zu 200 % des Nennmoments erreicht, ohne die Halbleiter des Umrichters wie bei konventionellen Topologien üblich überdimensionieren zu müssen.

Die experimentelle Untersuchung und Validierung des kaskadierten Regelungsverfahrens und der Überlastfähigkeit erfolgt mit einem selbst konzipierten und aufgebauten M3C-Laborprototypen mit fünf Zellen pro Zweig und einer Ausgangsleistung von 15 kW. Dieser verfügt über eine einzigartige modulare Hardware zur Signalverarbeitung, die aus einem digitalen Signalprozessor zur Berechnung der M3C-Regelung, einer programmierbaren Schaltlogik für das Modulationsverfahren und 45 Mikrocontrollern für die lokale Signalverarbeitung in den 45 Zellen besteht. Die durchgeführten Messungen zeigen, dass mit dem vorgestellten kaskadierten Regelungskonzept ein sicherer und dynamischer Betrieb des M3Cs als Antriebsumrichter erfolgreich in die Praxis umgesetzt werden kann. Dabei sind beliebige Ausgangsfrequenzen und beide Drehrichtungen der angeschlossenen Maschine möglich. Durch die Überlastfähigkeit werden dabei bei kleinen Drehzahlen sehr hohe Anfahr-drehmomente erreicht, die zu erheblich schnelleren Hochfahrvorgängen führen und zur Überwindung von Los-

brechmomenten benutzt werden können. Im Bereich ähnlicher Eingangs- und Ausgangsfrequenzen sorgt die Symmetrieregung für den Ausgleich der Kondensatorenergien in den neun Zweigen, so dass an diesen singulären Punkten trotz der zusätzlich erforderlichen inneren Ströme noch mehr als die Hälfte der nominalen Ausgangsleistung erreicht wird. Dadurch kann der Antrieb problemlos über diesen Punkt hinaus selbstständig hochgefahren werden, wodurch der M3C neben der Speisung von langsamlaufenden Antrieben mit hohen Drehmomentanforderungen auch vorteilhaft für schnelllaufende Antriebe mit quadratischer Drehmoment-Drehzahlcharakteristik eingesetzt werden kann.

A

Anhang

A.1 Symbolverzeichnis

Symbol	Beschreibung
u, i	Spannung, Strom
p, w	Leistung, Energie
S, P, Q	Schein-, Wirk- und Blindleistung
C, L, R	Kapazität, Induktivität, ohmscher Widerstand
t, T	Zeit, Periodendauer
ω, f	Kreisfrequenz, Frequenz
γ, φ	Phasenwinkel, Phasenverschiebung
N	Anzahl der Zellen pro Zweig, $N \in \{\mathbb{N} N \geq 1\}$
x	Nummer der Eingangsphase $x \in \{1, 2, 3\}$
y	Nummer der Ausgangsphase $y \in \{1, 2, 3\}$
xy	Zweignummer $x, y \in \{1, 2, 3\}$
z	Zellnummer im Zweig $z \in \{\mathbb{N} 1 \leq z \leq N\}$
xyz	Zellnummer im M3C $x, y \in \{1, 2, 3\}, z \in \{\mathbb{N} 1 \leq z \leq N\}$
k	Spannungsübersetzungsverhältnis
ξ	Leistungsfaktorverhältnis
v	Frequenzübersetzungsverhältnis
a	Aussteuergrad, Dämpfungsfaktor der Regler
Ψ	Flussverkettung
K	Verstärkung von Reglern
Akzente	Beschreibung
Δu	Differenz zwischen Minimum und Maximum
\tilde{u}	Wechselanteil einer Größe
\bar{u}	Gleichanteil bzw. zeitlicher Mittelwert einer Größe
\hat{U}	Amplitude einer Größe
$ u $	Betrag einer Größe
\underline{u}	Raumzeiger
u^*	Sollwert
u'	Ersatzgröße
u	Durch einen Transformator reduzierte Größe

Tabelle A.1: Allgemeine in dieser Arbeit verwendete Größen und Akzente.

Index	Beschreibung
Index x	Nummer der Eingangsphase $x \in \{1,2,3\}$
Index y	Nummer der Ausgangsphase $y \in \{1,2,3\}$
Index α	α -Komponente
Index β	β -Komponente
Index 0	Nullkomponente
Index d, q	Längs- bzw. Querkomponente einer Vektorgröße
Index k	Größe zur Entkopplung von dq-Komponenten
Index z	Zellnummer im Zweig $z \in \{\mathbb{N} 1 \leq z \leq N\}$
Index xy	Zweignummer $x, y \in \{1,2,3\}$
Index xyz	Zellnummer im M3C $x, y \in \{1,2,3\}, z \in \{\mathbb{N} 1 \leq z \leq N\}$
Index N	Nennwert, Nachstellzeit bei Reglern
Index n	normierte Größe
Index B	Bezugsgröße
Index eff	Effektivwert
Index \min, \max	Minimum bzw. Maximum einer Größe
Index vor	Vorsteuergröße
Index C	Kondensatorgröße
Index i	Größe zur Stromeinprägung, innere Größe
Index p	Größe zur Leistungserzeugung
Index e	der Eingangsseite des M3Cs zugeordnete Größe
Index L	dem Netz zugeordnete Größe
Index a	der Ausgangsseite des M3Cs zugeordnete Größe
Index $d1$	der Diagonalen 1 zugeordnete Größe
Index $d2$	der Diagonalen 2 zugeordnete Größe
Index h	der Horizontalen zugeordnete Größe
Index v	der Vertikalen zugeordnete Größe, Verluste
Index PWM	Größen der taktenden Zelle
Index ef	gleiche Frequenz
Index lf	niedrige Frequenz
Index $+, -$	positiv, negativ
Index $mech$	mechanische Größe
Index r	Rotorgöße
Index E, S	Energie-, Symmetrieregung
Index σ	kleine Größe
Index ers	Ersatzgröße

Tabelle A.2: In dieser Arbeit verwendete Indizes.

Symbol	Beschreibung
Größen des Ersatzschaltbilds des M3Cs	
u_{Lx}	Strangspannung des speisenden Netzes
i_{ex}	Strangstrom des speisenden Netzes
L_e	Induktivität der Netzdrossel
R_e	Ohmscher Widerstand der Netzdrossel und der Zuleitungen
u_{ay}	Ausgangsspannung (Strangspannung) des M3Cs
u_{iy}	innere Spannung der angeschlossenen Maschine
i_{ay}	Strangstrom der angeschlossenen Maschine
L_a	Induktivität der Maschine
R_a	Ohmscher Widerstand der Maschine
u_{xy}	vom Zweig xy erzeugte Zweigspannung
i_{xy}	Zweigstrom
L	Induktivität der Zweigdrossel
R	Ohmscher Ersatzwiderstand der Zweige
u_0	Nullkomponente
\mathbf{L}_z	Kopplungsmatrix der dreiphasigen z-Wicklungsdrossel
Größen der Zellen	
C_{xyz}	Zellkapazität der Zelle xyz
u_{Cxyz}	Zellkondensatorspannung der Zelle xyz
u_{xyz}	von der Zelle xyz erzeugte Zellspannung
i_{Cxyz}	Zellkondensatorstrom der Zelle xyz
a_{xyz}	Aussteuergrad der Zelle xyz
p_{xyz}	Zelleistung der Zelle xyz
Größen der Zweige	
C_{xy}	Zweigkapazität des Zweigs xy
u_{Cxy}	Zweigkondensatorspannung des Zweigs xy
p_{xy}	Zweigleistung des Zweigs xy
w_{xy}	Zweigenergie des Zweigs xy

Tabelle A.3: Größen des Ersatzschaltbilds des M3Cs und der dazugehörigen Zellen und Zweige.

Symbol	Beschreibung
Transformationsmatrizen	
$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$	Transformationsmatrix der $\alpha\beta 0$ -Transformation
$\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}^{-1}$	Rücktransformationsmatrix der $\alpha\beta 0$ -Transformation
\mathbf{C}_D	Transformationsmatrix der Diagonaltransformation
\mathbf{C}_D^{-1}	Rücktransformationsmatrix der Diagonaltransformation
Transformierte Komponenten von Netz und Maschine	
$u_{L\alpha}, u_{L\beta}$	$\alpha\beta$ -Komponenten der Netzspannungen
u_{L0}	Nullkomponente der Netzspannungen
$u_{a\alpha}, u_{a\beta}$	$\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsspannungen
$u_{i\alpha}, u_{i\beta}$	$\alpha\beta$ -Komponenten der inneren Spannungen
u_{i0}	Nullkomponente der inneren Spannungen
$i_{e\alpha}, i_{e\beta}$	$\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsströme
$i_{a\alpha}, i_{a\beta}$	$\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsströme
Transformierte Komponenten der Zweige des M3Cs	
$u_{\alpha 0}, u_{\beta 0}$	vertikale $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigspannungen
$u_{0\alpha}, u_{0\beta}$	horizontale $\alpha\beta$ -Komponenten der Zweigspannungen
$u_{d1\alpha}, u_{d1\beta}$	diagonale $\alpha\beta$ -Komponenten 1 der Zweigspannungen
$u_{d2\alpha}, u_{d2\beta}$	diagonale $\alpha\beta$ -Komponenten 2 der Zweigspannungen
u_{00}	Nullkomponente der Zweigspannungen
$i_{\alpha 0}, i_{\beta 0}$	$\alpha\beta$ -Komponenten der Eingangsstromanteile pro Zweig
$i_{0\alpha}, i_{0\beta}$	$\alpha\beta$ -Komponenten der Ausgangsstromanteile pro Zweig
$i_{d1\alpha}, i_{d1\beta}$	diagonale $\alpha\beta$ -Komponenten 1 der Zweigströme
$i_{d2\alpha}, i_{d2\beta}$	diagonale $\alpha\beta$ -Komponenten 2 der Zweigströme

Tabelle A.4: Transformierte Größen zur Analyse und Regelung des M3Cs.

Hinweis zur Indizierung der transformierten Komponenten: Durch die Anwendung der Transformationsmatrix $\mathbf{C}_{\alpha\beta 0}$ (2.17) werden die Indizes $x \in \{1,2,3\}$ oder $y \in \{1,2,3\}$ der Netz-, Zweig- oder Maschinengrößen durch α , β oder 0 ersetzt. Analog dazu werden durch die Anwendung der Diagonaltransformationsmatrix \mathbf{C}_D (2.38) die Indizes $\alpha\alpha$, $\alpha\beta$, $\beta\alpha$ und $\beta\beta$ durch die Indizes der diagonalen $\alpha\beta$ -Komponenten 1 $d1\alpha$, $d1\beta$ und die Indizes der diagonalen $\alpha\beta$ -Komponenten 2 $d2\alpha$, $d2\beta$ ersetzt.

Symbol	Beschreibung
Zeitkonstanten und Frequenzen	
T_A	Rechentzeit bzw. Taktperiode
f_{PWM}	Taktfrequenz der PWM
T_{σ_i}	kleine Zeitkonstante der Stromregelkreise
$T_{\sigma_i,ers}$	Ersatzzeitkonstante der geschlossenen Stromregelkreise
$T_{F,Sv}$	Filterzeitkonstante der vertikalen Symmetrieregung
$T_{F,Sh}$	Filterzeitkonstante der horizontalen Symmetrieregung
$T_{F,Sd1}$	Filterzeitkonstante der diagonalen Symmetrieregung 1
$T_{F,Sd2}$	Filterzeitkonstante der diagonalen Symmetrieregung 2
$T_{\sigma S,v}$	kleine Zeitkonstante der vertikalen Symmetrieregung
$T_{\sigma S,h}$	kleine Zeitkonstante der horizontalen Symmetrieregung
$T_{\sigma S,d1}$	kleine Zeitkonstante der diagonalen Symmetrieregung 1
$T_{\sigma S,d2}$	kleine Zeitkonstante der diagonalen Symmetrieregung 2
Reglerverstärkungen, Nachstellzeiten und Dämpfungsfaktoren	
$K_{P,ie}$	Proportionalverstärkung der Eingangsstromregelung
$T_{N,ie}$	Nachstellzeit der Eingangsstromregelung
$K_{P,id}$	Proportionalverstärkung der Diagonalstromregelung 1 und 2
$K_{P,ia}$	Proportionalverstärkung der Ausgangsstromregelung
$T_{N,ia}$	Nachstellzeit der Ausgangsstromregelung
$K_{P,E}$	Proportionalverstärkung der Energieregung
$T_{N,E}$	Nachstellzeit der Energieregung
a_E	Dämpfungsfaktor der Energieregung
$K_{P,Sv}$	Proportionalverstärkung der vertikalen Symmetrieregung
$T_{N,Sv}$	Nachstellzeit der vertikalen Symmetrieregung
a_{Sv}	Dämpfungsfaktor der vertikalen Symmetrieregung
$K_{P,Sh}$	Proportionalverstärkung der horizontalen Symmetrieregung
$T_{N,Sh}$	Nachstellzeit der horizontalen Symmetrieregung
a_{Sh}	Dämpfungsfaktor der horizontalen Symmetrieregung
$K_{P,Sd1}$	Proportionalverstärkung der diagonalen Symmetrieregung 1
$T_{N,Sd1}$	Nachstellzeit der diagonalen Symmetrieregung 1
a_{Sd1}	Dämpfungsfaktor der diagonalen Symmetrieregung 1
$K_{P,Sd2}$	Proportionalverstärkung der diagonalen Symmetrieregung 2
$T_{N,Sd2}$	Nachstellzeit der diagonalen Symmetrieregung 2
a_{Sd2}	Dämpfungsfaktor der diagonalen Symmetrieregung 2

Tabelle A.5: Parameter der Regelung des M3Cs.

A.2 Abbildungsverzeichnis

1.1	Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C) zur Speisung einer Drehstrommaschine. Die Zweige des Umrichters werden aus N wechsellspannungsseitig in Reihe geschalteten Zellen und einer Zweigdrossel L gebildet. Eine Zelle besteht aus einer Vollbrückenschaltung und einem Speicherkondensator C_{xyz}	2
1.2	Gleichspannungsseitige Kopplung von zwei Modularen Multilevel-Umrichtern (MMCs) zur Speisung einer Drehstrommaschine aus dem Drehspannungsnetz. Die Zweige des Umrichters werden aus N wechsellspannungsseitig in Reihe geschalteten Zellen und einer Zweigdrossel L gebildet. Eine Zelle besteht aus einer Halbbrückenschaltung und einem Speicherkondensator C_{xyz}	5
1.3	Hexverter dargestellt als reduzierter M3C [10]. Er entsteht aus dem M3C durch entfernen von drei Umrichterzweigen auf einer Diagonalen, vergleiche hierzu Abbildung 1.1. Die Zweige des Umrichters werden aus N wechsellspannungsseitig in Reihe geschalteten Zellen und einer Zweigdrossel L gebildet. Eine Zelle besteht aus einer Vollbrückenschaltung und einem Speicherkondensator C_{xyz}	7
1.4	Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C) ohne Zweigdrosseln zur Speisung einer Drehstrommaschine, wie er im Jahr 2001 von Al-Naseem und Erickson mit zwei Zellen pro Zweig für den Einsatz in Windkraftanlagen vorgestellt wurde [33].	9
1.5	Der Modulare Multilevel Matrix Umrichter (M3C) mit einer dreiphasigen z -Wicklungsdrossel pro Teilumrichter zur Speisung einer Drehstrommaschine [E12, E13].	11
1.6	Gliederung dieser Arbeit mit den dazugehörigen Kapitelnummern. Die Pfeile zeigen die wesentlichen Abhängigkeiten der einzelnen Kapitel.	13
2.1	Für die nachfolgenden Berechnungen benutzter Schaltplan des M3Cs mit dreiphasigen z -Wicklungsdrosseln L . In gestricheltem blau ist die Masche 11 eingezeichnet.	16
2.2	a) Schaltplan einer Zelle xyz mit optionalen Bypass-Schalter (grün hinterlegt), b) Streckenmodell der Zelle xyz	19
2.3	a) Streckenmodell eines Zweigs xy , b) Im Arbeitspunkt linearisiertes Streckenmodell eines Zweigs xy	23

- 2.4 a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}, i_{e\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Eingangsstromkomponenten $\underline{i}_e = i_{e\alpha} + j i_{e\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Eingangsströme i_{e1}, i_{e2}, i_{e3} , c) Verteilung der Eingangsströme i_{e1}, i_{e2} und i_{e3} auf die neun Zweigströme i_{xy} 31
- 2.5 a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}, i_{a\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Ausgangsstromkomponenten $\underline{i}_a = i_{a\alpha} + j i_{a\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Ausgangsströme i_{a1}, i_{a2}, i_{a3} , c) Verteilung der Ausgangsströme i_{a1}, i_{a2} und i_{a3} auf die neun Zweigströme i_{xy} 33
- 2.6 a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}, i_{d1\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Diagonalstromkomponenten 1 $\underline{i}_{d1} = i_{d1\alpha} + j i_{d1\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Diagonalströme $i_{d11}, i_{d12}, i_{d13}$, c) Verteilung der Diagonalströme $i_{d11}, i_{d12}, i_{d13}$ auf die neun Zweigströme i_{xy} 36
- 2.7 a) Ersatzschaltbilder des M3Cs für die Diagonalstromkomponenten 2 $i_{d2\alpha}, i_{d2\beta}$, b) Raumzeigerdarstellung der Diagonalstromkomponenten 2 $\underline{i}_{d2} = i_{d2\alpha} + j i_{d2\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die Diagonalströme $i_{d21}, i_{d22}, i_{d23}$, c) Verteilung der Diagonalströme $i_{d21}, i_{d22}, i_{d23}$ auf die neun Zweigströme i_{xy} 37
- 2.8 a) Ersatzschaltbild des M3Cs für die Nullkomponente u_0 , b) Bildung der Zweigspannungsnullkomponente u_{00} durch die neun Zweige des M3Cs 38
- 3.1 a) Vertikaler Leistungsraumzeiger $\underline{p}_v = p_{\alpha 0} + j p_{\beta 0}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die vertikalen Phasenleistungen p_{v1}, p_{v2} und p_{v3} , b) Verteilung des vertikalen Phasenleistungen p_{v1}, p_{v2} und p_{v3} auf die neun Zweige des M3Cs. 50
- 3.2 a) Horizontaler Leistungsraumzeiger $\underline{p}_h = p_{0\alpha} + j p_{0\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die horizontalen Phasenleistungen p_{h1}, p_{h2} und p_{h3} , b) Verteilung des horizontalen Phasenleistungen p_{h1}, p_{h2} und p_{h3} auf die neun Zweige des M3Cs. 50
- 3.3 a) Diagonaler Leistungsraumzeiger 1 $\underline{p}_{d1} = p_{d1\alpha} + j p_{d1\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die diagonalen Phasenleistungen 1 p_{d11}, p_{d12} und p_{d13} , b) Verteilung des diagonalen Phasenleistungen 1 p_{d11}, p_{d12} und p_{d13} auf die neun Zweige des M3Cs. 51

3.4	a) Diagonaler Leistungsraumzeiger $2 \underline{p}_{d2} = p_{d2\alpha} + jp_{d2\beta}$ mit der dazugehörigen Projektion auf die diagonalen Phasenleistungen $2 p_{d21}, p_{d22}$ und p_{d23} , b) Verteilung des diagonalen Phasenleistungen $2 p_{d21}, p_{d22}$ und p_{d23} auf die neun Zweige des M3Cs.	51
3.5	Gleichphasige Verteilung der Nullkomponente der Zweigleistung p_{00} auf die neun Zweige des M3Cs.	53
3.6	Beträge und Kreisfrequenzen der sechs auftretenden Leistungskomponenten bei Benutzung eines Diagonalstroms 1 mit der Kreisfrequenz $ \omega_e $ (Zeilen 4. bzw. 10 von Tabelle 3.2). Für die Verhältnisse der Spannungen und Kreisfrequenzen gilt hier beispielhaft: $\hat{U}_0 = 2\hat{U}_e/3, \omega_0 = 2\omega_e , \hat{U}_a = \hat{U}_e/3, \omega_a = \omega_e/3 $	83
3.7	a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur vertikalen Symmetrierung, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der vertikalen Symmetrierung beim Einsatz als Antriebsumrichter.	85
3.8	a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur horizontalen Symmetrierung, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der horizontalen Symmetrierung beim Einsatz als Antriebsumrichter.	86
3.9	a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur diagonalen Symmetrierung 1, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der diagonalen Symmetrierung 1 beim Einsatz als Antriebsumrichter.	87
3.10	a) Einsatzbereich der drei in Tabelle 3.2 eingetragenen Alternativen zur diagonalen Symmetrierung 2, b) Vorschlag zur gezielten Umschaltung der diagonalen Symmetrierung 2 beim Einsatz als Antriebsumrichter.	88
3.11	Beträge und Kreisfrequenzen der sechs auftretenden Leistungskomponenten bei Benutzung eines Diagonalstroms 1 und einer Nullkomponente mit der Kreisfrequenz $ \omega_0 $ (Zeile 9 von Tabelle 3.2). Für die Verhältnisse der Spannungen und Kreisfrequenzen gilt hier beispielhaft: $\hat{U}_0 = 2\hat{U}_e/3, \omega_0 = 2\omega_e , \hat{U}_a = \hat{U}_e/3, \omega_a = \omega_e/3 $	89
3.12	Beträge und Kreisfrequenzen der sechs auftretenden Leistungskomponenten bei Benutzung eines Diagonalstroms 1 und einer Nullkomponente mit der Kreisfrequenz $ \omega_0 = 0$ (Zeile 9 von Tabelle 3.2). Für die Verhältnisse der Spannungen und Kreisfrequenzen gilt hier beispielhaft: $\hat{U}_0 = 2\hat{U}_e/3, \omega_0 = 0, \hat{U}_a = \hat{U}_e/3, \omega_a = \omega_e/3 $	90

3.13	Reduktion des Energiehubs in Abhängigkeit des Ausgangskreisfrequenz ω_a : ef-: $\omega_a \approx -\omega_e$, lf±: $ \omega_a \ll \omega_e $, ef+: $\omega_a \approx +\omega_e$	91
4.1	Übersicht über die Regelung des M3Cs.	112
4.2	Regelung der Eingangsstromkomponenten $i_{e\alpha}$, $i_{e\beta}$ im am Netzspannungswinkel γ_e orientierten rotierenden dq-Koordinatensystem.	117
4.3	Regelung der Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}$, $i_{d1\beta}$ und 2 $i_{d2\alpha}$, $i_{d2\beta}$ im stationären $\alpha\beta$ -Koordinatensystem.	119
4.4	Rotorflussorientierte Regelung einer Asynchronmaschine bestehend aus einer überlagertern Fluss- und Drehzahlregelung und einer unterlagertern Regelung der Ausgangsstromkomponenten $i_{a\alpha}$, $i_{a\beta}$	121
4.5	Energieregulierung mit anschließender Berechnung des Wirkstromsollwerts i_{ed}^* . Zusätzlich wird der Blindstromsollwert i_{eq}^* aus dem Sollwert der Eingangsblindleistung Q_e berechnet.	127
4.6	a) Vertikale Symmetrieregulierung, b) Horizontale Symmetrieregulierung, c) Diagonale Symmetrieregulierung 1, d) Diagonale Symmetrieregulierung 2.	128
4.7	Berechnung der Sollwerte für die Diagonalstromkomponenten 1 $i_{d1\alpha}^*$, $i_{d1\beta}^*$ und 2 $i_{d2\alpha}^*$, $i_{d2\beta}^*$ und die Nullkomponente u_0^*	131
4.8	Auswahl der Zellen des Zweiges xy zur Bildung der gewünschten Zweigspannung u_{xy}^*	136
5.1	Betrieb einer Synchronmaschine mit konstanter Ausgangsstromamplitude $\hat{I}_{a,N,n}$ [E16], a) Zusammensetzung der Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,n}$, b) Zweigstromeffektivwert $I_{xy,eff,n}$, c) Zusammensetzung der Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy,n}$, d) Maximaler Energiehub ΔW_n	142
5.2	Betrieb einer Synchronmaschine mit konstanter maximaler Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max,n}$ [E16], a) Zusammensetzung der maximalen Zweigstromamplitude $\hat{I}_{xy,max,n}$, b) Zweigstromeffektivwert $I_{xy,eff,n}$, c) Zusammensetzung der Zweigspannungsamplitude $\hat{U}_{xy,n}$, d) Maximaler Energiehub ΔW_n	143

6.1	Hauptschaltplan des in Abbildung 6.2 gezeigten M3C-Laboraufbaus mit Belastungsumrichter und zwei Maschinensätzen bestehend aus jeweils einer Asynchronmaschine (ASM) und einer Gleichstrommaschine (GM).	150
6.2	M3C-Laboraufbau mit Belastungsumrichter und zwei Maschinensätzen.	151
6.3	a) M3C-Prototyp mit einer Nennleistung von $P_{a,N} = 15 \text{ kW}$, b) Zweigplatine mit $N = 5$ Zellen ausgeführt als Vollbrückenschaltung [E17]. Die Zellspannungsversorgung [1] und die dsPIC 30F3010 Mikrocontroller-Platinen sind als Aufsteckplatinen realisiert. c) Industriell gefertigte dreiphasige z-Wicklungs-drossel L	153
6.4	Prinzipschaltbild einer Zelle des in Abbildung 6.3 vorgestellten M3C-Prototyps.	155
6.5	Übersicht über die Signalverarbeitung des in Abbildung 6.3a) gezeigten M3C-Prototyps. In den Zellen werden Mikrocontroller (μC) vom Typ dsPIC 30F3010 von Microchip verwendet [D6].	156
6.6	Übersicht über die zeitliche Koordination der in Abbildung 6.5 vorgestellten Signalverarbeitung des M3C-Prototyps.	159
7.1	Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 1 bei Nenndrehzahl $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 16,2 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,79$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a \approx 23,6 \text{ Hz}$	166
7.2	Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 1 bei Nenndrehzahl $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 16,2 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,79$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a \approx 23,6 \text{ Hz}$	167
7.3	Zeitverläufe der neun transformierten Komponenten der Zweigkondensatorspannungen $u_{C,xy}$ beim quasistationären Betrieb des M3Cs gemäß der Abbildungen 7.1 und 7.2.	170
7.4	Zu Abbildung 7.3 gehörende Ortskurven des vertikalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + j u_{C\beta 0}$ (3.11), des horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + j u_{C0\beta}$ (3.12), und der diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + j u_{Cd1\beta}$ (3.13) und 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + j u_{Cd2\beta}$ (3.14).	171

- 7.5 Mit einem Oszilloskop gemessene Zeitverläufe der Zweigspannung u_{11} , der verketteten Eingangsspannung u'_{e12} und der verketteten Ausgangsspannung u_{a12} , vergleiche hierzu Abbildung 6.1. 172
- 7.6 Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Anfahrvorgang der Asynchronmaschine 1 von $n_N = 10 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Der drehmomentbildende Strom wird auf konstant $i_{aq} = 33 \text{ A}$ begrenzt, wodurch der maximale Zweigstrom $\hat{I}_{xy,max} \approx 24,5 \text{ A}$ am Ende des $t \approx 1,4 \text{ s}$ dauernden Beschleunigungsvorgangs erreicht wird. 174
- 7.7 Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Anfahrvorgang der Asynchronmaschine 1 von $n_N = 10 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Der maximale Zweigstrom wird auf $\hat{I}_{xy,max} = 25 \text{ A}$ begrenzt, wodurch der drehmomentbildende Strom auf maximal $i_{aq} = 48 \text{ A}$ ansteigt und den Beschleunigungsvorgang auf $t \approx 0,55 \text{ s}$ verkürzt. . 175
- 7.8 Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Anfahrvorgang der Asynchronmaschine 1 von $n_N = 10 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = 680 \text{ min}^{-1}$. Der maximale Zweigstrom wird auf $\hat{I}_{xy,max} = 25 \text{ A}$ begrenzt. Bis zur Drehzahl $n_N = 200 \text{ min}^{-1}$ wird ein erhöhtes Lastmoment $M_{L0} \approx 160 \text{ Nm}$ von der Gleichstrommaschine erzeugt. 178
- 7.9 Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 2 bei der Drehzahl $n = 1392 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 10,7 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,84$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a = 50 \text{ Hz}$ 182
- 7.10 Zeitverläufe charakteristischer Größen im quasistationären Betrieb des M3Cs zur Speisung der ASM 2 bei der Drehzahl $n = 1392 \text{ min}^{-1}$. Die Ausgangsscheinleistung beträgt $S_a = 10,7 \text{ kVA}$ bei einem Leistungsfaktor von $\cos(\varphi_a) = 0,84$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a = 50 \text{ Hz}$ 183
- 7.11 Zeitverläufe der neun transformierten Komponenten der Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} beim quasistationären Betrieb des M3Cs mit $\omega_a = \omega_e$ gemäß der Abbildungen 7.9 und 7.10. 184
- 7.12 Zu Abbildung 7.11 gehörende Ortskurven des vertikalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + ju_{C\beta 0}$ (3.11), des horizontalen Zweigkondensatorspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + ju_{C0\beta}$ (3.12), und der diagonalen Zweigkondensatorspannungsraumzeiger 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + ju_{Cd1\beta}$ (3.13) und 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + ju_{Cd2\beta}$ (3.14). 185

7.13	Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von der Drehzahl $n_N = 1100 \text{ min}^{-1}$ auf die Drehzahl $n_N = 1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = f_e = 50 \text{ Hz}$ durchfahren.	188
7.14	Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von der Drehzahl $n_N = 1100 \text{ min}^{-1}$ auf die Drehzahl $n_N = 1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = f_e = 50 \text{ Hz}$ durchfahren.	189
7.15	Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von $n_N = -1100 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = -1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit betragsmäßig identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = -f_e = -50 \text{ Hz}$ durchfahren.	192
7.16	Zeitverläufe charakteristischer Größen beim Hochfahrvorgang der Asynchronmaschine 2 von $n_N = -1100 \text{ min}^{-1}$ auf $n_N = -1650 \text{ min}^{-1}$. Zum Zeitpunkt $t \approx 0,57 \text{ s}$ wird der Punkt mit betragsmäßig identischer Eingangs- und Ausgangsfrequenz $f_a = -f_e = -50 \text{ Hz}$ durchfahren.	193
7.17	Betrieb des M3Cs mit einer ohmschen Last mit $R_a = 6,25 \Omega$ und einer Ausgangsfrequenz von $f_a = 5 \text{ Hz}$. Zum Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$ wird die Ausgangsspannungsamplitude von $\hat{U}_a = 150 \text{ V}$ auf $\hat{U}_a = 250 \text{ V}$ erhöht, wodurch die Ausgangsleistung von $P_a = 4,9 \text{ kW}$ auf $P_a 14,9 \text{ kW}$ ansteigt.	195
7.18	Zu Abbildung 7.17 gehörende Zeitverläufe der aus den Zweigkondensatorspannungen u_{Cxy} berechneten α -Komponenten aller vier Richtungen. In grün sind zusätzlich die gemäß Abschnitt 4.2.2 mit (3.52), (3.55), (3.58) und (3.59) und (3.19) - (3.22) berechneten Sollspannungsverläufe $u_{C\alpha 0}^*$, $u_{C0\alpha}^*$, $u_{Cd1\alpha}^*$ und $u_{Cd2\alpha}^*$ eingezeichnet.	197

7.19 Zu den Abbildungen 7.17 und 7.18 gehörende Ortskurven des vertikalen Zweigkondensatorsspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Cv} = u_{C\alpha 0} + j u_{C\beta 0}$ (3.11), des horizontalen Zweigkondensatorsspannungsraumzeigers $\underline{u}_{Ch} = u_{C0\alpha} + j u_{C0\beta}$ (3.12), und der diagonalen Zweigkondensatorsspannungsraumzeiger 1 $\underline{u}_{Cd1} = u_{Cd1\alpha} + j u_{Cd1\beta}$ (3.13) und 2 $\underline{u}_{Cd2} = u_{Cd2\alpha} + j u_{Cd2\beta}$ (3.14). Blau: $t \leq 0$ s, grün: $0 \text{ s} < t \leq 0,1 \text{ s}$, rot: $t > 0,1 \text{ s}$ 198

A.3 Tabellenverzeichnis

2.1	Die möglichen Schaltzustände einer als Vollbrücke ausgeführten Zelle.	20
3.1	Übersicht über die Beträge und Phasenwinkel der transformierten Komponenten der Zweigleistungen	63
3.2	Übersicht über die zur Wirkleistungserzeugung in den vier Richtungen einzustellenden Amplituden und Phasenwinkel für die Ströme und Spannungen aus Tabelle 3.1 ($\omega_e > 0$).	80
3.3	Kompensation der horizontalen Blindleistung mit dem Phasenwinkel $-(2\gamma_a + \varphi_a)$ (Zeile 4 Tabelle 3.1) für kleine Ausgangsfrequenzen $ \omega_a \ll \omega_e $ und einer positiven Eingangskreisfrequenz $\omega_e > 0$: Zeile 1: Methode vorgestellt von Kawamura et al. [50] für $\omega_a \geq 0$, Zeile 2: In dieser Arbeit vorgestellte Methode für negative Ausgangskreisfrequenzen $\omega_a \leq 0$.	93
3.4	Kompensation der diagonalen Blindleistungen 1 mit den Phasenwinkeln $\gamma_{pd11}^* = \gamma_a - \gamma_e - \varphi_e$ (Zeile 2 Tabelle 3.1) und $\gamma_{pd12}^* = \gamma_a + \varphi_a - \gamma_e$ (Zeile 3 Tabelle 3.1) für $\omega_a \approx \omega_e$: Zeile 1 und 2: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 2 [51], Zeile 3 und 4: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 1 und der Nullkomponente [E14].	97
3.5	Kompensation der diagonalen Blindleistungen 2 mit den Phasenwinkeln $\gamma_{pd21}^* = \gamma_a + \gamma_e + \varphi_e$ (Zeile 2 Tabelle 3.1) und $\gamma_{pd22}^* = \gamma_a + \varphi_a + \gamma_e$ (Zeile 3 Tabelle 3.1) für $\omega_a \approx -\omega_e$: Zeile 1 und 2: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 1 [E14], Zeile 3 und 4: Methode unter Nutzung der Diagonalströme 2 und der Nullkomponente [E14].	103
5.1	Wahl der normierten Größen für die in den Abbildungen 5.1 und 5.2 dargestellte Speisung einer elektrisch erregten Synchronmaschine durch den M3C. Als Bezugsgrößen dienen die Spannungsamplitude \hat{U}_B , die Stromamplitude \hat{I}_B und die Kreisfrequenz ω_B	141
6.1	Technische Daten der verwendeten Asynchronmaschinen (ASM) 1 und 2. Die mit * markierten Werte von ASM 1 ergeben sich bei der Speisung mit reduzierter Spannung durch den M3C.	151
6.2	Technische Daten des in Abbildung 6.3a) dargestellten M3C-Prototyps.	152

A.1 Allgemeine in dieser Arbeit verwendete Größen und Akzente.	206
A.2 In dieser Arbeit verwendete Indizes.	207
A.3 Größen des Ersatzschaltbilds des M3Cs und der dazugehörigen Zellen und Zweige.	208
A.4 Transformierte Größen zur Analyse und Regelung des M3Cs.	209
A.5 Parameter der Regelung des M3Cs.	210

A.4 Literatur

Quellen mit eigenen Beiträgen

- [E1] J. KOLB, F. KAMMERER und M. BRAUN. „Modulare Multilevelumrichter für Antriebssysteme - Chancen und Herausforderungen“. In: *SPS/IPC/DRIVES 2011, Kongress, Elektrische Automatisierung, Nürnberg* (2011).
- [E2] J. KOLB, F. KAMMERER und M. BRAUN. „Operating performance of Modular Multilevel Converters in drive applications“. In: *PCIM Europe, Nuremberg, Germany* (2012).
- [E3] J. KOLB, F. KAMMERER, M. GOMMERINGER und M. BRAUN. „Innovative Konzepte und Anwendungen von Modulare Multilevelumrichtern in zukünftigen Energiesystemen“. In: *Impulse für die Zukunft der Energie : Wissenschaftliche Beiträge des KIT zur 2. Jahrestagung des KIT-Zentrums Energie. Doktorandensymposium, 13.06.2013*. 2013, S. 45–50.
- [E4] J. KOLB, F. KAMMERER, M. GOMMERINGER und M. BRAUN. „Anwendungspotentiale von Modulare Multilevelumrichtern in innovativen Antriebssystemen“. In: *VDE/VDI Fachtagung Antriebssysteme 2013, Nürtingen, ETG-Fachbericht Nr. 138*. 2013.
- [E5] J. KOLB, F. KAMMERER und M. BRAUN. „A novel control scheme for low frequency operation of the Modular Multilevel Converter“. In: *PCIM Europe, Nuremberg* (Mai 2011).
- [E6] J. KOLB, F. KAMMERER und M. BRAUN. „Straight forward vector control of the Modular Multilevel Converter for feeding three-phase machines over their complete frequency range“. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2011, S. 1596–1601.
- [E7] J. KOLB, F. KAMMERER, M. GOMMERINGER und M. BRAUN. „Cascaded Control System of the Modular Multilevel Converter for Feeding Variable-Speed Drives“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 30.1 (Jan. 2015), S. 349–357. ISSN: 0885-8993.
- [E8] J. KOLB, F. KAMMERER und M. BRAUN. „Dimensioning and design of a Modular Multilevel Converter for drive applications“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*. 2012, LS1a-1.1-1–LS1a-1.1-8.

- [E9] J. KOLB, F. KAMMERER, P. GRABHERR, M. GOMMERINGER und M. BRAUN. „Boosting the Efficiency of Low Voltage Modular Multilevel Converters beyond 99%“. In: *PCIM Europe 2013, 14-16 May 2013, Nuremberg, Germany*. 2013.
- [E10] J. KOLB, F. KAMMERER, A. SCHMITT, M. GOMMERINGER und M. BRAUN. „The Modular Multilevel Converter as Universal High-Precision 3AC Voltage Source for Power Hardware-in-the-Loop Systems“. In: *PCIM Europe 2014, Nuremberg, Germany*. 2014.
- [E11] M. GOMMERINGER, F. KAMMERER, J. KOLB und M. BRAUN. „Novel DC-AC Converter Topology for Multilevel Battery Energy Storage Systems“. In: *PCIM Europe 2013, 14-16 May 2013, Nuremberg, Germany*. 2013.
- [E12] F. KAMMERER, J. KOLB und M. BRAUN. „A novel cascaded vector control scheme for the Modular Multilevel Matrix Converter“. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Nov. 2011, S. 1097–1102.
- [E13] F. KAMMERER, J. KOLB und M. BRAUN. „Optimization of the passive components of the Modular Multilevel Matrix Converter for Drive Applications“. In: *PCIM Europe, Nuremberg, Germany* (2012).
- [E14] 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“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*. Aug. 2014, S. 1–10.
- [E15] F. KAMMERER, J. KOLB und M. BRAUN. „Fully decoupled current control and energy balancing of the Modular Multilevel Matrix Converter“. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*. Sep. 2012, LS2a.3–1–LS2a.3–8.
- [E16] F. KAMMERER, M. GOMMERINGER, J. KOLB und M. BRAUN. „Overload Capability of the Modular Multilevel Matrix Converter for Feeding High Torque Low Speed Drives“. In: *Proceedings of PCIM South America, Sao Paulo, Brasil*. Bd. 1. Okt. 2014, S. 20–27.
- [E17] F. KAMMERER, D. BRÄCKLE, M. GOMMERINGER, M. SCHNARRENBARGER und M. BRAUN. „Operating Performance of the Modular Multilevel Matrix Converter in Drive Applications“. In: *PCIM Europe, Nuremberg, Germany* (2015).

- [E18] F. KAMMERER, M. GOMMERINGER, J. KOLB und M. BRAUN. „Benefits of Operating Doubly Fed Induction Generators by Modular Multilevel Matrix Converters“. In: *PCIM Europe, Nuremberg, Germany* (2013).
- [E19] F. KAMMERER, J. KOLB, M. GOMMERINGER und M. BRAUN. „Modularer Multilevel Matrix Umrichter für flexible und hocheffiziente Generatorsysteme“. In: *Impulse für die Zukunft der Energie : Wissenschaftliche Beiträge des KIT zur 2. Jahrestagung des KIT-Zentrums Energie. Doktorandensymposium, 13.06.2013*. 2013, S. 39–44.

Die Beiträge [E1–E10] behandeln den Modularen Multilevel-Umrichter (MMC) und seine Eigenschaften. Die Anbindung von Batteriespeichern an Modulare Multilevel-Umrichter wird in [E11] gezeigt. Die Beiträge [E12–E19] behandeln den Modularen Multilevel Matrix Umrichter (M3C) und dienen als Basis für diese Arbeit.

Betreute studentische Arbeiten im Rahmen der Dissertation

- [S1] M. BRODATZKI. „Simulation des Modularen Multilevel-Matrix-Umrichter (MMM) als Antriebsumrichter“. Bachelorarbeit. 2011.
- [S2] C. NEUSS. „Simulation der doppelt gespeisten Asynchronmaschine mit Modularen Multilevel-Matrix-Umrichter“. Bachelorarbeit. 2012.
- [S3] C. BERGER. „Aufbau und Inbetriebnahme einer Zelle für den Modularen Multilevel-Matrix-Umrichter (M3C)“. Studienarbeit. 2012.
- [S4] Y. DING. „Entwicklung einer Zellensteuerung für MMCs mit LWL-Kommunikation“. Bachelorarbeit. 2012.
- [S5] D. BRÄCKLE. „Aufbau und Inbetriebnahme eines STATCOM auf Basis modularer Multilevelumrichter“. Bachelorarbeit. 2012.
- [S6] D. BRÄCKLE. „Inbetriebnahme und Programmierung einer modellbasierten Regelung für den Modularen Multilevel Matrix Umrichter“. Masterarbeit. 2014.

Die aufgeführten studentischen Arbeiten wurden im Rahmen des Forschungsprojekts am Elektrotechnischen Institut (ETI) des Karlsruher Instituts für Technologie (KIT) betreut.

Datenblätter und Applikationshinweise

- [D1] *Technische Information IGBT-Module FS75R12KT4-B15*. Infineon. www.infineon.com, 2013.
- [D2] *TMS320VC33 DIGITAL SIGNAL PROCESSOR*. Texas Instruments. <http://www.ti.com>, 2004.
- [D3] *OptiMOS 3 Power-Transistor IPP110N20N3 Data Sheet*. Infineon. www.infineon.com, 2011.
- [D4] *HCPL-3180 2.5 Amp Output Current, High Speed, Gate Drive Opto-coupler*. Avago Technologies. www.avagotech.com, 2009.
- [D5] *Aluminum Electrolytic Capacitors/ UQ*. Panasonic. <http://industrial.panasonic.com>, 2013.
- [D6] *dsPIC30F3010/3011 Data Sheet*. Microchip. [www.Microchip.com](http://www.microchip.com), 2008.
- [D7] *HFBR-0500Z Series Versatile Link, The Versatile Fiber Optic Connection, Data Sheet*. Avago Technologies. www.avagotech.com, 2014.
- [D8] *Current Transducer LAH 50-P*. LEM. [www.Lem.com](http://www.lem.com), 2013.
- [D9] *12-BIT, 4 ANALOG INPUT, 6 MSPS, SIMULTANEOUS SAMPLING ANALOG-TO-DIGITAL CONVERTERS*. Texas Instruments. <http://www.ti.com>, 2003.
- [D10] *TMS320C6748TM Fixed- and Floating-Point DSP*. Texas Instruments. <http://www.ti.com>, 2014.
- [D11] *Cyclone III Device Handbook*. Altera. www.altera.com, 2012.
- [D12] *Cyclone Device Handbook, Volume 1*. Altera. www.altera.com, 2008.
- [D13] *HFBR-RXXYYYYZ Series (POF) HFBR-EXXYYYYZ Series (POF) Plastic Optical Fiber Cable and Accessories for Versatile Link Data Sheet*. Avago Technologies. www.avagotech.com, 2015.
- [D14] *Drehgeber*. DR. JOHANNES HEIDENHEIN GmbH. www.heidenhain.de, 2014.

Fremdliteratur

- [1] J. KOLB. „Optimale Betriebsführung des Modulare Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen“. Zugl.: Karlsruhe, KIT, Diss., 2013. Diss. Karlsruhe, 2014. ISBN: 978-3-7315-0183-1.
- [2] R. MARQUARDT, A. LESNICAR und J. HILDINGER. „Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen“. In: *ETG-Fachbericht: Bauelemente der Leistungselektronik und ihre Anwendungen*. Bd. 88. 2002, S. 155–162.
- [3] M. GLINKA und R. MARQUARDT. „A new AC/AC-multilevel converter family applied to a single-phase converter“. In: *Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on*. Bd. 1. Nov. 2003, 16–23 Vol.1.
- [4] M. GLINKA und R. MARQUARDT. „A new AC/AC multilevel converter family“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 52.3 (Juni 2005), S. 662–669. ISSN: 0278-0046.
- [5] H. AKAGI. „Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (MMCC)“. In: *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*. Juni 2010, S. 508–515.
- [6] M. PEREZ, S. BERNET, J. RODRIGUEZ, S. KOURO und R. LIZANA. „Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters“. In: *Power Electronics, IEEE Transactions on* 30.1 (Jan. 2015), S. 4–17. ISSN: 0885-8993.
- [7] S. ALLEBROD, R. HAMERSKI und R. MARQUARDT. „New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission“. In: *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*. Juni 2008, S. 174–179.
- [8] H.-J. KNAAK. „Modular multilevel converters and HVDC/FACTS: A success story“. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. Aug. 2011, S. 1–6.
- [9] L. BARUSCHKA und A. MERTENS. „A new 3-phase direct modular multilevel converter“. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. Aug. 2011, S. 1–10.

-
- [10] D. KARWATZKI, M. von HOFEN, L. BARUSCHKA und A. MERTENS. „Operation of Modular Multilevel Matrix Converters with Failed Branches“. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Okt. 2014.
- [11] P. MÜNCH. „Konzeption und Entwurf integrierter Regelungen für modulare Multilevel-Umrichter“. Zugl.: Kaiserslautern, Techn. Univ., Diss., 2011 Integrierte Regelung von modularen Multilevel-Umrichtern. Diss. Berlin, 2011. ISBN: 978-3-8325-2903-1; 3-8325-2903-9.
- [12] M. DOMMASCHK. „Modularer Multilevelstromrichter für Anwendungen in der Hochspannungsgleichstromübertragung“. Zugl.: Chemnitz, Techn. Univ., Diss., 2013. Diss. Göttingen, 2013. ISBN: 978-3-95404-517-4.
- [13] M. HILLER, D. KRUG, R. SOMMER und S. ROHNER. „A new highly modular medium voltage converter topology for industrial drive applications“. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. Sep. 2009, S. 1–10.
- [14] M. HAGIWARA, K. NISHIMURA und H. AKAGI. „A modular multilevel PWM inverter for medium-voltage motor drives“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. Sep. 2009, S. 2557–2564.
- [15] S. ROHNER. „Untersuchung des Modularen Mehrpunktstromrichters M2C für Mittelspannungsanwendungen“. Diss. Dresden, Techn. Univ., Fak. Elektrotechnik und Informationstechnik, 2011.
- [16] A. KORN, M. WINKELNKEMPER und P. STEIMER. „Low output frequency operation of the Modular Multi-Level Converter“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*. Sep. 2010, S. 3993–3997.
- [17] M. SPICHAERTZ, V. STAUDT und A. STEIMEL. „Analysis of the module-voltage fluctuations of the Modular Multilevel Converter at variable speed drive applications“. In: *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 13th International Conference on*. Mai 2012, S. 751–758.
- [18] M. HAGIWARA, I. HASEGAWA und H. AKAGI. „Start-Up and Low-Speed Operation of an Electric Motor Driven by a Modular Multilevel Cascade Inverter“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 49.4 (Juli 2013), S. 1556–1565. ISSN: 0093-9994.

- [19] A. ANTONOPOULOS, L. ANGQUIST, S. NORRGA, K. ILVES, L. HARNEFORS und H.-P. NEE. „Modular Multilevel Converter AC Motor Drives With Constant Torque From Zero to Nominal Speed“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 50.3 (Mai 2014), S. 1982–1993. ISSN: 0093-9994.
- [20] A. NABAE, I. TAKAHASHI und H. AKAGI. „A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* IA-17.5 (Sep. 1981), S. 518–523. ISSN: 0093-9994.
- [21] *SINAMICS SM120 Cabinet Modules - Superior performance for industrial power regeneration*. Siemens AG, Industry Sector, Drive Technologies. P.O. Box 4848, 90026 Nürnberg, Mai 2013.
- [22] L. BARUSCHKA und A. MERTENS. „Comparison of Cascaded H-Bridge and Modular Multilevel Converters for BESS application“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. Sep. 2011, S. 909–916.
- [23] L. BARUSCHKA und A. MERTENS. „A new 3-phase AC/AC modular multilevel converter with six branches in hexagonal configuration“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*. Sep. 2011, S. 4005–4012.
- [24] L. BARUSCHKA und A. MERTENS. „A New Three-Phase AC/AC Modular Multilevel Converter With Six Branches in Hexagonal Configuration“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 49.3 (Mai 2013), S. 1400–1410. ISSN: 0093-9994.
- [25] L. BARUSCHKA. „Untersuchung des modularen Direktumrichters "Hexverter"“. Diss. Univ., Diss.–Hannover, 2013, XI, 162 S.
- [26] M. von HOFEN, L. BARUSCHKA, D. KARWATZKI und A. MERTENS. „Comparison of modular multilevel converters for the grid connection of large-scale wind turbines“. In: *The 12th International Workshop on Large-Scale Integration of Wind Power into Power Systems as well as on Transmission Networks for Offshore Wind Power Plants, London*. 2013.
- [27] D. KARWATZKI, L. BARUSCHKA, M. von HOFEN und A. MERTENS. „Branch energy control for the modular multilevel direct converter Hexverter“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. Sep. 2014, S. 1613–1622.

- [28] L. BARUSCHKA, D. KARWATZKI, M. von HOFEN und A. MERTENS. „Low-speed drive operation of the modular multilevel converter Hexverter down to zero frequency“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. Sep. 2014, S. 5407–5414.
- [29] D. KARWATZKI, L. BARUSCHKA, M. von HOFEN und A. MERTENS. „Optimised operation mode for the Hexverter topology based on adjacent compensating power“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. Sep. 2014, S. 5399–5406.
- [30] S.-I. HAMASAKI, K. OKAMURA und M. TSUJI. „Control of Modular Multilevel Converter based on bridge cells for 3-phase AC/AC converter“. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on*. Okt. 2013, S. 1532–1537.
- [31] S.-I. HAMASAKI, K. OKAMURA, T. TSUBAKIDANI und M. TSUJI. „Control of hexagonal Modular Multilevel Converter for 3-phase BTB system“. In: *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*. Mai 2014, S. 3674–3679.
- [32] D. KARWATZKI, L. BARUSCHKA, J. KUCKA, M. von HOFEN und A. MERTENS. „Improved hexverter topology with magnetically coupled branch inductors“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014 16th European Conference on*. Aug. 2014, S. 1–10.
- [33] R. ERICKSON und O. AL-NASEEM. „A new family of matrix converters“. In: *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE*. Bd. 2. 2001, 1515–1520 vol.2.
- [34] S. ANGKITITRAKUL und R. ERICKSON. „Control and implementation of a new modular matrix converter“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*. Bd. 2. 2004, 813–819 vol.2.
- [35] S. ANGKITITRAKUL und R. ERICKSON. „Capacitor voltage balancing control for a modular matrix converter“. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*. März 2006, 7 pp.
- [36] R. ERICKSON, S. ANGKITITRAKUL und K. ALMAZEEDI. „A New Family of Multilevel Matrix Converters for Wind Power Applications: Final Report“. In: *National Renewable Energy Laboratory Subcontract Report NRE/SR-500-40051* (Dez. 2006).

- [37] Y. MIURA, T. MIZUTANI, M. ITO und T. ISE. „Modular multilevel matrix converter for low frequency AC transmission“. In: *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2013 IEEE 10th International Conference on*. 2013, S. 1079–1084.
- [38] Y. MIURA, T. MIZUTANI, M. ITO und T. ISE. „A novel space vector control with capacitor voltage balancing for a multilevel modular matrix converter“. In: *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*. 2013, S. 442–448.
- [39] Y. MIURA, K. INUBUSHI, M. ITO und T. ISE. „Multilevel Modular Matrix Converter for High Voltage Applications - Control, Design and Experimental Characteristics“. In: *IECON 2014 - 40th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Okt. 2014.
- [40] Y. MIURA, K. INUBUSHI, T. YOSHIDA, T. FUJIKAWA und T. ISE. „Zero sequence voltage suppression control with capacitor voltage balancing for a modular multilevel matrix converter“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'15-ECCE Europe), 2015 17th European Conference on*. Sep. 2015, S. 1–10.
- [41] Y. MIURA, K. INUBUSHI, T. YOSHIDA, T. FUJIKAWA und T. ISE. „Operation of Modular Matrix Converter under Close Input and Output Frequency by Voltage Space Vector Modulation“. In: *IECON 2015 - 41th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Nov. 2015.
- [42] Y. LI, L. XU und Y. LI. „Control of the Cascaded H-bridge Multilevel Matrix Converter“. In: *PCIM Europe 2014; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*. Mai 2014, S. 1–7.
- [43] Y. LI, L. XU und Y. LI. „Control strategy of the modular Multilevel Matrix Converter“. In: *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*. Aug. 2014, S. 1–5.
- [44] Y. LI, L. XU und Y. LI. „A novel modulation with voltage balancing control for a modular matrix converter“. In: *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on*. Okt. 2014, S. 2483–2489.
- [45] C. OATES. „A methodology for developing 'Chainlink' converters“. In: *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. Sep. 2009, S. 1–10.

-
- [46] C. OATES und G. MONDAL. „DC circulating current for capacitor voltage balancing in modular multilevel matrix converter“. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. Aug. 2011, S. 1–7.
- [47] D. C. LUDOIS, J. K. REED und G. VENKATARAMANAN. „Hierarchical Control of Bridge-of-Bridge Multilevel Power Converters“. In: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 57.8 (Aug. 2010), S. 2679 – 2690. ISSN: 0278-0046.
- [48] A. KORN, M. WINKELNKEMPER, P. STEIMER und J. KOLAR. „Direct modular multi-level converter for gearless low-speed drives“. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. Aug. 2011, S. 1–7.
- [49] S. SCHOENING, P. STEIMER und J. KOLAR. „Braking chopper solutions for Modular Multilevel Converters“. In: *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. Aug. 2011, S. 1–10.
- [50] W. KAWAMURA und H. AKAGI. „Control of the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) for motor drives“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*. Sep. 2012, S. 3506–3513.
- [51] 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)“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. Sep. 2013, S. 4014–4021.
- [52] W. KAWAMURA, M. HAGIWARA und H. AKAGI. „Control and Experiment of a Modular Multilevel Cascade Converter Based on Triple-Star Bridge Cells (MMCC-TSBC)“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* PP.99 (2014), S. 1–1. ISSN: 0093-9994.
- [53] W. KAWAMURA, M. HAGIWARA und H. AKAGI. „Experimental verification of a modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge-cells (MMCC-TSBC) for motor drives“. In: *Future Energy Electronics Conference (IFEEC), 2013 1st International*. Nov. 2013, S. 454–459.

- [54] W. KAWAMURA, K.-L. CHEN, M. HAGIWARA und H. AKAGI. „A low-speed, high-torque motor drive using the modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (MMCC-TSBC)“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. Sep. 2014, S. 1631–1638.
- [55] W. KAWAMURA, M. HAGIWARA und H. AKAGI. „Control and experiment of a 380-V, 15-kW motor drive using modular multilevel cascade converter based on triple-star bridge cells (MMCC-TSBC)“. In: *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*. Mai 2014, S. 3742–3749.
- [56] W. KAWAMURA, 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)“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* PP.99 (2015), S. 1–1. ISSN: 0093-9994.
- [57] W. KAWAMURA, Y. CHIBA, M. HAGIWARA und H. AKAGI. „Experimental verification of TSBC-based electrical drives when the motor frequency is passing through, or equal to, the supply frequency“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015 IEEE*. Sep. 2015, S. 5490–5497.
- [58] Y. OKAZAKI, W. KAWAMURA, M. HAGIWARA, H. AKAGI, T. ISHIDA, M. TSUKAKOSHI und R. NAKAMURA. „Which is More Suitable for MMCC-Based Medium-Voltage Motor Drives, a DSCC Inverter or a TSBC Converter?“ In: *9th International Conference on Power Electronics – ECCE Asia (ICPE 2015-ECCE Asia)*. 2015.
- [59] D. ARANCIBIA, M. PEREZ und J. RODRIGUEZ. „Decoupled control of a three-phase to three-phase modular multilevel matrix converter“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE*. 2013, S. 404–408.
- [60] Y. HAYASHI, T. TAKESHITA, M. MUNESHIMA und Y. TADANO. „Independent control of input current and output voltage for Modular Matrix Converter“. In: *Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE*. Nov. 2013, S. 888–893.
- [61] T. NAKAMORI, M. A. SAYED, Y. HAYASHI, T. TAKESHITA, S. HAMADA und K. HIRAO. „Independent control of input current, load and capacitor voltage balancing for a modular matrix converter“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. Sep. 2014, S. 3408–3415.

- [62] T. NAKAMORI, M. SAYED, Y. HAYASHI, T. TAKESHITA, S. HAMA-DA und K HIRAO. „Independent Control of Input Current, Load and Capacitor Voltage Balancing for a Modular Matrix Converter“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* PP.99 (2015), S. 1–1. ISSN: 0093-9994.
- [63] L. HUANG, X. YANG, B. ZHANG, L. QIAO, H. LI und M. TIAN. „Hierarchical model predictive control of modular multilevel matrix converter for low frequency AC transmission“. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia), 2015 9th International Conference on*. Juni 2015, S. 927–933.
- [64] A. MORA, M. ESPINOZA, M. DIAZ und R. CARDENAS. „Model Predictive Control of Modular Multilevel Matrix Converter“. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2015 IEEE 24th International Symposium on*. Juni 2015, S. 1074–1079.
- [65] K. ILVES, L. BESSEGATO und S. NORRGA. „Comparison of cascaded multilevel converter topologies for AC/AC conversion“. In: *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*. Mai 2014, S. 1087–1094.
- [66] D. KARWATZKI, L. BARUSCHKA, J. KUCKA und A. MERTENS. „Current Control and Branch Energy Balancing of the Modular Multilevel Matrix Converter“. In: *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. Sep. 2015, S. 1–8.
- [67] Y. WAN, S. LIU und J. JIANG. „Integrated Current-Energy Modeling and Control for Modular Multilevel Matrix Converter“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'15-ECCE Europe), 2015 17th European Conference on*. Sep. 2015, S. 1–10.
- [68] M. CARRASCO, F. MANCILLA-DAVID, G. VENKATARAMANAN und J. REED. „Low frequency HVac transmission to increase power transfer capacity“. In: *T D Conference and Exposition, 2014 IEEE PES*. Apr. 2014, S. 1–5.
- [69] W. FISCHER, R. BRAUN und I. ERLICH. „Low frequency high voltage offshore grid for transmission of renewable power“. In: *Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Europe), 2012 3rd IEEE PES International Conference and Exhibition on*. Okt. 2012, S. 1–6.

- [70] J. KUCKA, D. KAWATZKI und A. MERTENS. „Optimised Operating Range of Modular Multilevel Converters for AC/AC Conversion with Failed Modules“. In: *Power Electronics and Applications (EPE'15-ECCE Europe)*, 2015 17th European Conference on. Sep. 2015, S. 1–10.
- [71] M. DIAZ, R. CARDENAS, B. MAURICIO ESPINOZA, A. MORA und F. ROJAS. „A novel LVRT control strategy for Modular Multilevel Matrix Converter based high-power Wind Energy Conversion Systems“. In: *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, 2015 Tenth International Conference on. März 2015, S. 1–11.
- [72] P. HAMMOND. „A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 33.1 (Jan. 1997), S. 202–208. ISSN: 0093-9994.
- [73] R. OSMAN. „A medium-voltage drive utilizing series-cell multilevel topology for outstanding power quality“. In: *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*. Bd. 4. 1999, 2662–2669 vol.4.
- [74] H. SPÄTH. *Leistungsbegriffe für Ein- und Mehrphasensysteme nach DIN 40110-1 und DIN 40110-2*. VDE-Schriftenreihe Normen verständlich Band 103. Berlin: VDE-Verl., 2000. ISBN: 3-8007-2499-5.
- [75] G. MERZIGER, Hrsg. *Formeln + Hilfen zur höheren Mathematik*. 4. Aufl. Binomi Verlag, 2001.
- [76] D. SCHRÖDER, Hrsg. *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. Berlin, Heidelberg, 2009.
- [77] F. BECKER, A. SCHERER, J. WEIGOLD und M. BRAUN. „A simple indirect voltage sensing method for line-connected inverters“. In: *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*. Sep. 2007, S. 1–7.
- [78] M. BRAUN. *Regelung elektrischer Antriebe*. Skriptum zur Vorlesung "Regelung elektrischer Antriebe". 2015.
- [79] T. GEMASSMER. „Effiziente und dynamische Drehmomenteinprägung in hoch ausgenutzten Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten“. Zugl.: Karlsruhe, KIT, Diss., 2015. Diss. Karlsruhe, 2015. ISBN: 978-3-7315-0366-8.

-
- [80] J. RICHTER, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER. „Predictive current control of saturated cross-coupled permanent magnet synchronous machines“. In: *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014 International Symposium on*. Juni 2014, S. 830–835.
- [81] J. RICHTER, T. LANNERT, T. GEMASSMER und M. DOPPELBAUER. „Mitigation of Current Harmonics in Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Machines with Nonlinear Magnetics“. In: *PCIM Europe 2015; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management; Proceedings of*. Mai 2015, S. 1–8.
- [82] S. BERNET. *Selbstgeführte Stromrichter am Gleichspannungszwischenkreis: Funktion, Modulation und Regelung*. Springer Berlin Heidelberg, 2012. ISBN: 9783540688617.
- [83] J. RODRIGUEZ, J. PONTT, P. NEWMAN, R. MUSALEM, H. MIRANDA, L. MORAN und G. ALZAMORA. „Technical evaluation and practical experience of high-power grinding mill drives in mining applications“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 41.3 (Mai 2005), S. 866–874. ISSN: 0093-9994.
- [84] V. GUERRERO und J. PONTT. „Oscillatory torque caused by dead time in the current control of high power gearless mills“. In: *IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Nov. 2011, S. 1966–1970.
- [85] M. GRIGGS und G. HARTZO. „Overload for ASD Applications-how much is required?“. In: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 42.4 (Juli 2006), S. 890–899. ISSN: 0093-9994.
- [86] A. SCHMITT, M. GOMMERINGER, J. KOLB und M. BRAUN. „A High Current, High Frequency Modular Multiphase Multilevel Converter for Power Hardware-in-the-Loop Emulation“. In: *PCIM Europe 2014, Nuremberg, Germany*. 2014.