

Beiträge aus der Elektrotechnik

Hendrik Fehr

**Beiträge zur Modulation, Modellbildung
und Energieregulierung von modularen
Mehrpunktstromrichtern (M2C)**

 VOGT

Dresden 2019

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

Bibliographic Information published by the Deutsche Nationalbibliothek
The Deutsche Nationalbibliothek lists this publication in the Deutsche
Nationalbibliografie; detailed bibliographic data are available on the
Internet at <http://dnb.dnb.de>.

Zugl.: Dresden, Techn. Univ., Diss., 2018

Die vorliegende Arbeit stimmt mit dem Original der Dissertation
„Beiträge zur Modulation, Modellbildung und Energieregulierung von
modularen Mehrpunktstromrichtern (M2C)“ von Hendrik Fehr überein.

© Jörg Vogt Verlag 2019
Alle Rechte vorbehalten. All rights reserved.

Gesetzt vom Autor

ISBN 978-3-95947-037-7

Jörg Vogt Verlag
Niederwaldstr. 36
01277 Dresden
Germany

Phone: +49-(0)351-31403921
Telefax: +49-(0)351-31403918
e-mail: info@vogtverlag.de
Internet : www.vogtverlag.de

Technische Universität Dresden

Beiträge zur Modulation, Modellbildung
und Energieregulation von modularen
Mehrpunktstromrichtern (M2C)

Hendrik Fehr

von der Fakultät Elektrotechnik und Informationstechnik
der Technischen Universität Dresden
zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktoringenieurs

(Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

Vorsitzender	Prof. Dr.-Ing. habil. Uwe Marschner Technische Universität Dresden
1. Gutachter	Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet Technische Universität Dresden
2. Gutachter	Prof. Dr.-Ing. Michael Braun Karlsruher Institut für Technologie (KIT)
Weiteres Mitglied	Prof. Dr.-Ing. habil. Dipl.-Math. Klaus Röbenack Technische Universität Dresden

Tag der Einreichung 03.01.2018
Tag der Verteidigung 23.08.2018

Danksagung

Die Ergebnisse dieser Arbeit entstanden während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter an der Professur Leistungselektronik der Technischen Universität Dresden.

Bedanken möchte ich mich bei Prof. Dr.-Ing. Steffen Bernet für die Aufgabenstellung, die Förderung, die eingeräumte Freiheit und das geschenkte Vertrauen bei der Erstellung der Arbeit; bei Dr.-Ing. Albrecht Gensior für die vielen gewinnbringenden und richtungsgebenden Fragen und Hinweise in den unzähligen, meist länger gewordenen, Konsultationen. Mein Dank gilt Prof. Dr.-Ing. Michael Braun vom Karlsruher Institut für Technologie für sein Interesse an der Arbeit und die Übernahme des Gutachtens. Vielen Dank an Prof. Dr.-Ing. habil. Dipl.-Math. Klaus Röbenack für die Beteiligung am Rigorosum und der Disputation.

Ich möchte allen Danken, die im Rahmen von studentischen Abschlussarbeiten oder als Kollegen an der Professur Leistungselektronik zur Verwirklichung der Modellanlage beigetragen haben. Besonderer Dank gilt dabei Felix Steiner für die FPGA-Implementierung; Torsten Pirke für die Anbindung des 3L-NPCs; Marcus Müller für die SPS-Umsetzung; Markus Meißner für die Komparator-Baugruppe; Tobias Barth für die Erstellung eines Testadapters.

Robert Wolf danke ich für die vielen erhellenden und unterhaltsamen Gespräche, in unseren gemeinsamen Mittagszeiten.

Meinem Vater Wolfgang Fehr danke ich für die schnelle und gründliche Durchsicht des Manuskripts nach Schreibfehlern.

Meiner Freundin Sarah Weiss bin ich zu untergebenstem Dank verpflichtet für die viele mir selbstlos ermöglichte Zeit und die unzähligen Stunden, die es oft länger gedauert hat als geplant – vielen Dank, Sarah, für diese unschätzbare Unterstützung!

Kassel, Ostern 2019

Kurzfassung

Gegenstand der Arbeit sind die Modulation, die Modellbildung und die Energiesymmetrierung von modularen Mehrpunktstromrichtern sowie der Aufbau einer Niederspannungs-Modellanlage zum Test von Regelungsverfahren.

Die entwickelten Modulationsalgorithmen zeichnen sich durch niedrige Schaltfrequenz, geringe Spannungsunsymmetrie der Submodulspannungen, schnelle Berechnung und verbesserte eingepreiste Spannungen aus – dank einer dynamisch bevorzugten versetzten Taktung. Zur Klassifizierung von Modulationsverfahren wird hier die Unterscheidung von *später* und *früher Submodulwahl* vorgeschlagen. Der vertiefend betrachtete Fall niedriger Submodulzahlen ($n < 20$) erfordert Verfahren mit früher Submodulwahl, von diesen werden im weiteren fünf Algorithmen entwickelt, implementiert und experimentell erprobt. Eines der entwickelten Modulationsverfahren nutzt den Freiheitsgrad, der durch Aufteilung der Schaltflanken auf zwei Submodule entsteht, zur Verbesserung der eingepreisten Spannung. Die dabei durchgeführte Analyse unsymmetrischer Submodulspannungen erlaubt die sichere Ausnutzung dieses Freiheitsgrads im gesamten Betriebsbereich auch für andere Modulationsverfahren.

Ein bei der Modellbildung der Zweigenenergien neu eingenommener Standpunkt führt auf ein Stromrichtermodell, in welchem der Laststrom die Rolle eines zeitabhängigen Parameters annimmt. Das gestattet die getrennte Betrachtung von Stromrichter und Last, was sich vor allem bei der späteren (algebraischen) Parametrierung der Systemgrößen für die planungsbasierte Energieregulation auszahlt.

Das Symmetrierungsproblem der Energieregulation wird mit Hilfe des zuvor hergeleiteten Energiemodells aufgegriffen. Im Unterschied zu bekannten Verfahren werden die Fehlerverstärkungen der Energiefehler-Rückführung unter Berücksichtigung der Kopplungen eingestellt, welche durch gemeinsame Nutzung des Kreisstroms entstehen, was die 10-Prozent-Abklingzeit der Energiefehler um 67 % verringert. Für den Fall ohne Aussteuerung der Gleichtaktspannung konnte außerdem die zeitvariante Fehlerdynamik der Energiefehler-Rückführung in eine zeitinvariante Darstellung transformiert werden und erlaubt damit erstmals globale

Stabilitätsaussagen und eine effiziente Optimierung der Polkonstellation.

Eine neuartige planungsbasierte Energieregulierung verbessert die Symmetrierung mit Hilfe einer Vorsteuerung, die schon während der Überführungen zu neuen Arbeitsregimes eine Verringerung der Kondensatorspannungsschwankungen erreicht. Der Aufwand der Steuerungsberechnung konnte deutlich reduziert werden, und zwar zum einen durch Aufnahme der vertikalen Energiedifferenz in die vorgegebenen Energien, und zum anderen durch die Konstruktion von Überführungen, deren Parameter vorteilhaft voneinander unabhängige Rollen einnehmen. Bei dieser Aufgabe erlaubt das hergeleitete Stromrichtermodell die bequeme Vorgabe von vier der sechs Stromrichterenergien, sodass nur zwei durch Integration bestimmt werden brauchen, was der bisher niedrigsten bekannten Ordnung für dieses Problem entspricht. Die entwickelte Steuerung reduziert die Kondensatorspannungsschwankungen und entlastet die Energiefehler-Rückführung von der Überführungsaufgabe, wie die für die Messung durchgeführte Implementierung zeigt.

Ein Parametervergleich der aufgebauten Modellanlage mit typischen Mittelspannungs-M2Cs belegt die besonders gute Nachbildung der für die Energieregulierung relevanten Verhältnisse im Vergleich zu anderen Modellanlagen.

Abstract

The thesis deals with the modulation, the modeling and the energy balancing of modular multilevel converters as well as the construction of a low-voltage test bench for the experimental evaluation.

The proposed modulation algorithms offer low switching frequency, small cell voltage imbalance, fast calculation, and improved injected voltages thanks to the idea of *inherited polarity*. In order to classify modular multilevel converter modulation schemes a distinction between *early* and *late* cell selection is proposed. The further investigation focuses on modulation for a small number of cells per arm ($n < 20$) for which early selection is advantageous. Five such methods are developed, implemented and tested experimentally on a test bench. The injected voltage was improved by exploiting a degree of freedom that arises when the positive and negative edges are assigned to two cells instead of one cell. A corresponding analysis of the inherent deviations between the cell voltages enables reliable exploitation of the degree of freedom without endangering correct termination of the algorithm.

The proposed arm energy modeling results in a converter model that incorporates the load current as time varying parameter and enables a beneficial separation of converter model and load model that eases trajectory planning for both.

The energy balancing problem of modular multilevel converters is tackled by means of the derived arm energy model. In comparison to known approaches, the tuning scheme takes into account the coupling caused by the different circulating current frequency components and reduces the 10%-decay-time by 67%. In case of zero common mode voltage a transformation of the time-variant error dynamics of the energy balancing feedback into a time-invariant form enables global stability proof and efficient eigenvalue optimization.

A novel energy balancing approach based on trajectory planning and feed-forward circulating current enables a balanced operation even during transfers between operating regimes. In contrast to the classic approach of specifying circulating current components and common-mode voltage, four out of six (transformed) arm energies are specified in order to identify

balanced transfers between operating regimes. The calculation cost for obtaining consistent energy references has been reduced by specifying candidate trajectories even for the vertical difference energy, and by using candidate trajectories whose parameters are responsible for independent tasks. Thus, only two energies remain that need to be determined via integration during the planning procedure. This is the lowest known order of the system to be integrated. As a benefit of this approach, no balancing error remains, i.e. the task of the balancing feedback is reduced to compensating parameter uncertainties and disturbances. The proposed energy references improve the cell voltage balance and relieves the feedback based energy balancing from the large signal transfer task.

The LC -circuit of the cell capacitors and the arm inductor of the low-voltage test bench features a similar resonant frequency as reported for typical medium-voltage designs as a survey of other low-voltage test benches reveal.

Inhaltsverzeichnis

I	Untersuchungen zum M2C	1
1	Einleitung	3
2	Modulationsverfahren	13
2.1	Einleitung	13
2.2	Modulationsverfahren der Modellanlage	23
2.2.1	Eigenschaften der Modulation der Modellanlage	23
2.2.2	Algorithmus 1	25
2.2.3	Algorithmus 2	28
2.2.4	Algorithmus 3	32
2.2.5	Algorithmus 4	34
2.2.6	Besonderheiten bei Modulation mit zwei taktenden Modulen	39
2.2.7	Algorithmus 5	44
2.3	Vergleich der Algorithmen	47
2.3.1	Schaltfrequenz	50
2.3.2	Symmetrierung	54
2.3.3	Eingeprägte Spannung	55
2.3.4	Spektrum der Gleich- und Wechselspannung	58
2.3.5	Rechenzeit	61
2.4	Zusammenfassung	61
3	Modellbildung	63
3.1	Modellierung der Submodule und deren Reihenschaltung	63
3.2	Simulationsmodell zur Berücksichtigung eines unsymmetrischen Aufbaus	69
3.3	Modellbildung für den Regelungsentwurf	77
3.3.1	Anwendung von Ersatzsubmodulen für den Regelungsentwurf	77
3.3.2	Überblick zum weiteren Vorgehen	79
3.3.3	Vereinfachungen bei symmetrischem Aufbau	83

3.3.4	Dreiphasige und einphasige Betrachtung mittels Stromquellenlast	84
3.3.5	Transformation in Summe und Differenzen . . .	87
3.3.6	Transformation in Energien	89
3.3.7	Energiegrößen für die dreiphasige Schaltung . . .	95
3.4	Stationäre Lösungen der dreiphasigen Schaltung	101
3.4.1	Kreisstromfreier Betrieb ohne Gleichtaktspannung	101
3.4.2	Kreisstromfreier Betrieb mit <i>triplen harmonic injection</i>	102
3.4.3	Betrieb mit zweiter Harmonischer im Kreisstrom	104
3.4.4	Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie	107
3.4.5	Vergleich zweier Kreisstromformen zur Reduktion der Spannungsschwankung	111
3.5	Zusammenfassung der Eigenschaften des Modells und der Herleitung	113
4	Beiträge zur Regelung eines M2Cs	115
4.1	Überblick über Symmetrierungslösungen	116
4.2	Rückführung der Energiefehler auf den Kreisstrom . . .	118
4.2.1	Fehlerdynamik	118
4.2.2	Einstellung der Fehlerverstärkungen bei vernachlässigter Kopplung	120
4.2.3	Simulation der Fehlerdynamik und des gesamten Stromrichters	125
4.2.4	Einstellung der Fehlerverstärkungen anhand von Eigenwerten	131
4.2.5	Einstellung der Fehlerverstärkungen bei Aussteuerung der Gleichtaktspannung	138
4.2.6	Anpassung der Einstellungen an veränderte Parameter	143
4.2.7	Zusammenfassung der untersuchten Einstellungen	145
4.3	Planungsbasierte Optimierung der Symmetrierung . . .	147
4.3.1	Grundidee	147
4.3.2	Berechnung der Systemgrößen	150
4.3.3	Trajektorienplanung für die Last	155
4.3.4	Trajektorienplanung für den M2C	157
4.3.5	Berechnung des verbleibenden Parameters	164
4.3.6	Verbesserung des Verlaufs der Gleichtaktspannung	169

4.3.7	Messergebnisse	172
4.3.8	Zusammenfassung	183
5	Zusammenfassung des ersten Teils	185
II	Modellanlage mit M2C	189
6	Eigenschaften der Modellanlage	191
6.1	Besonderheiten beim Test von Regelungsverfahren . . .	191
6.2	Schutzfunktionen	194
6.3	Dimensionierung der Komponenten	198
6.3.1	Berechnung des Energiehubs der Kondensatoren	198
6.3.2	Einfluss der Induktivität der Zweigdrossel	206
6.3.3	Dimensionierung der Zweigdrossel	212
6.3.4	Abschätzung und Simulation der ohmschen Verluste und der Halbleiterverluste	215
6.3.5	Verluste der Submodulkondensatoren	223
6.3.6	Entwärmung der Leistungshalbleiter	224
6.3.7	Berechnung der mindestens notwendigen Gleichspannung	229
6.3.8	Berechnung der maximal bereitzustellenden Zweig- spannung	237
6.4	Vergleich von Modellanlagen mit Mittelspannungs-M2Cs	240
7	Zusammenfassung des zweiten Teils	245

Abbildungsverzeichnis

1.1	M2C Topologie	4
1.2	Vollbrücken Submodul	5
1.3	Ideale Spannungsbildung am Beispiel einer M2C-Phase .	5
1.4	Reale Spannungsbildung am Beispiel einer M2C-Phase .	6
1.5	Maschen eines dreiphasigen M2Cs	8
2.1	Struktur der Signalverarbeitung	14
2.2	Beispielverläufe einer PSC-PWM.	15
2.3	Blockschaltbild zur Regelung der Submodulspannungen ohne Sortierverfahren	16
2.4	Modulation mit später und früher Submodul-Auswahl .	17
2.5	Blockdiagramm zur Berechnung von n_i	19
2.6	Beispielverlauf der eingepprägten Zweigspannung	20
2.7	Verschiebung der Trägersignale zwischen den Zweigen .	22
2.8	Symmetrische PWM mit einem taktenden Modul	24
2.9	Symmetrische PWM mit zwei taktenden Modulen	25
2.10	Beispielverlauf und Gatterschaltung der Pulsweitenmodu- lation eines Submoduls	26
2.11	Eingepprägte Spannung und Schalterstellungen bei A 1 .	29
2.12	Eingepprägte Spannung und Schalterstellungen bei A 2 .	31
2.13	Eingepprägte Spannung und Schalterstellungen bei A 3 .	33
2.14	Eingepprägte Spannung und Schalterstellungen bei A 4 .	36
2.15	eingepprägte Spannung von zwei taktenden Modulen . . .	37
2.16	Tastverhältnisse und Summenspannung bei A 4	38
2.17	Stellbereiche bei Modulation mit zwei Modulen	40
2.18	Zulässige Begrenzungen der Tastverhältnisse	41
2.19	Dynamische Grenzen der Tastverhältnisse bei Algorithmus 5	45
2.20	Eingepprägte Spannung und Schalterstellungen bei A 5 .	45
2.21	Tastverhältnisse und Summenspannung bei A 5	46
2.22	Messergebnisse der Modulationsalgorithmen bei 50 Hz .	48
2.23	Messergebnisse der Modulationsalgorithmen bei 100 Hz .	49
2.24	Schaltfrequenzanteil durch die Änderung von n_{base}	51
2.25	Wahrscheinlichkeitsnetz der Schaltfrequenzen	53

2.26	Dichtefunktionen der mittleren Schaltfrequenz	54
2.27	Spannungsbänder der Modulationsalgorithmen	56
2.28	Simulation des Spannungsfehlers der eingepprägten Spannung	58
2.29	Amplitudenspektren der Gleichspannungs- und der Wechselspannungsseite	60
3.1	Berücksichtigung eines unsymmetrischen Aufbaus	64
3.2	Vereinfachte Berücksichtigung der Spannungsabfälle über Diode und IGBT	66
3.3	Reihenschaltung von n Submodulen und Ersatzsubmodul	68
3.4	Simulationsergebnisse zweier Zweigdrossel-Konfigurationen	76
3.5	Ersatzschaltungen der Modelle für Ströme und Spannungen	79
3.6	Fehler des vereinfachten Modells der Kondensatorspannung	81
3.7	Blockdiagramm eines Energiemodells	82
3.8	Netzwerk eines dreiphasigen M2Cs mit symmetrischem Aufbau	83
3.9	Netzwerk eines dreiphasigen M2Cs mit Stromquellenlast	85
3.10	Netzwerk einer Phase mit Stromquellenlast	86
3.11	Blockdiagramm des einphasigen Energiemodells	92
3.12	Darstellung der Lastinduktivität durch L'_z und M'_z	93
3.13	Stationäre kreisstromfreie Lösung ohne Gleichtaktspannung	103
3.14	Stationäre kreisstromfreie Lösung mit Gleichtaktspannung	105
3.15	Stationäre Lösung mit reduzierter Spannungsschwankung	108
3.16	Stationäre Lösung mit reduzierter Spannungsschwankung	110
3.17	Vergleich dreier stationärer Lösungen	112
4.1	Blockdiagramm bei Rückführung des Kreisstroms	121
4.2	Vereinfachtes Blockdiagramm bei Rückführung des Kreisstroms	122
4.3	Blockdiagramme zur Modellierung der Zweigenergie	125
4.4	Simulation eines Lastsprungs	128
4.5	Vergleich der Fehlerdynamik mit vollständiger Simulation	129
4.6	Ortskurven der Eigenwerte von \mathbf{A}_2	135
4.7	Abklingen der Energiefehler bei optimierter Einstellung	137
4.8	Lösungen des Fehlersystems bei zwei Einstellungen	139
4.9	Optimierte Fehlerverstärkungen der Rückführung (4.3)	142
4.10	Auswirkung der Phasenverschiebung auf das Optimierungsergebnis	143
4.11	Simulation eines Lastsprungs (optimiert)	144

4.12 Verstärkungen in Abhängigkeit des Modulationsgrades	146
4.13 Verläufe der Hilfsfunktionen für die Planung	157
4.14 Überführung ohne Symmetrierung (Energien)	163
4.15 Überführung ohne Symmetrierung (Zweiggrößen)	165
4.16 Überführung mit Symmetrierung (Energien)	167
4.17 Überführung mit Symmetrierung (Zweiggrößen)	168
4.18 Überführung mit verbesserter Gleichtaktspannung (Energien)	170
4.19 Überführung mit verbesserter Gleichtaktspannung (Zweiggrößen)	171
4.20 Blockdiagramm einer Energieregulierung mit Trajektorienplanung	173
4.21 Blockdiagramm eines M2Cs mit Stromreglern	174
4.22 Für die Messung geplante Trajektorien	175
4.23 Messung der Zweiggrößen ohne optimierte Trajektorienplanung ($F = 0$)	177
4.24 Messung der Energien ohne optimierte Trajektorienplanung ($F = 0$)	178
4.25 Messung der Zweiggrößen bei optimierter Trajektorienplanung ($F = 1$)	179
4.26 Messung der Energien bei optimierter Trajektorienplanung ($F = 1$)	181
4.27 Messungen des Kreisstroms und der Gleichtaktspannung für $F \in \{0, 1\}$	182
6.1 Einpolige Darstellung der Modellanlage	193
6.2 Fehlerstrompfad eines niederohmigen Fehlers R_F, L_F auf der Gleichspannungsseite eines M2Cs	196
6.3 Ersatznetzwerk bei Vernachlässigung der Zweigdrosseln	200
6.4 Wahl der minimalen äquivalenten Submodulspannung	201
6.5 Zeitverläufe des Wechselanteils w'_{z1} der Zweigenergie	204
6.6 Energiehub der Zweigenergie für $A = 0$ und $A = 1$	205
6.7 Vergleich der Zweig- Kondensator- und Drosselenergie	209
6.8 Ersatznetzwerk mit Berücksichtigung der Zweigdrosseln	210
6.9 Submodulspannungen zweier Ersatznetzwerke im Vergleich	210
6.10 Schwingkreis aus Zweigdrosseln und Submodulkondensatoren	214
6.11 Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von n_{ON}	214
6.12 Ersatzschaltung zur Berechnung der Durchlassverluste	216

6.13	Gemeinsame Ersatzkennlinie von Diode und IGBT . . .	217
6.14	Näherung von $\frac{1}{4} \int_0^{2\pi} x + \cos \vartheta d\vartheta$	218
6.15	Gemessene Schaltverlustenergien eines Submoduls . . .	220
6.16	Durchlass- und Schaltverluste im kreisstromfreien Betrieb	221
6.17	Ohmsche Verluste der Zweigdrossel	223
6.18	Wärmenetz eines Doppelsubmodules	224
6.19	Simulationsergebnisse der Sperrschichttemperaturen A 1	226
6.20	Simulationsergebnisse der Sperrschichttemperaturen A 4	227
6.21	Sperrschichttemperaturen von T2 und D2 bei A 1 und A 4	228
6.22	Vergleich der Schaltverluste von A 1 und A 4	228
6.23	Komponenten der Spannungsabfälle	230
6.24	Eingeprägte Zweigspannung bei unterschiedlichen Gleich- taktspannungen	234
6.25	Mindestwerte der Gleichspannung in Abhängigkeit der Phasenverschiebung	236
6.26	Maximalwerte der Zweigspannung	239
6.27	Messung der Resonanzfrequenz einer Phase.	241
6.28	Verhältnis der Schaltfrequenz zur Resonanzfrequenz . .	243

Tabellenverzeichnis

2.1	Werte von u_{base} und u_{PWM} bei Algorithmus 4	35
2.2	Erwartungswert und Standardabweichung der mittleren Schaltfrequenzen	55
2.3	Bezogene Effektivwerte des Wechselanteils des Gleichstroms	59
2.4	Rechenzeiten der Modulationsalgorithmen	61
3.1	Ausgangsspannung eines Submoduls bei Berücksichtigung der Spannungsabfälle über Diode und IGBT	66
3.2	Transformation der Zweigenergien	98
3.3	Transformation der Zweigströme	99
3.4	Zahlenwerte für Abb. 3.13 bis 3.16	102
4.1	Fehlerverstärkungen der Rückführung (4.3).	124
4.2	Vergleich der ermittelten Fehlerverstärkungen	141
6.1	Externe Ursachen, die zu Fehlern in einem M2C führen können	195
6.2	Ausgangsstrom und Schwankungsbreite der Kondensatorspannung der Modellanlage	212
6.3	Resonanzfrequenz in Abhängigkeit von n	215
6.4	Mindestens benötigte Gleichspannungen	236
6.5	Vergleich der Resonanzfrequenzen verschiedener Dimensionierungen	242

Abkürzungen

EMR	<i>energetic macroscopic representation</i> [11]
FPGA	<i>field programmable gate array</i>
HGÜ	Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung
IGBT	<i>insulated-gate bipolar transistor</i>
M2C	<i>modular multilevel converter</i>
MOSFET	<i>metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>
NLC	<i>nearest level control</i>
SOA	<i>safe operating area</i>
SPS	Speicherprogrammierbare Steuerung
PWM	Pulsweitenmodulation
PSC-PWM	<i>phase-shifted carrier pulse width modulation</i>

Symbole und Notation

Um ein durchgängiges Lesen zu ermöglichen, wird die Bedeutung der verwendeten Symbole im Laufe des Textes bei den jeweiligen Formeln diskutiert. Die hier gegebene Erklärung der wichtigsten Symbole dient daher vornehmlich der Ergänzung und weniger der erschöpfenden Erläuterung.

Allgemeines Auf die explizite Angabe der Zeitabhängigkeit von Variablen wird in der Regel verzichtet, um eine kompakte Notation zu erhalten und die Anzahl umgeborener Gleichungen zu reduzieren. Matrizen werden als fette Großbuchstaben dargestellt, wie z. B. ***A*** oder ***B***. Die imaginäre Einheit wird mit j bezeichnet und komplexe Variablen werden durch Unterstriche ausgezeichnet wie z. B. in $\underline{x} = a + jb$. Die Eulersche Zahl wird in aufrechter Schrift notiert und kommt praktisch nur als Basis mit einem imaginären oder komplexen Exponenten vor, wie in

$$\underline{x} = e^{j\vartheta}, \quad (1)$$

weshalb sie sich von dem kursiv gesetzten e für die Energien absetzt, welche fast nie in eine Potenz erhoben werden und in der Regel mit einem Index versehen sind. Die erste Ableitung der abhängigen Variable y nach der unabhängigen Variablen x wird mit $\frac{d}{dx}y$ geschrieben. Die erste (zweite) Ableitung von x nach der Zeit wird alternativ auch als \dot{x} (\ddot{x}) notiert.

j imaginäre Einheit

e Eulersche Zahl

π Kreiszahl

$\mathbf{0}_{mn}$ $m \times n$ Nullmatrix

$\mathbf{1}_{mn}$ $m \times n$ Einsmatrix

\mathbf{E}_m $m \times m$ Einheitsmatrix

$\operatorname{Re}(\underline{x})$ Realteil von \underline{x}

$\operatorname{Im}(\underline{x})$ Imaginärteil von \underline{x}

$|\underline{x}|$ Betrag von \underline{x}

\underline{x}^* komplexe Konjugation von \underline{x}

\mathbb{R} Menge der reellen Zahlen

\mathbb{C} Menge der komplexen Zahlen

\mathbb{N} Menge der nichtnegativen ganzen Zahlen $\mathbb{N} = \{0, 1, 2, 3, \dots\}$

\mathbb{N}^+ Menge der positiven ganzen Zahlen $\mathbb{N}^+ = \mathbb{N} \setminus \{0\}$

Beschreibung des Stromrichters: Ströme werden mit i und Spannungen mit u bezeichnet, wobei Großbuchstaben wie U und I für den Fall konstanter Werte bevorzugt werden. Bei der Beschreibung des Stromrichters genügt oft die Betrachtung eines Zweiges und in diesen Fällen wird auf die Indizierung des Zweiges verzichtet.

C_e Kapazität eines Ersatzsubmoduls

d_k Tastverhältnis der Schalterstellung s_k des k -ten Submoduls des betrachteten Zweiges

Symbole

e_{zk}	gespeicherte Energie des k -ten Zweiges (3.87)
e_{s0}	skalierte, gespeicherte Energie des Stromrichters
e_{d0}	skalierte Zweigenenergien: Differenz aller oberen zu allen unteren Zweigen
\underline{e}_s	skalierte Zweigenenergien: komplexe Darstellung der Summenenergien der Phasen als Abweichung von der gleichmäßig verteilten gespeicherten Energie e_{s0}
\underline{e}_d	Zweigenenergien: komplexe Darstellung der Differenzenergien der Phasen als Abweichung von der gleichmäßig verteilten gespeicherten Energie e_{s0}
f_{PWM}	Trägerfrequenz der Modulation, Abtastrate der Regelung oder wirksame Schaltfrequenz in der eingepprägten Zweigspannung
i_z	Zweigstrom, wenn zwischen den Zweigen nicht unterschieden wird
i_{zk}	Zweigstrom des k -ten Zweiges
k	magnetische Kopplung oder Index der Zweige
L'	bezogene Induktivität (6.24)
L_z	Induktivität eines Zweiges, Selbstinduktivität einer Zweigdrossel
M_z	Gegeninduktivität der Kopplung zwischen den Zweigen einer Stromrichterphase
m	Modulationsgrad (6.14)
q	Aussteuerung eines Ersatzsubmoduls
R_z	Widerstand eines Zweiges
s_k	Schalterstellung des k -ten Submoduls des betrachteten Zweiges
u_C	Kondensatorspannung eines Submoduls oder eines Ersatzsubmoduls
u_{DC}	Spannung an den Gleichspannungsklemmen eines Stromrichters

- u_q Spannung über der Reihenschaltung der Submodule eines Zweiges oder Klemmenspannung eines Ersatzsubmoduls
- u_z Zweigspannung
- ϑ Winkel eines rotierenden Koordinatensystems oder Phasenwinkel der Grundschiwingung auf der Wechselspannungsseite
- ω Kreisfrequenz eines rotierenden Koordinatensystems oder Kreisfrequenz von Strom und Spannung auf der Wechselspannungsseite

Teil I

Untersuchungen zum M2C

1 Einleitung

Der in Abb. 1.1 dargestellte Stromrichter wird meist mit den Abkürzungen MMC oder M2C des englischen Namens *modular multilevel converter* bezeichnet.¹ Der M2C in Abb. 1.1 verbindet ein Gleichstromsystem mit einem Drehstromsystem und wurde 2001 von Rainer Marquardt erfunden [61, 64]. Das zugrundeliegende Stromrichterkonzept grenzt sich von anderen Multilevel-Topologien ab, da es in sich folgende Eigenschaften vereint:

- Die Schaltung besteht aus identisch aufgebauten *Submodulen*.
- Die Submodule sind nur über zwei Pole mit dem Leistungskreis verbunden und werden sonst nicht mit Energie versorgt.
- Die Anzahl der Spannungsstufen kann ohne zusätzlichen Aufwand durch Reihenschaltung einer entsprechenden Zahl von Submodulen gewählt werden, weil sich die Kommutierungsstromkreise der Leistungshalbleiter innerhalb der Submodule befinden.

Jede Phase des M2Cs in Abb. 1.1 besteht aus zwei Zweigen², die jeweils aus der Reihenschaltung mehrerer Submodule³ mit einer Zweigdrossel bestehen. Die Submodule bestehen aus einer Halbbrücke und einem Kondensator, sodass die Reihenschaltung eine mehrstufige Spannung ausgeben kann. Wenn ein Modul an der Spannungsbildung beteiligt ist, steht dessen Kondensatorspannung an den Submodulklemmen an und der Kondensator wird vom *Zweigstrom* durchflossen. In diesem Betrieb wird ein Submodul auch als *eingeschaltet* oder *eingefügt*⁴ bezeichnet. Wird der obere Schalter aus- und der untere Schalter eingeschaltet, trägt die Kondensatorspannung des Submoduls nicht zur Spannungsbildung des Zweiges bei. Diesen Modus bezeichnet man als *Bypass*, weil der Kondensator nicht vom Zweigstrom durchflossen wird. In Abb. 1.1 sind

¹Im deutschen Sprachraum findet sich für diese Topologie die Bezeichnung *Modularer Multilevel-Umrichter* oder *modularer Mehrpunktstromrichter*.

²Die englische Bezeichnung für Zweig ist *arm* oder *branch*.

³Die Submodule werden auch Zellen genannt.

⁴engl. *inserted*

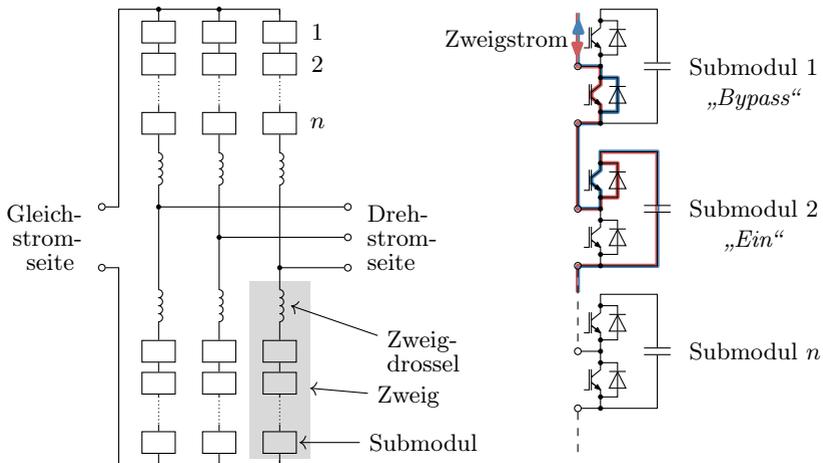


Abb. 1.1: Jede Phase eines M2Cs besteht aus zwei Zweigen, wobei jeweils einer der Zweige am positiven und der andere am negativen Potenzial der Gleichstromseite angeschlossen ist. Der gemeinsame Pol ist mit einem Leiter der Drehstromseite verbunden. Die Zweige sind als Reihenschaltung von n Submodulen mit einer Zweigdrossel ausgeführt.

Die Submodule bestehen aus einer Halbrücke und einem Kondensator und werden in den aktiven Zuständen „Bypass“ oder „Ein“ betrieben, um eine mehrstufige Spannung einzuprägen.

die Strompfade für den Betrieb in Bypass und im eingeschalteten Zustand veranschaulicht.

Die zwischen den Submodulklemmen liegenden Dioden aller sechs Zweige stellen eine Brückenschaltung dar, mit der die Gleichspannungsseite und die Submodule von der Drehstromseite (mit geeigneter Strombegrenzung) geladen werden können und bieten eine Möglichkeit, den normalen Betrieb in Gang zu setzen. Danach muss die Spannung der Gleichspannungsseite mindestens dem Scheitelwert der Wechselspannung entsprechen, um unbegrenzte Ausgleichs- oder Fehlerströme zu vermeiden. Der Einsatz von Vollbrücken-Submodulen, deren Schaltung in Abb. 1.2b dargestellt ist, kann diese Einschränkung beheben. Mit Vollbrücken-Submodulen steht das Vorzeichen der eingepprägten Spannung als Freiheitsgrad zur Verfügung, allerdings auf Kosten einer Verdopplung der Leistungshalbleiter und entsprechend höherer Verluste. Kurzschlüsse auf

Abb. 1.2: Anstelle von Halbbrücken-Submodulen (a) können Vollbrücken-Submodule (b) eingesetzt werden, sodass der Stromrichter Kurzschlüsse auf der Gleichstromseite beherrscht.

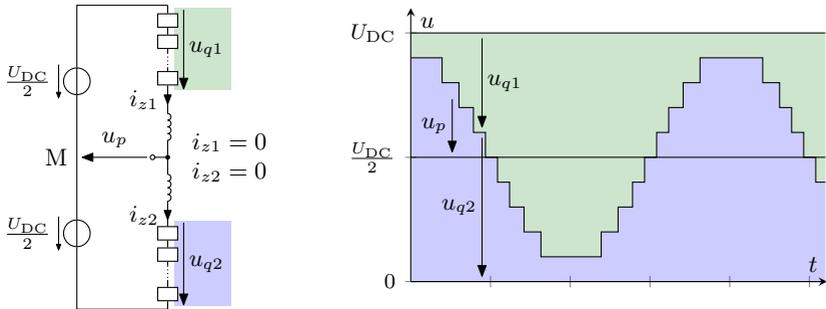
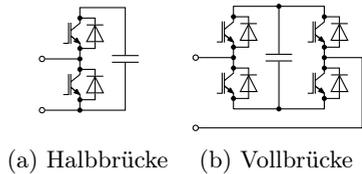


Abb. 1.3: Ideale Spannungsbildung am Beispiel einer M2C-Phase und $n = 10$ Modulen je Zweig: Jedes Submodul hat die Spannung U_{DC}/n , sodass immer n Module einer Phase ausreichen, um die Gleichspannung bereitzustellen. Wenn keine Last angeschlossen ist und keine Zweigströme fließen, bleiben die Submodulspannungen konstant. Schaltet man im oberen Zweig mehr Module in Bypass und gleicht im unteren Zweig durch Einschalten von Modulen aus, steigt die Spannung u_p an.

der Gleichstromseite kann ein M2C mit Vollbrücken-Submodulen alleine beherrschen, weil Vollbrücken die benötigte bipolare Klemmenspannung bereitstellen und sich daher insbesondere für einen Einsatz in der HGÜ⁵ eignen [62]. Diese Arbeit behandelt vorwiegend Halbbrücken-Submodule, aber viele Ergebnisse sind auch auf Vollbrücken übertragbar.

Die ideale Spannungsbildung lässt sich mit Abb. 1.3 veranschaulichen, wenn man gleiche Kondensatorspannungen für jedes Submodul annimmt und zwar so, dass alle n Module eines Zweiges zusammen die Gleichspannung U_{DC} ergeben. Wenn keine Last angeschlossen ist und keine Zweigströme fließen, bleiben die Submodulspannungen konstant, was zunächst angenommen wird. Um die Zweigströme weiter bei null zu halten, müssen die von den Zweigen einer Phase bereitgestellten Spannungen u_{q1}

⁵Hochspannungs-Gleichstrom-Übertragung

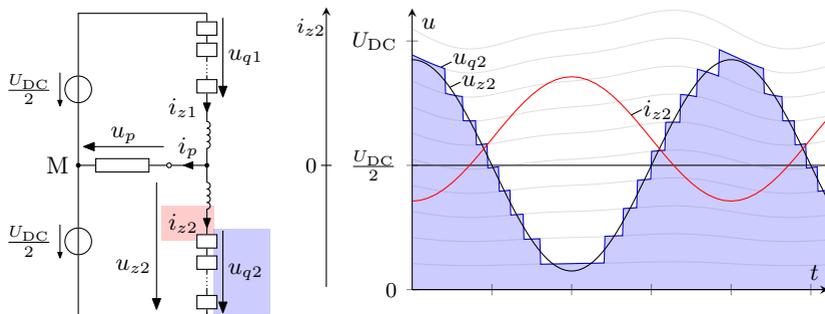


Abb. 1.4: Spannungsbildung am Beispiel einer M2C-Phase und $n = 10$ Modulen je Zweig: Das Speisen einer Last erfordert Zweigströme, was Spannungsschwankungen auf den Submodulkondensatoren verursacht. In der Darstellung wird die Schwankung der Einfachheit halber auf alle Module gleichmäßig verteilt – tatsächlich beteiligen sich nur die jeweils eingeschalteten Submodule an der Schwankung, während die Spannungen der in Bypass geschalteten Submodule konstant bleiben. Beim Einprägen der Zweigspannung müssen die unterschiedlichen Spannungen der Submodule berücksichtigt werden.

und u_{q2} in Summe die Gleichspannung ergeben. Das erreicht man, wenn stets n Module einer Phase für die Spannungsbildung herangezogen werden. Schaltet man im oberen Zweig mehr Module in Bypass und gleicht im unteren Zweig durch Einschalten einer entsprechenden Anzahl von Modulen aus, steigt die Spannung u_p . Die maximale positive Spannung u_p ist erreicht, wenn im oberen Zweig alle Submodule in Bypass geschaltet sind und im unteren Zweig alle Submodule eingeschaltet werden. Um eine negative Spannung u_p auszugeben, werden im oberen Zweig mehr Module eingeschaltet und im unteren Zweig durch Submodule in Bypass ausgeglichen.

Wenn Zweigströme fließen, etwa aufgrund einer angeschlossenen Last, steigen oder fallen die Kondensatorspannungen je nach Vorzeichen des Zweigstroms, was die in Abb. 1.4 dargestellte Spannungsbildung mit schwankenden Submodulspannungen berücksichtigt. Zur einfacheren Darstellung wurde die Spannungsschwankung auf alle Submodule aufgeteilt, also eine ideale Symmetrierung angenommen. Tatsächlich ändern sich nur die Spannungen derjenigen Submodule, welche zur Spannungsbildung verwendet werden. Die dadurch entstehenden Abweichungen der Kondensatorspannungen innerhalb eines Zweiges werden in der Regel

durch die Modulation in Grenzen gehalten. Die geforderte Spannung kann durch mehrere Kombinationen eingeschalteter Submodule erreicht werden, womit ein Freiheitsgrad zur Lösung dieser *Symmetrierungsaufgabe* gegeben ist: Wenn der gerade fließende Zweigstrom die Submodule laden würde, werden bevorzugt die Module mit niedrigen Kondensatorspannungen eingeschaltet. Wenn der Zweigstrom die Kondensatoren entladen würde, werden vorrangig die Submodule mit hohen Spannungen für die Spannungsbildung verwendet.

Die Modulation verteilt die gespeicherte Energie eines Zweigs lediglich auf dessen Submodule und da der Zweig ein Eintor ist, muss im stationären Betrieb die Zweigleistung mittelwertfrei sein, wenn man die Verluste vernachlässigt. Der Verlauf der Zweigspannung u_{z2} und des Zweigstroms i_{z2} in Abb. 1.4 erfüllen diese Forderung, weil die von den Gleichanteilen aufgebraachte Leistung die zu den Wechselanteilen gehörende Wirkleistung kompensiert. Um eine mittelwertfreie Zweigleistung im stationären Betrieb sicherzustellen, werden oft Gleichanteile und sinusförmige Wechselanteile für die Zweigspannung und den Zweigstrom angesetzt, weil es die erforderliche Kompensation der Leistungsterme vereinfacht.

Durch die prinzipbedingten Spannungsschwankungen entspricht die Summe der eingepprägten Spannungen $u_{q1} + u_{q2}$ nur noch im Mittel der Gleichspannung U_{DC} oder der von den anderen Phasen eingepprägten Spannungen, was Zweigdrosseln zur Begrenzung der hervorgerufenen Ausgleichsströme erforderlich macht. Diese Ströme werden Kreisströme genannt [90], wenn sie innerhalb des Stromrichters fließen. In einem dreiphasigen M2C gibt es zwei unabhängige Kreisströme, aber bei der einphasigen Schaltung in Abb. 1.4 gibt es keine Kreisströme. Eine wichtige regelungstechnische Eigenschaft des M2Cs, die bei der Regelung der Zweigenergien auftritt, ist aber auch an der einphasigen Schaltung ersichtlich und wird im Folgenden erläutert.

Die Stromregelung der zwei unabhängigen Ströme der einphasigen Schaltung in Abb. 1.4 ist einfach, denn die beiden eingepprägten Zweigspannungen u_{q1} und u_{q2} bieten sich als Stellgrößen an. Das erlaubt auch die Regelung des Laststroms $i_p = i_{z1} - i_{z2}$ und verbraucht einen der zwei durch die Ströme angebotenen Freiheitsgrade, sodass nur ein Freiheitsgrad, nämlich die Summe der Zweigströme, verbleibt, um damit die zwei Zweigenergien zu regeln. Dieses gravierende Defizit wird durch Konstruktion zusätzlicher Stellgrößen behoben, z. B. mit Hilfe der von zusätzlichen Wechselanteilen gebildeten Wirkleistungen, deren Nutzen sich allerdings

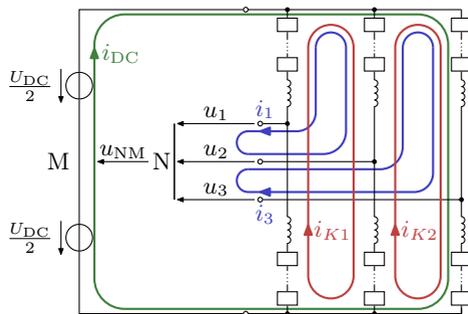


Abb. 1.5: In einem dreiphasigen M2C ohne äußere galvanische Verbindung zwischen der Gleichstromseite und der Wechselstromseite fließen fünf unabhängige Ströme: Zum Gleichstrom i_{DC} und zu den zwei unabhängigen Strömen auf der Wechselstromseite (hier i_1 und i_3) kommen zwei unabhängige interne Ströme, die sog. Kreisströme, wie hier durch die Maschenströme i_{K1} und i_{K2} dargestellt.

Abweichend von den hier dargestellten fünf Maschenströmen, definiert man die Stromkomponenten in der Regel durch symmetrische Aufteilung der Ströme auf die Zweige des Stromrichters [89].

erst in einem gemittelten Sinn, also verzögert, auswirkt. Im Falle des Betriebs aus Abb. 1.4 beispielsweise, kann die zusätzliche Stellgröße durch eine zur Ausgangsspannung u_p passende Gleichtaktkomponente der Zweigströme bereitgestellt werden.

In einem dreiphasigen M2C gibt es zwei unabhängige Kreisströme, wie durch die Maschen in Abb. 1.5 dargestellt. Mit dem Gleichstrom und den zwei unabhängigen Strömen einer dreiphasigen Last mit isoliertem Sternpunkt, wie etwa einer Asynchronmaschine, ergeben sich fünf unabhängige Ströme und die von den Zweigen eingprägten Spannungen erlauben deren Regelung. Die Gleichtaktspannung u_{NM} treibt keinen Strom und steht als Freiheitsgrad zur Verfügung, selbst bei Regelung aller fünf Ströme. Die Energieregulation der dreiphasigen Schaltung ist auch von dem oben skizzierten Stellgrößendefizit betroffen, was folgende Überlegung zeigt. Durch Regelung der Lastströme verbleiben drei unabhängige Ströme und die Gleichtaktspannung, um sechs Zweigenergien zu regeln, was die Konstruktion von zwei weiteren Stellgrößen erforderlich macht. D. h., selbst wenn man die Gleichtaktspannung mit einbezieht, stehen den sechs Energien lediglich vier Stellgrößen gegenüber.

In der aktuellen Literatur werden die zusätzlichen Stellgrößen am stationären Betrieb hergeleitet, was die Annahme konstanter Stellgrößen impliziert. Ein schnelles Abklingen der Energiefehler erfordert naturgemäß schnelle Änderungen der Stellgrößen, widerspricht aber der zur Herleitung getroffenen Annahme, was die Wahl der Verstärkungen erschwert und die prinzipiell erreichbare Dynamik begrenzt. Das verhindert zügiges Einnehmen des symmetrischen stationären Betriebs nach Lastwechseln und wirkt sich auf die Auslegung der Submodulkondensatoren aus, da das Abklingen der zusätzlichen Energieschwankungen zu erheblichen Spannungsschwankungen führen kann.

Die vorliegende Arbeit ist in zwei Teile geteilt: Teil I besteht aus den Kapiteln 2 bis 5 und behandelt die Modulation, die Modellbildung sowie das Balancierungsproblem der Energieregung von M2Cs. Teil II, also Kapitel 6 und 7, beschreibt die zur experimentellen Erprobung von Modulations- und Regelungsverfahren aufgebaute Modellanlage und liefert den Nachweis, dass deren Resonanzfrequenz in dem für Mittelspannungs-M2Cs typischen Bereich liegt. Beide Teile sind eigenständig aufgebaut und beziehen sich kaum aufeinander, sodass sie getrennt gelesen werden können.

Das Einprägen der gewünschten Spannungen durch die Modulation, das Bereitstellen der gewünschten Ausgangsgrößen durch die Regelung der Last und die Symmetrierung der Kondensatorspannungen sind die wichtigsten Aufgaben beim Betrieb des M2Cs. Die Schwerpunkte des ersten Teils sind diesen Teilaufgaben gewidmet:

Modulation Aus den einzuprägenden Zweigspannungen bestimmt die Modulation Schaltsignale für die Submodule, wobei die Kondensatorspannungen innerhalb der Zweige aneinander angeglichen werden sollen. Die Herausforderung besteht darin, dies möglichst ohne Anhebung der Schaltfrequenz zu erreichen.

Die aktuelle Literatur behandelt schwerpunktmäßig die Modulation mit sehr vielen Submodulen, wie es bei HGÜ-Anwendungen typisch ist. Das zweite Kapitel betrachtet daher die Modulationsaufgabe bei niedrigen Submodulzahlen, wie sie z. B. bei Mittelspannungsanwendungen typisch sind.

Die von der Modulation eingepprägten Spannungen lassen sich zur Stromregelung nutzen, wobei die Gleichtaktspannung ergänzt werden muss, um alle sechs einzuprägenden Zweigspannungen zu bestimmen. Die *Regelung der Last*, also das Bereitstellen der gewünsch-

ten Ausgangsgrößen, ist meist eine Strom- oder Spannungsregelung und geschieht in den zugehörigen transformierten Koordinaten. Die in dieser Arbeit als gegeben vorausgesetzte Stromregelung lässt sich, wie z. B. in [45], im ruhenden $0\alpha\beta$ -System oder, wie z. B. in [75], mit rotierenden $0dq$ -Koordinaten ausführen. Neben den verbreiteten PI-Reglern kommen auch resonante Regler [55] sowie modellprädiktive Regler [81, 10] zum Einsatz.

Modellbildung Die weit verbreitete Bildung von Summen- und Differenzgrößen zwischen den oberen und unteren Zweigen sorgt für eine Trennung der Lastgrößen von den internen Größen des Stromrichters, wie z. B. den Kreisströmen und geht von der Annahme eines symmetrischen Aufbaus des Stromrichters und der Last aus. Die in Kapitel 3 betriebene Herleitung eines schnellen Simulationsmodells des M2Cs rückt von diesen Einschränkungen ab ohne auf die gewohnten Summen- und Differenzgrößen zu verzichten.

Die weitere Modellbildung in Kapitel 3 wird unter anderem mit der Motivation betrieben, die Stromregelung der Ausgangsströme – gleich nach welchem Verfahren – vom verbleibenden Teil des Stromrichters zu separieren, was auf ein Modell der Zweigenenergien führt. Trotz dieses Fokus ergeben sich relevante Ergebnisse auch für die Spannungsregelung, was an entsprechenden Stellen erläutert wird.

Balancierung Das Symmetrieren der Energien zwischen den Zweigen ist besonders anspruchsvoll, wenn der Laststrom nicht für diesen Zweck verfügbar ist, weil er gemäß den Anforderungen der Last geregelt wird, denn dann tritt das oben skizzierte Stellgrößendefizit auf.

Das vierte Kapitel ist diesem Symmetrierungsproblem gewidmet und analysiert zunächst die in [45] genutzten, auf Kreisstromkomponenten basierenden Stellgrößen, wobei die Herleitung der Fehlerdynamik im Vordergrund steht. Anhand der Fehlerdynamik werden eigene Einstellvorschriften für die Wahl der Verstärkungen entwickelt und mit bekannten verglichen.

Im zweiten Teil wird das Symmetrierungsproblem anders angegangen und als Überführungsaufgabe gelöst, mit dem Ziel, die Nachteile, welche durch Einschränkung auf einen stationären Betrieb entstehen, zu beheben. Die zur Lösung der Überführungsaufgabe in

Kapitel vier herangezogene Trajektorienplanung wird so gelöst, dass die Gleichtaktspannung möglichst dem für die *triplen harmonic injection* erforderlichen Verlauf entspricht.

Einige Teile der hier präsentierten Ergebnisse sind auch in die eigenen Veröffentlichungen [25, 71] zur Modulation und [21, 22, 23, 24, 26] zur Modellbildung und Regelung eingegangen.

Im zweiten Teil wird die entworfene Modellanlage behandelt und ausgehend von den Besonderheiten beim Test von Regelungsverfahren die implementierten Schutzfunktionen und die Dimensionierung der Komponenten dargestellt. Die Messung der Resonanzfrequenz und der Vergleich mit publizierten Modellanlagen beschließen die Ausführungen des zweiten Teils.

