

Technische Universität Dresden

Beiträge zur Modulation, Modellbildung
und Energieregulierung 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 umgebrochener 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*

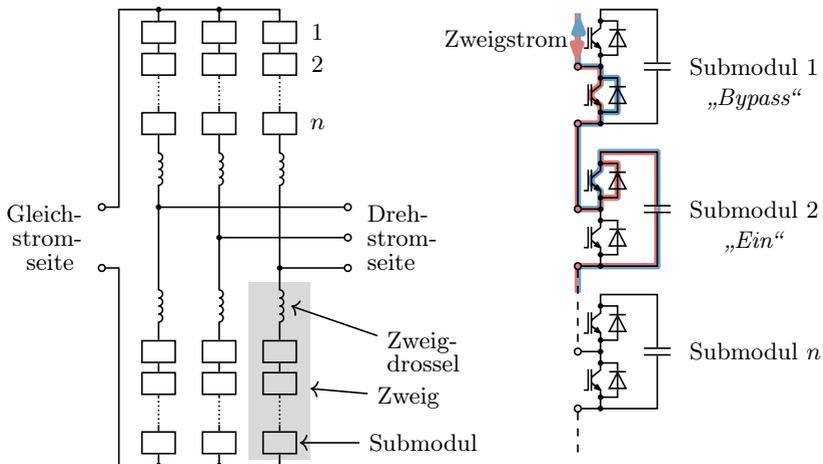


Abb. 1.1: Jede Phase eines M2Cs besteht aus zwei Zweigen, wobei jeweils einer der Zweige am positiven und der andere am negativen Potenzial der Gleichstromseite angeschlossen ist. Der gemeinsame Pol ist mit einem Leiter der Drehstromseite verbunden. Die Zweige sind als Reihenschaltung von n Submodulen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

Die Submodule bestehen aus einer Halbbrücke 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.

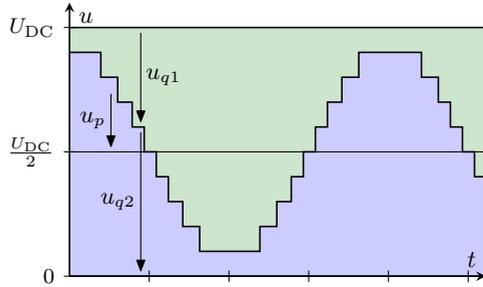
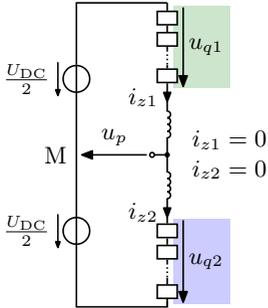
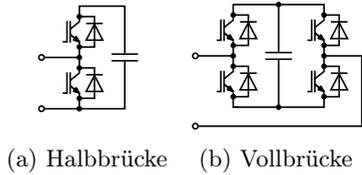


Abb. 1.3: Ideale Spannungsbildung am Beispiel einer M2C-Phase und $n = 10$ Modulen je Zweig: Jedes Submodul hat die Spannung U_{DC}/n , sodass immer n Module einer Phase ausreichen, um die Gleichspannung bereitzustellen. Wenn keine Last angeschlossen ist und keine Zweigströme fließen, bleiben die Submodulspannungen 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

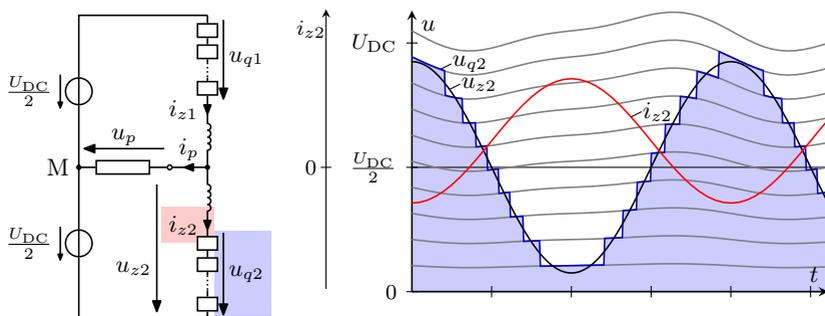


Abb. 1.4: Spannungsbildung am Beispiel einer M2C-Phase und $n = 10$ Modulen je Zweig: Das Speisen einer Last erfordert Zweigströme, was Spannungsschwankungen auf den Submodulkondensatoren verursacht. In der Darstellung wird die Schwankung der Einfachheit halber auf alle Module gleichmäßig verteilt – 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 aufgebrauchte 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

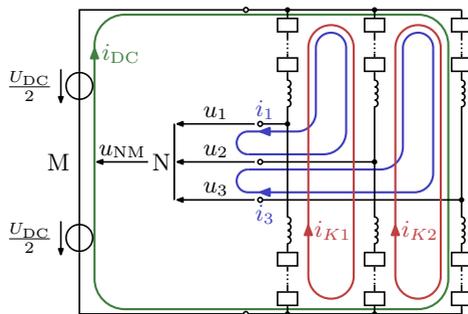


Abb. 1.5: In einem dreiphasigen M2C ohne äußere galvanische Verbindung zwischen der Gleichstromseite und der Wechselstromseite fließen fünf unabhängige Ströme: Zum Gleichstrom i_{DC} und zu den zwei unabhängigen Strömen auf der Wechselstromseite (hier i_1 und i_3) kommen zwei unabhängige interne Ströme, 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 Ausgangswchselspannung 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 Energieregulierung 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.

2 Modulationsverfahren

2.1 Einleitung

Meist wird die Regelung eines M2Cs in drei Teilprobleme zerlegt:

Modulation für jeden Zweig:

- Einprägen einer gewünschten Summenklemmenspannung
- Symmetrieren der Kondensatorspannungen

Balancierung Symmetrieren der Energien zwischen den Zweigen

Regelung der Last Bereitstellen der gewünschten Ausgangsgrößen

Der erste Schritt, die Modulation, wird in diesem Abschnitt behandelt und kann für jeden Zweig separat durchgeführt werden, um die Parallelisierbarkeit zu steigern. Zur Lösung der anderen Schritte abstrahiert man die Zweige, in dem man lediglich die gespeicherte Energie oder die Summenspannung aller Kondensatoren betrachtet, da die Kondensatorspannungen innerhalb der Zweige bereits im ersten Schritt symmetriert werden. Die Lösung der zweiten und dritten Aufgabe sind Gegenstand späterer Abschnitte. Dort werden lediglich sechs Summenspannungen oder Energien sowie die Zweigströme herangezogen. Diese Aufteilung vereinfacht die Struktur der Signalverarbeitung, welche in Abb. 2.1 dargestellt ist.

Im Gegensatz zu der oben vorgestellten Aufgabenteilung kommen manche Regelungskonzepte für M2Cs ohne explizite Modulation aus. Beispielsweise modellprädiktive Verfahren [10, 81, 87], bei denen der Stromregelfehler in der Kostenfunktion direkt berücksichtigt wird. Gelegentlich wird die Modulation für beide Zweige einer Phase des M2Cs gemeinsam ausgeführt, um sicherzustellen, dass permanent eine feste Anzahl Submodule je Phase zur Spannungsbildung verwendet werden. Dann stehen aber nicht mehr alle Stellspannungen für die Stromregelung zur Verfügung wie bei der separaten Modulation jedes Zweiges.

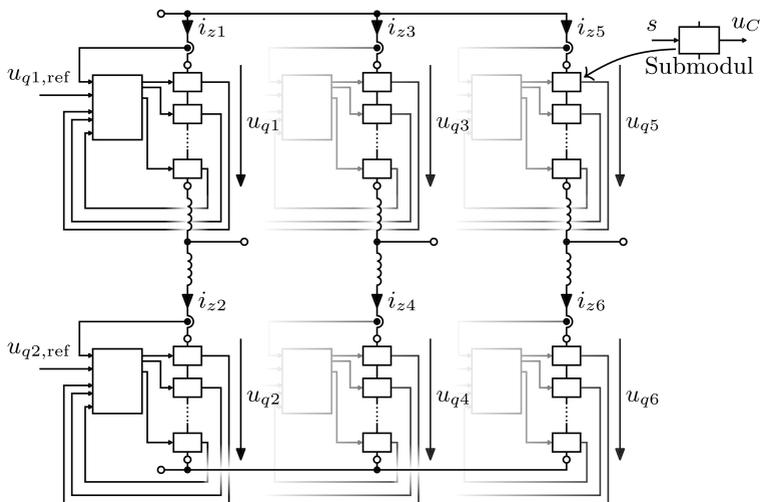


Abb. 2.1: Die Zweige können separat moduliert werden, um die vorgegebenen Spannungswerte $u_{qk,ref}$, $k = 1, \dots, 6$ einzuprägen. Dies reduziert die Anzahl der Signalverbindungen und ermöglicht eine parallele Berechnung der Modulation. In diesem Fall kommt die Regelung mit der Summe der Kondensatorspannungen jedes Zweiges und den Zweigströmen aus.

Verfahren zum Einprägen einer vorgegebenen Spannung – in diesem Kontext als Modulationsverfahren¹ bezeichnet – müssen mindestens folgende Anforderungen erfüllen:

- Jeder Zweig soll die vorgegebene Spannung innerhalb des möglichen Spannungsbereichs einprägen.
- Die Kondensatorspannungen der Submodule eines Zweiges sollen möglichst gleich sein.

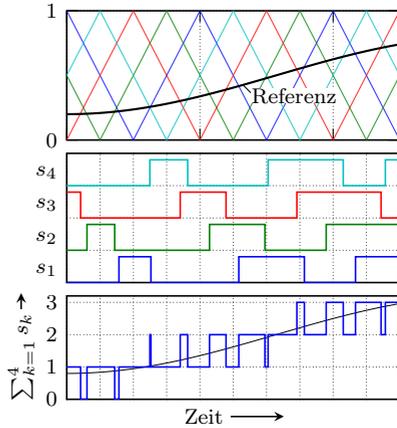
Zusätzlich können folgende Anforderungen gestellt werden:

- Ungleiche Kondensatorspannungen sollen möglichst schnell angeglichen werden.

¹Die Bezeichnung *Modulationsverfahren* soll hier auch die umfassen, die die Spannung durch die nächstliegende Stufe annähern, ohne den geforderten Mittelwert z. B. durch Pulsweitenmodulation zweier benachbarter Spannungsstufen einzuprägen.

Abb. 2.2: Beispielverläufe einer PWM mit phasenverschobenen Trägersignalen (PSC-PWM). Zur Vereinfachung der Darstellung wird die gleiche Referenz für alle Träger angenommen, was der Einstellung $k_P = 0$ im Blockdiagramm aus Abb. 2.3 entspricht.

Die Wahl der Trägerfrequenz im Verhältnis zur Grundschwingungsfrequenz wirkt sich auf den Gleichanteil der Submoduleleistungen aus, mit der Möglichkeit, eine gleichmäßige periodische Belastung der Submodule zu gewährleisten [42, 93].



- Die für die Sperrschichttemperatur maßgebliche Schaltfrequenz darf einen festgelegten Maximalwert nicht überschreiten.
- Möglichst wenige Module eines Zweiges sollten gleichzeitig schalten.
- Geringer Implementierungsaufwand, auch bei steigender Zahl der Submodule.
- Behandlung von ausgefallenen und permanent deaktivierten Submodulen ohne Zusatzaufwand und ohne Verschlechterung der Eigenschaften.

Es wurde eine Vielzahl von Modulationsverfahren für M2Cs vorgeschlagen, wovon einige mit Sortierverfahren arbeiten, wie [29, 53, 91, 103, 40, 36, 56, 107, 45, 96], und andere ohne Sortierverfahren auskommen, wie [47, 31, 33, 73]. Diese Unterscheidung wird für den folgenden kurzen Überblick einiger Verfahren beibehalten.

Verfahren ohne Sortierung Die Modulation mit phasenverschobenen Trägersignalen (PSC-PWM²), bei der jedem Submodul ein Träger und ein Referenzwert fest zugeordnet wird, kommt ohne Sortierung aus, da die Submodule durch die Phasenverschiebung der Träger um $\frac{2\pi}{n}$ gleichmäßig belastet werden. Abb. 2.2 zeigt die PSC-PWM am Beispiel von vier

²phase-shifted carrier pulse width modulation

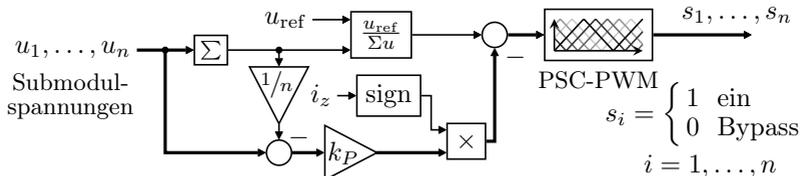


Abb. 2.3: Blockschaltbild zur Regelung der Submodulspannungen ohne Sortierverfahren, wie bei Modulation mit phasenverschobenen Trägersignalen angewandt [33, 73].

Submodulen. Um bei diesem Verfahren die Kondensatorspannungen aneinander anzugleichen, wird meist der Spannungsfehler zum Mittelwert aller Spannungen gebildet und unter Berücksichtigung des Stromvorzeichens auf das Referenzsignal des jeweiligen Moduls geschaltet [33, 73], wie in Abb. 2.3 dargestellt. Diese Methode verändert die eingepreßte Spannung und kann dadurch die Stromregelung verschlechtern, was bei der Wahl der Verstärkung k_P berücksichtigt werden muss [73]. Darüber hinaus ist die Bandbreite dieser Symmetrierung durch die Trägerfrequenz eines einzelnen Moduls begrenzt, wodurch sich die Kondensatorspannungen nur langsam angleichen. Ungünstige Verhältnisse von Trägerfrequenz zur Grundswingungsfrequenz der AC-Seite können die Symmetrie der Kondensatorspannungen negativ beeinflussen [42]. In [93] wird das Problem, eine möglichst niedrige Trägerfrequenz zu wählen, in Angriff genommen. Die Implementierung ist besonders einfach und deren Aufwand wächst bei steigenden Modulzahlen n moderat, da der Aufwand des Sortierens entfällt.

Verfahren mit Sortierung Modulationsverfahren mit Sortieralgorithmus sind weit verbreitet [15] und gehen auf frühe Veröffentlichungen [54, 53] zu M2Cs zurück. Das Ein- und Ausschalten der Submodule anhand sortierter Kondensatorspannungen gewährleistet eng beieinander liegende Spannungen und schnelle Symmetrierung, hebt aber die mittlere Schaltfrequenz an. Die Symmetrierung basiert auf der bevorzugten Verwendung bestimmter Module: Wenn der Zweigstrom die Kondensatoren laden würde, werden die Module mit niedrigen Kondensatorspannungen bevorzugt. Wenn der Zweigstrom die Kondensatoren entladen würde, werden die Submodule mit hohen Spannungen bevorzugt. Die Block-

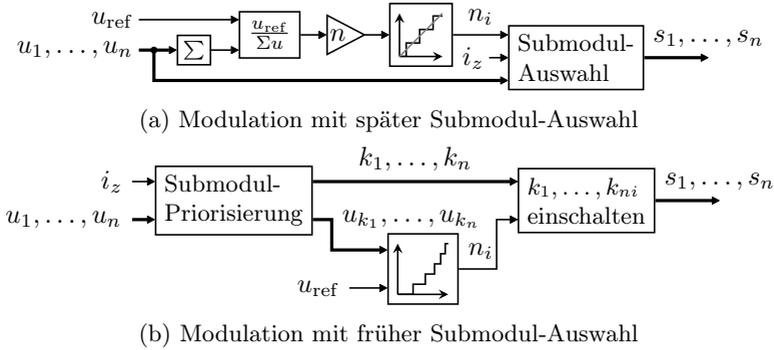


Abb. 2.4: Blockschaltbilder der Modulation mit später und früher Submodul-Auswahl: Bei der späten Submodul-Auswahl wird die Anzahl n_i der einzuschaltenden Module unter Vernachlässigung der Unterschiede in den Kondensatorspannungen u_1, \dots, u_n berechnet. Die frühe Submodul-Auswahl ermöglicht die Berücksichtigung der jeweiligen Kondensatorspannung bei Bestimmung von n_i .

schaltbilder zweier weit verbreiteter Modulationsverfahren mit Sortierung sind in Abb. 2.4 dargestellt und können wie folgt charakterisiert werden:

späte Submodul-Auswahl (Abb. 2.4a) Im ersten Schritt wird nur die Anzahl n_i der Submodule des betrachteten Zweigs bestimmt, die insgesamt eingeschaltet werden sollen, damit die vorgegebene Spannung eingepreßt wird.

Die Submodul-Auswahl erfolgt im zweiten Schritt und wird so gestaltet, dass sich die Kondensatorspannungen der Submodule aneinander annähern. Dabei müssen n_i Submodule aus allen zur Verfügung stehenden ausgewählt und eingeschaltet werden.

frühe Submodul-Auswahl (Abb. 2.4b) Im ersten Schritt werden die Module anhand ihrer Kondensatorspannungen unter Berücksichtigung der aktuellen Stromrichtung für den nachfolgenden Schritt geordnet. Durch Beachtung der Ordnung gleichen sich die Kondensatorspannungen aneinander an.

Im zweiten Schritt wird die Anzahl der Module bestimmt, die zur Spannungsbildung verwendet werden. Die Module werden in der zuvor bestimmten Reihenfolge zum Einschalten vorgesehen, bis die

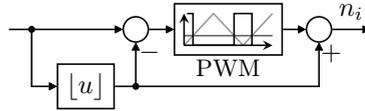
gewünschte Spannung erreicht ist.

Die Berechnung der Anzahl n_i benötigter Module mittels Rundung, wie sie das Blockschaltbild der späten Submodul-Auswahl in Abb. 2.4 zeigt, ist auch von anderen Multilevel-Stromrichtern bekannt [49] und wird meist als *nearest level control* (NLC) bezeichnet [88]. Da die Unterschiede in den Kondensatorspannungen vernachlässigt werden, ergibt sich n_i bei der späten Submodul-Auswahl nur näherungsweise, während die Spannungsbildung bei der frühen Submodul-Auswahl die Unterschiede in den Kondensatorspannungen berücksichtigt.

Bei der digitalen Implementierung legt man für die Berechnung der Blockschaltbilder in Abb. 2.4 eine Aktualisierungsrate fest. Diese Aktualisierungsrate kann höher oder gleich der *scheinbaren* Schaltfrequenz sein und muss unter Berücksichtigung der gewünschten Spannungsqualität gewählt werden. Die Abtastrate muss ausreichend hoch sein, damit alle verfügbaren Spannungsstufen beim Einprägen einer Wechselspannung zum Einsatz kommen. Die mindestens notwendige Aktualisierungsrate steigt demnach mit höherer Modulzahl an, wie [101] für ein Verfahren mit später Submodul-Auswahl und den Fall hoher Modulzahlen $n \geq 20$ zeigt. Die gleichzeitig steigende Rechendauer der Sortierung verschärft die Implementierungsherausforderung zusätzlich. Eine Lösung besteht darin, die Sortierung mit geringerer Aktualisierungsrate auszuführen.

Bei sehr hohen Modulzahlen $n > 50$, wie sie etwa bei HGÜ-Anwendungen auftreten, ist die relative Auflösung der eingepprägten Spannung hoch genug, sodass die Näherung der geforderten Spannung durch die nächstliegende Stufe ausreicht. Dann werden die Verfahren in Abb. 2.4 zur direkten Bestimmung der Schaltzustände der Submodule eingesetzt und die eingepprägte Spannung liegt etwas oberhalb oder unterhalb der geforderten Spannung. Die Abweichung ist besonders hoch, wenn die geforderte Spannung zwischen zwei benachbarten Spannungsstufen liegt und wenn die Aktualisierungsrate niedrig ist. Außerdem kann sich der Spannungsfehler durch die Unsymmetrie der Kondensatorspannungen weiter vergrößern, wenn die unterschiedlichen Spannungen nicht berücksichtigt werden wie bei der späten Submodul-Auswahl. Trotz dieses Fehlers wird die späte Submodul-Auswahl wegen der einfacheren Implementierung bevorzugt. Zur schnellen Kompensation dieses Fehlers schlägt [35] die Rückführung des integrierten Spannungsfehlers und Aufschaltung über ein Dreipunkt-Glied auf den Eingang des Rundungsblocks in Abb. 2.4a vor.

Abb. 2.5: Um die Auflösung der späten Submodulauswahl in Abb. 2.4a durch eine PWM zu verbessern, kann der dortige Rundungsblock durch die im Blockdiagramm dargestellte Berechnung von n_i ersetzt werden.

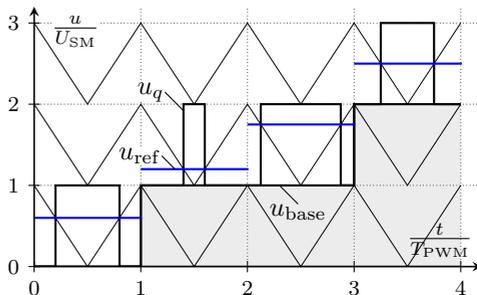


Bei kleinen Modulzahlen $n < 20$ wird der geforderte Spannungsmittelwert durch PWM³ mit zwei benachbarten Spannungsstufen eingepreßt. Die Raumzeigermodulation kann ebenfalls verwendet werden [54, 53], setzt aber die gemeinsame Behandlung aller Phasen voraus und erschwert die Parallelisierung auf Zweigebene. Beide Verfahren aus Abb. 2.4 können durch eine PWM erweitert werden. Bei der späten Submodul-Auswahl ergänzt man den Rundungsblock in Abb. 2.4a durch eine PWM, die zwischen benachbarten Spannungsstufen moduliert, wie in Abb. 2.5 illustriert. Da die Berechnung der benötigten Spannungsstufen n_i weiterhin auf dem Mittelwert der Kondensatorspannungen basiert, kann der eingepreßte Mittelwert vom geforderten Mittelwert abweichen. Der Fehler ist besonders hoch, wenn die Submodule stark unsymmetrische Spannungswerte aufweisen.

Die frühe Submodul-Auswahl ist nicht von diesem Problem betroffen, weil dort mit den individuellen Submodulspannungen gerechnet wird, wenn man die Bereiche zwischen den Spannungsstufen durch eine PWM abdeckt. Dazu wird ein Zeitfenster mit konstanter Länge festgelegt (in der Regel die PWM-Periode), innerhalb dessen der Mittelwert der eingepreßten Spannung dem geforderten Spannungswert entsprechen soll. Außerdem werden ein [91, 54] oder zwei [95] Submodule ausgewählt, welche innerhalb des Zeitfensters moduliert werden. Die eingepreßte Spannung setzt sich aus dem Anteil der modulierten Module und dem Anteil der restlichen im Zeitfenster eingeschalteten Submodule zusammen. Der Anteil der im Zeitfenster nicht modulierten Submodule wird Sockelspannung u_{base} genannt. Ein Beispielverlauf ist in Abb. 2.6 dargestellt. Durch die Berücksichtigung der individuellen Submodulspannungen kann der geforderte Spannungsmittelwert besonders genau eingepreßt werden und der Stromregler wird möglichst wenig von den unsymmetrischen Kondensatorspannungen gestört. Verfahren mit früher Submodul-Auswahl eignen sich daher besonders gut für M2Cs mit wenigen Submodulen je

³Pulsweitenmodulation

Abb. 2.6: Beispielverlauf der eingepprägten Zweigspannung u_q unter Annahme gleicher und konstanter Spannung U_{SM} für alle Submodule.



Zweig und hohen Anforderungen an die Dynamik der Stromregelung.

Begrenzung der Schaltfrequenz Die Schaltfrequenz ist besonders niedrig, wenn die zum Einprägten des geforderten Spannungsmittelwerts festgelegten Schaltzustandswechsel zur Symmetrierung ausreichen. Ein Modulationsalgorithmus sollte daher ausschließlich mit den festgelegten Schaltvorgängen symmetrieren, also keine zusätzlichen Schaltzustandswechsel für die Symmetrierung benötigen.

Die Symmetrierung der Submodulspannungen durch ein Sortierverfahren kann die Schaltfrequenz besonders stark anheben, wenn die Submodule bei jeder Sortierung vollständig nach der neu bestimmten Reihenfolge zur Spannungsbildung eingesetzt werden. Verfahren zur Begrenzung der Schaltfrequenz lassen daher meist eine größere Unsymmetrie zu, bevor sie die zur Spannungsbildung verwendeten Submodule aktualisieren.

Um die Schaltfrequenz zu reduzieren, werden in [53] neben dem zeitweiligen Sperren der Symmetrierung, die Schaltmuster der neuen Modulationsperiode getauscht, sodass die Umschaltung zu Beginn der Schaltperiode entfällt.

Zur Reduktion der Schaltfrequenz wird gemäß [17] ein Schwellwert vorgesehen, der von der Spannungsdifferenz zweier Submodule (mit unterschiedlichen Schalterstellungen) überschritten werden muss, bevor die zur Spannungsbildung verwendeten Module geändert werden. Zusätzlich werden die Abweichungen zwischen den größten und kleinsten Submodulspannungen überwacht und die zur Spannungsbildung verwendeten Module bei Überschreiten eines dafür festgelegten Schwellwertes geändert.

Stehen vorausberechnete Spannungsänderungen der Submodule zur Verfügung, wie etwa bei optimierten Pulsmustern, kann man die Sortierung ausführen, wenn alle Submodule eingeschaltet sind oder sich in

Bypass befinden, um zusätzliche Schaltvorgänge zu verhindern [40]. Neben der Notwendigkeit präzidierter Spannungswerte ist dieses Verfahren nur bei hohen Modulationsgraden wirksam.

In [103, 99] werden für Verfahren mit später Submodul-Auswahl die eingeschalteten Submodule und die in Bypass befindlichen jeweils separat verwaltet und sortiert und dadurch die Schaltfrequenz reduziert. Durch die Berücksichtigung der Schalterstellung der Submodule werden die ohnehin geforderten Schaltvorgänge besonders effizient zur Symmetrierung der Kondensatorspannungen genutzt, und zusätzliche, ausschließlich zur Symmetrierung benötigte Schaltvorgänge, können vermieden werden.

Verschiebung der Trägersignale zwischen den Zweigen Jeder Zweig kann mit einem eigenen Trägersignal moduliert werden und durch geeignete Phasenverschiebungen der Trägersignale zueinander können Welligkeitsanteile kompensiert werden. Unter Annahme gleicher und konstanter Submodulspannungen verbessert sich das Spektrum der eingepprägten Spannung auf der DC-Seite oder auf der AC-Seite, wie in Abb. 2.7 dargestellt. Bei Verschiebung der Träger um 180° , der so genannten *versetzten Taktung*, ergeben sich bei idealen Spannungen zwar lediglich n Spannungsstufen in den Ausgangsspannungen u_1, u_2, u_3 , aber die hochfrequenten Kreisströme werden unterdrückt und die Spannungswelligkeit zur DC-Seite verschwindet. Verwenden beide Zweige das gleiche Trägersignal, ergeben sich $2n$ Stufen in den Ausgangsspannungen, während sich die Welligkeit auf der DC-Seite erhöht. Um bei 0° -Verschiebung die eingepprägte Spannung auf der DC-Seite zu verbessern, können die Trägersignale zwischen den Phasen um 120° verschoben werden [30]. Diese ideale Kompensation ist auf gleiche und konstante Submodulspannungen angewiesen und praktisch kaum erreichbar, denn die niederfrequenten Spannungsschwankungen der Submodulkondensatoren können nicht beliebig reduziert werden. Die verbleibenden niederfrequenten Spannungsschwankungen werden durch geeignete Aussteuerung der Zweige kompensiert, was den Voraussetzungen der idealen Kompensation widerspricht.

Die Modellanlage kann $n = 6$ Spannungsstufen je Zweig einprägen, weshalb, nach den Ausführungen dieses Abschnitts, Modulationsverfahren mit PWM und mit früher Submodul-Auswahl am sinnvollsten erscheinen, denn die geforderten Spannungsmittelwerte können damit möglichst genau eingepprägt werden. Die Abtastfrequenz der Regelung wird durch die Sortierung nicht wesentlich eingeschränkt, da deren Implementierung

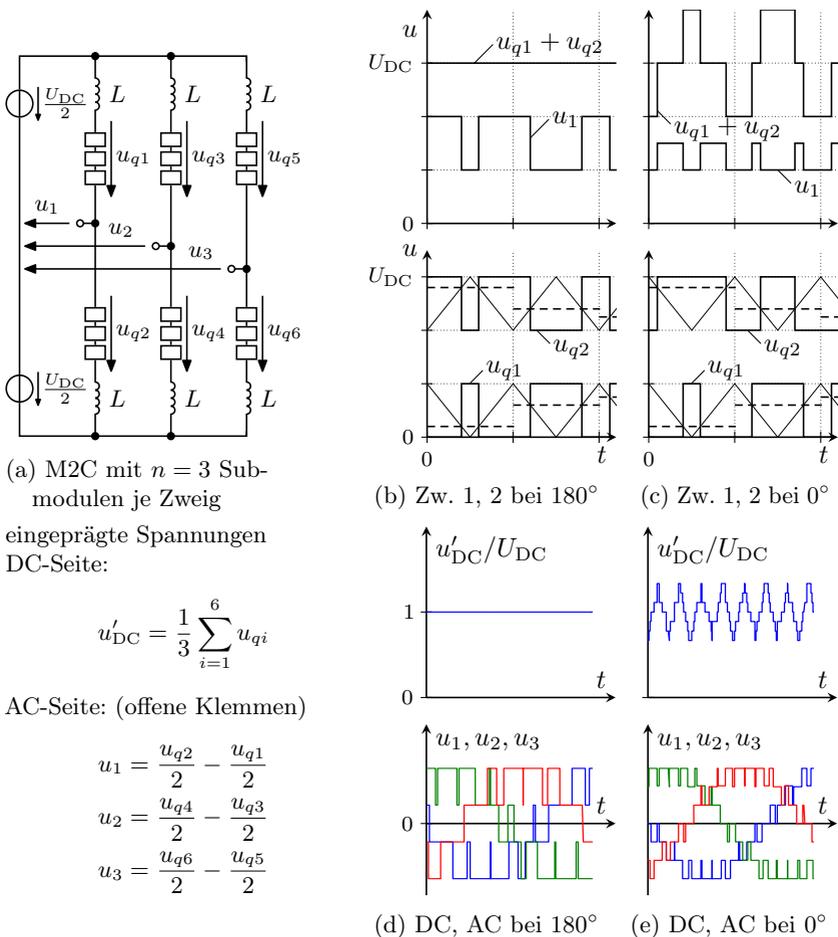


Abb. 2.7: Zwischen den Trägersignalen der oberen und unteren Zweige kann eine Phasenverschiebung vorgesehen werden, was die Welligkeiten beeinflusst. Spannungsbildung der Zweige 1 und 2 in Schaltung (a) mit hoher Zeitaufösung: für 180° in (b) und für 0° in (c).

Die zur DC-Seite hin eingeprägte Spannung u'_{DC} bestimmt die Welligkeit des Gleichstroms. Die Spannungen u_1, u_2, u_3 , hier ermittelt für den Fall offener AC-Klemmen, also ohne Laststrom, bestimmen die Welligkeit des Ausgangsstroms. Eine Verschiebung von 180° reduziert die Welligkeit auf der DC-Seite (d) und eine Verschiebung von 0° jene auf der AC-Seite (e).

bei $n = 6$ wenig Rechenzeit benötigt. Im Rahmen einer vom Autor betreuten Diplomarbeit konnte die Laufzeit der vollständigen Sortierung und Spannungsbildung für einen M2C mit $n = 6$ Submodulen je Zweig mittels FPGA⁴ auf weniger als 500 ns reduziert werden [100]. Die folgenden Abschnitte beschreiben die entwickelten Modulationsverfahren, weshalb zunächst die Funktionsweise und die wesentlichen Eigenschaften der vorhandenen Ansteuerung erläutert werden. Anschließend werden die beschriebenen Verfahren miteinander verglichen.

2.2 Modulationsverfahren der Modellanlage

2.2.1 Eigenschaften der Modulation der Modellanlage

Die folgenden Modulationsverfahren wurden für die Ansteuerung der Leistungshalbleiter mit verteilten synchronisierten Trägersignalen entwickelt. Jedes Submodul verfügt dabei über ein (lokales) Trägersignal, das von einer zentralen Steuerung (im Fall der Modellanlage ein FPGA) synchronisiert wird. Am oberen Umkehrpunkt des Dreiecksignals werden die Strom- und Spannungswerte erfasst und am unteren Umkehrpunkt wird das zuletzt empfangene Tastverhältnis aktiviert. Zur Synchronisation der Trägersignale können die Submodule beim Empfang eines dafür reservierten Telegramms ihr Trägersignal am unteren Umkehrpunkt neu starten.

Bei der Umsetzung der Tastverhältnisse sind folgende Fälle einstellbar:

- Ist das Tastverhältnis 0, wird das Modul für die gesamte Periode in Bypass geschaltet. Beträgt das Tastverhältnis 1, wird das Submodul eingeschaltet.
- Bei der symmetrischen PWM mit einem taktenden Modul werden die steigende und die fallende Flanke durch dasselbe Modul realisiert. Die Schalterstellung zu Beginn der Periode wird berücksichtigt und das gesendete Tastverhältnis entsprechend umgerechnet, ohne die Spannungszeitfläche der Klemmenspannung zu ändern. Dadurch können zusätzliche Umschaltungen vermieden werden. Abb. 2.8 zeigt das Prinzip anhand eines Beispielverlaufs.
- Bei der symmetrischen PWM mit zwei taktenden Modulen wird die steigende und die fallende Flanke jeweils durch ein anderes Modul

⁴field programmable gate array

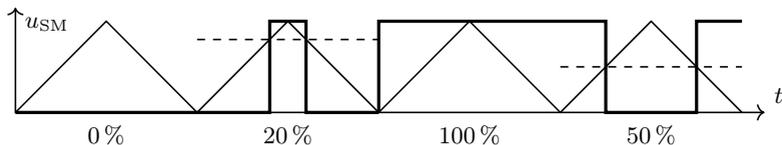


Abb. 2.8: Symmetrische PWM mit einem Modul: Der Träger ist ein Dreieckssignal, das auf allen Modulen synchron nachgebildet wird. Am unteren Umkehrpunkt werden die neuen Tastverhältnisse aktiv und am oberen Umkehrpunkt wird die Submodulspannung gemessen. Je nach Schalterstellung am unteren Umkehrpunkt wird die PWM mit Schalter AUS bzw. Schalter EIN begonnen. Der zu verwendende Vergleichswert wird vom Submodul selbstständig gebildet.

realisiert. D. h., zu Beginn der PWM-Periode ist ein Modul eingeschaltet und das andere Modul in Bypass. Am Ende der Periode haben beide Module den jeweils anderen Schaltzustand. Abb. 2.9 zeigt das Prinzip sowie die Summenspannung der beiden Module.

Abb. 2.10 zeigt eine Gatterschaltung zur Implementierung der beschriebenen Modulation. Um die Schaltfrequenz zu reduzieren, wird die Schalterstellung zu Beginn der Modulationsperiode beibehalten. Das bedeutet, die Modulation erfolgt entweder mit einem 0° oder 180° verschobenem Trägersignal ohne permanente Zuordnung einer Trägerphase.

Die entwickelten Algorithmen verwenden ein synchronisiertes Dreieckssignal, das auf jedem Submodul nachgebildet wird. Die Synchronisation erfolgt durch ein Telegramm, das kurz vor dem unteren Umkehrpunkt des Dreieckssignals an die Module versendet wird. Das Telegramm wird verfrüht versendet, um Verzögerungen zu kompensieren [100]. Wegen der sternförmigen Verbindung aller Module mit der zentralen Einheit ist die Signallaufzeit für jedes Modul annähernd gleich. Wenn die Module ein Synchronisationstelegramm erhalten, entspricht dies dem Beginn einer neuen Modulationsperiode. Während jeder Periode werden außerdem die Tastverhältnisse für die nächste Modulationsperiode gesendet. Die Tastverhältnisse werden zum Beginn der nächsten Periode bzw. nach Empfang des Synchronisationstelegramms wirksam.

Im Kontext der Modulation wird die Spannungsänderung der Submodule während der betrachteten Modulationsperiode vernachlässigt.

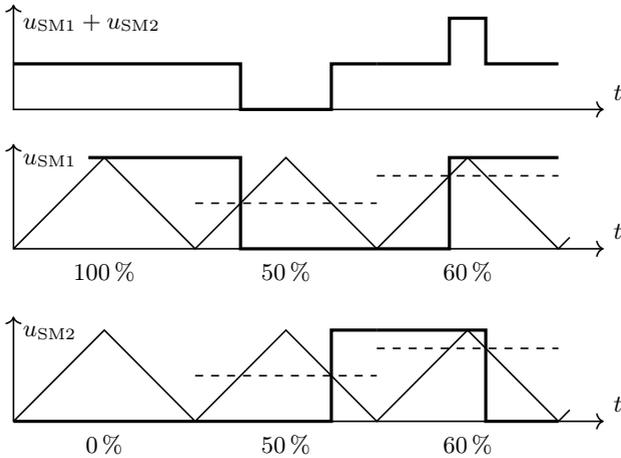


Abb. 2.9: Symmetrische PWM mit zwei Modulen: Zu Beginn ist ein Modul im Bypass und ein Modul in Reihenschaltung, also eingeschaltet. Je nach Tastverhältnis wird zuerst das eingeschaltete Modul in Bypass geschaltet oder das in Bypass befindliche Modul in die Reihenschaltung genommen. Abhängig davon ergibt sich eine Zeitspanne mit niedrigerer bzw. höherer Gesamtspannung (oben).

2.2.2 Algorithmus 1

Der Algorithmus 1 soll eine möglichst gute Symmetrierung der Kondensatorspannungen gewährleisten, weshalb in jeder Modulationsperiode die Module nach der Kondensatorspannung sortiert werden. Bei der Spannungsbildung wird dann abhängig vom Stromvorzeichen mit dem Modul mit geringster bzw. mit höchster Spannung begonnen. Sobald die Summenspannung die Vorgabe überschreitet, wird für das Modul, das zur Überschreitung geführt hat, ein Tastverhältnis berechnet. Dies ist das taktende Modul. Für jeden Zweig werden also folgende Schritte durchgeführt:

1. Berechnen der Summe der Kondensatorspannungen:

$$u_{\text{sum}} = \sum_{k=1}^6 u_k. \quad (2.1)$$

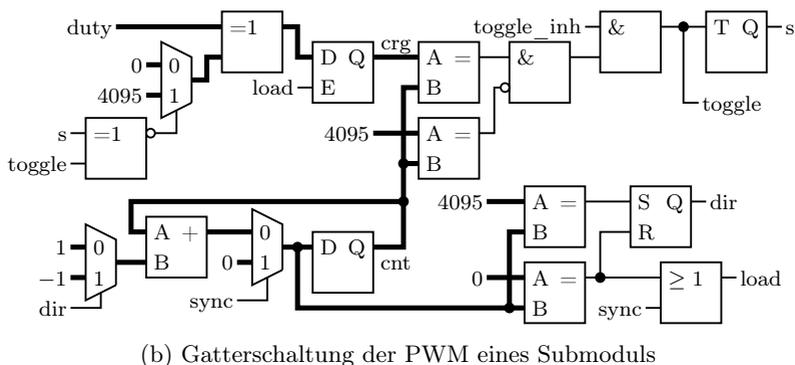
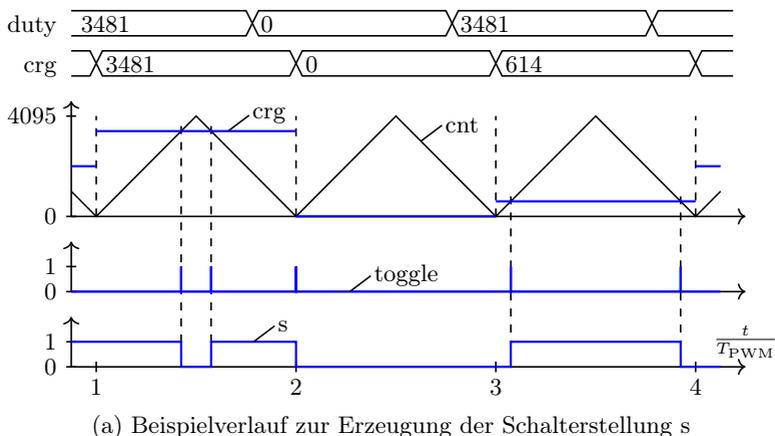


Abb. 2.10: Beispielverlauf (a) und Gatterschaltung (b) zur Umsetzung der in Abb. 2.8 dargestellten Modulation mit einer Auflösung von 12 Bit: Der Mittelwert der Schalterstellung s wird mit dem 12-Bit-Wort $duty$ vorgegeben und nach dem Synchronisieren mit $sync$ oder Erreichen des unteren Umkehrpunkts umgesetzt. Die Modulation beginnt immer mit der jeweils aktiven Schalterstellung, was zusätzliches Schalten verhindert. Der dafür notwendige Vergleichswert crg wird aus dem Eingang $duty$ in Abhängigkeit der Schalterstellung ermittelt, also bitweise negiert oder nicht negiert. Mit dem Eingang $toggle_inh$ kann ein Umschaltzeitpunkt ausgelassen werden, um die Modulation mit zwei Modulen aus Abb. 2.9 umzusetzen.

2. Begrenzen des Referenzwertes u_{ref} gemäß

$$u_{\text{ref,sat}} = \begin{cases} u_{\text{sum}} & u_{\text{ref}} > u_{\text{sum}} \\ u_{\text{ref}} & 0 \leq u_{\text{ref}} \leq u_{\text{sum}} \\ 0 & u_{\text{ref}} < 0. \end{cases} \quad (2.2)$$

3. Die Submodule werden nach der Kondensatorspannung sortiert, für $i_z > 0$ aufsteigend, für $i_z < 0$ absteigend. D. h., die Indizes k_1, k_2, \dots, k_6 werden so gewählt, dass $u_{k_1} \leq u_{k_2} \leq \dots \leq u_{k_6}$ für $i_z > 0$ bzw. $u_{k_1} \geq u_{k_2} \geq \dots \geq u_{k_6}$ für $i_z < 0$ gilt. Die Rangfolge von Submodulen mit gleichem Spannungswert muss durch andere Eigenschaften oder zufällig festgelegt werden.

4. Festlegen der Sockelmodule: Suche das kleinste $x \in \{1, \dots, 6\}$, sodass

$$u_{\text{ref,sat}} \leq \sum_{i=1}^x u_{k_i} \quad (2.3)$$

gilt. Diese Aufgabe lässt sich durch Probieren beginnend mit $x = 1$ implementieren.

5. Wenn $x > 1$, werden die Module k_1, \dots, k_{x-1} eingeschaltet.

6. Wenn $x < 6$, werden die Module k_{x+1}, \dots, k_6 in Bypass geschaltet.

7. Das Modul k_x wird mit dem Tastverhältnis

$$d = \begin{cases} \frac{u_{\text{ref,sat}} - \sum_{i=1}^x u_{k_i} + u_{k_x}}{u_{k_x}} & u_{k_x} > 0 \\ 1 & u_{k_x} = 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

angesteuert. Im Falle der Sättigung $u_{\text{ref,sat}} = u_{\text{sum}}$ bzw. $u_{\text{ref,sat}} = 0$, erhält man $d = 1$ bzw. $d = 0$.

Vorteile des Algorithmus 1:

- vollständige Sortierung in jeder Modulationsperiode
- besonders einfach zu implementieren
- unabhängig von der Schalterstellung der Module

- zur Behandlung ausgefallener und kurzgeschlossener Submodule genügt es, den jeweiligen Kondensatorspannungswert auf Null zu setzen

Nachteil des Algorithmus 1:

- hohe Schaltfrequenz, beziehungsweise häufiges, gleichzeitiges Schalten von zwei oder mehr Modulen in einem Zweig

Das gleichzeitige Schalten mehrerer Module kann zu Spannungsspitzen in der Zweigspannung führen, wie in Abb. 2.11 dargestellt. Die Ursache liegt in den Verriegelungen der IGBTs⁵, die die Submodule unabhängig von der Zweigstromrichtung ausführen. Während der Verriegelung sind beide IGBTs eines Moduls ausgeschaltet und die eingepreßte Spannung ist von der Richtung des Stromes abhängig, der entweder die obere oder die untere Diode durchfließt. Die Höhe des Impulses ist dabei von der Anzahl der schaltenden Submodule abhängig. Um die Anzahl der gleichzeitig schaltenden Submodule und damit die Schaltfrequenz zu reduzieren, wurde Algorithmus 2 entwickelt.

2.2.3 Algorithmus 2

Das Prinzip von Algorithmus 2 basiert darauf, die Module, welche sich im Bypass befinden, separat von den Modulen zu sortieren, die eingeschaltet sind. Diese Sortierung wird in [103] am Beispiel eines M2Cs für HGÜ vorgestellt. Im Gegensatz zu Algorithmus 1 benötigt Algorithmus 2 daher die Schalterstellungen, mit denen die Module die vorherige PWM-Periode beenden. Diese Schalterstellungen werden aus den zuletzt gesendeten Tastverhältnissen bestimmt, da die relevante Modulationsperiode zum Berechnungszeitpunkt noch läuft.

Der Algorithmus 2 ermittelt die neuen Tastverhältnisse, abhängig von den Schalterstellungen der Module, der Referenzspannung und dem Stromvorzeichen, indem möglichst nur ein Modul zur Symmetrierung aus- bzw. eingeschaltet wird. Die fehlende oder überschüssige Spannung wird mit den ausgeschalteten Modulen bzw. mit den eingeschalteten Modulen, analog zu Algorithmus 1 gebildet. Für jeden Zweig werden bei Algorithmus 2 folgende Schritte ausgeführt:

1. Schritte 1 bis 2 von Algorithmus 1.

⁵*insulated-gate bipolar transistors*

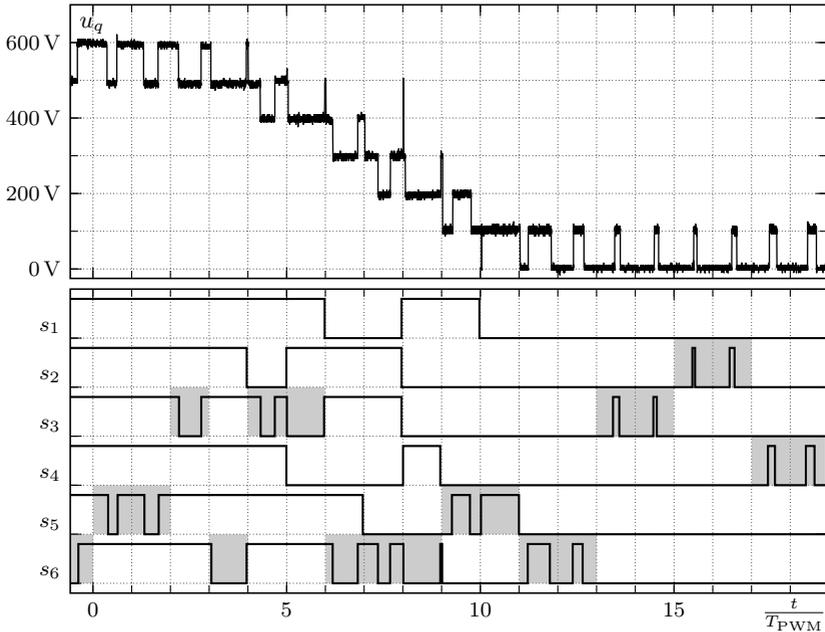


Abb. 2.11: Eingeprägte Spannung u_q und Schalterstellungen s_1, \dots, s_6 der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 1. Die PWM-Periode des jeweils taktenden Submoduls ist grau markiert. An der Stelle $\frac{t}{T_{PWM}} = 8$ werden die Module 1 und 4 eingeschaltet und die Module 2 und 3 ausgeschaltet während Modul 5 in Bypass verbleibt. Modul 6 wird in der bei $\frac{t}{T_{PWM}} = 8$ beginnenden PWM-Periode mit einem Tastverhältnis von 0,08 getaktet, weshalb die fallende Schaltflanke nicht direkt bei $\frac{t}{T_{PWM}} = 8$ liegt. Das gleichzeitige Schalten der Module 1, 2, 3 und 4 bei $\frac{t}{T_{PWM}} = 8$ führt zu dem Nadelimpuls in der eingepprägten Spannung u_q .

2. Die Modulation berücksichtigt die Schalterstellung der Submodule, die sich nach Ablauf der letzten Modulationsperiode ergeben, wobei die Schalterstellungen aus den zuletzt gesendeten Tastverhältnissen ermittelt werden. Die an diesem Punkt eingeschalteten (bzw. ausgeschalteten) Module werden nach der Kondensatorspannung sortiert, für $i_z > 0$ absteigend (bzw. aufsteigend), für $i_z < 0$ aufsteigend (bzw. absteigend). D. h., die Indizes $E_1, E_2, \dots, E_{n_{\text{ON}}}$ (bzw. $A_1, A_2, \dots, A_{n_{\text{OFF}}}$) werden so gewählt, dass $u_{E_1} \geq u_{E_2} \geq \dots \geq u_{E_{n_{\text{ON}}}}$ (bzw. $u_{A_1} \leq u_{A_2} \leq \dots \leq u_{A_{n_{\text{OFF}}}}$) für $i_z > 0$ und $u_{E_1} \leq u_{E_2} \leq \dots \leq u_{E_{n_{\text{ON}}}}$ (bzw. $u_{A_1} \geq u_{A_2} \geq \dots \geq u_{A_{n_{\text{OFF}}}}$) für $i_z < 0$ gilt. Wie bei den vorherigen Algorithmen muss die Rangfolge von Submodulen mit gleichem Spannungswert durch weitere Eigenschaften festgelegt werden.

- Liste 1 enthält die eingeschalteten Module und hat n_{ON} Einträge.
- Liste 2 enthält die ausgeschalteten Module und hat n_{OFF} Einträge.

Jedes Modul gehört entweder zu der einen oder zu der anderen Menge, da ein Modul im Kontext der Sortierung entweder eingeschaltet oder ausgeschaltet ist, d. h. $n = n_{\text{ON}} + n_{\text{OFF}}$.

3. Berechnen der Summenspannung u_a der Module aus Liste 1.
4. Wenn $u_{\text{ref,sat}} > u_a$ schalte das Modul E_1 aus, andernfalls schalte das Modul A_1 ein. Dieser Schritt wird ausgelassen, wenn
- eine der Listen leer ist, oder
 - wenn bei $u_{\text{ref,sat}} > u_a$ und $i_z < 0$ das Submodul E_1 eine höhere Spannung hat als Modul A_1 , oder
 - wenn bei $u_{\text{ref,sat}} \leq u_a$ und $i_z > 0$ das Submodul A_1 eine höhere Spannung hat als Modul E_1 .
5. Analog zu den Schritten 4 bis 7 von Algorithmus 2 wird bei $u_{\text{ref,sat}} > u_a$ die zu $u_{\text{ref,sat}}$ noch fehlende Spannung mit den ausgeschalteten Modulen (Liste 2) gebildet, zuletzt kann, wenn $u_{\text{ref,sat}}$ es verlangt, das in Schritt 4 zum Ausschalten vorgesehene Modul herangezogen werden. Bei $u_{\text{ref,sat}} < u_a$ werden analog die eingeschalteten Module zum Ausschalten vorgesehen (Liste 1), um die vorgegebene Spannung zu erreichen.

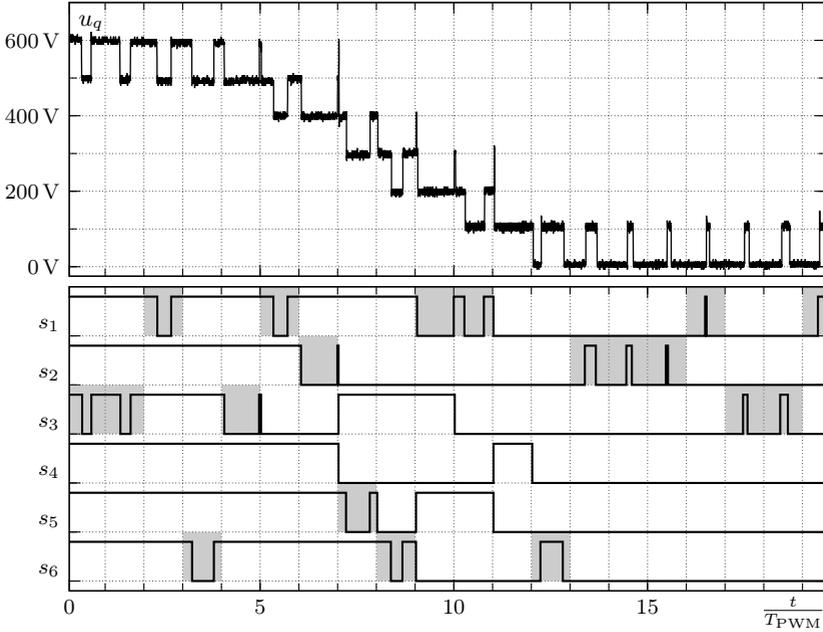


Abb. 2.12: Eingeprägte Spannung u_q und Schalterstellungen s_1, \dots, s_6 der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 2.

Das Auslassen von Schritt 4 im Fall $u_{ref,sat} > u_a$ führt in der Regel zu einer Verbesserung der Spannungssymmetrie, da die anschließende Spannungsbildung weniger Module aus Liste 2 einschalten muss, welche wegen $u_{E1} > u_{A1}$ ohnehin schon die niedrigsten Spannungen aufweisen. Analog wirkt das Auslassen im Fall $u_{ref,sat} \geq u_a$, da die anschließende Spannungsbildung weniger Module aus Liste 1 ausschaltet, welche wegen $u_{A1} > u_{E1}$ ohnehin schon die niedrigsten Spannungen aufweisen.

In Abb. 2.12 sind die eingeprägte Spannung und die Schalterstellungen der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 2 dargestellt. Im dargestellten Zeitraum werden zwar nicht mehr vier Module gleichzeitig geschaltet, wie bei Algorithmus 1 in Abb. 2.11, dafür werden häufiger genau drei Submodule gleichzeitig geschaltet. Dies liegt an der Strategie zur Symmetrierung in Schritt 4, welcher ein Modul zur Symmetrierung ein- beziehungsweise ausschaltet, und zwar so, dass die Ungleichung $u_{ref,sat} < u_a$ beziehungsweise die Ungleichung $u_{ref,sat} \geq u_a$

erhalten bleibt. Dadurch vereinfacht sich die anschließende Spannungsbildung in Schritt 5, weil die Überprüfung entfällt, ob die Spannung erhöht oder reduziert werden muss. Diese Vorgehensweise erhöht allerdings die fehlende oder überschüssige Spannung, was durch Ein- oder Ausschalten weiterer Module ausgeglichen werden muss.

Abhilfe bietet die Modulation mit zwei taktenden Modulen, wie sie in Abb. 2.9 dargestellt ist, denn durch sie steht die Summenspannung beider taktender Module als Stellbereich für die Spannungsbildung zur Verfügung, sodass die fehlende oder überschüssige Spannung aus Schritt 4 fast immer durch die taktenden Module bereitgestellt werden kann.

Vorteil des Algorithmus 2:

- Durch Berücksichtigung der Schalterstellung der Module beim Sortieren wird die Schaltfrequenz verringert, insbesondere wenn sich u_{ref} nur langsam ändert.

Nachteile des Algorithmus 2:

- Höherer Implementierungsaufwand, da die Schalterstellungen benötigt werden, mit denen die vorige Modulationsperiode endet.
- Algorithmus 2 verwendet nur die Modulation mit einem Modul (siehe Abb. 2.8) und kann zum Symmetrieren der Spannungen in der Regel nur ein Modul aus- bzw. einschalten. Sollen zwei Module „tauschen“, werden diese gleichzeitig geschaltet.

Algorithmus 3 erweitert Algorithmus 2 um die Modulation mit zwei taktenden Modulen.

2.2.4 Algorithmus 3

Algorithmus 3 stellt eine Erweiterung von Algorithmus 2 dar, wobei die Modulation bevorzugt mit zwei Modulen durchgeführt wird (siehe Abb. 2.9). Wenn keine zwei geeigneten Module gefunden werden können, fällt Algorithmus 3 auf Algorithmus 2 zurück, vergleichbar mit den Annahmen aus [45, S. 178]. In Abb. 2.13 sind die eingepreßte Spannung und die Schalterstellungen der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 3 dargestellt. Durch die Modulation mit zwei taktenden Modulen können ein oder zwei Module innerhalb einer Modulationsperiode takten, wie man an den grau unterlegten Zeiträumen sieht. Die Anzahl der Schaltvorgänge ändert sich dadurch nicht.

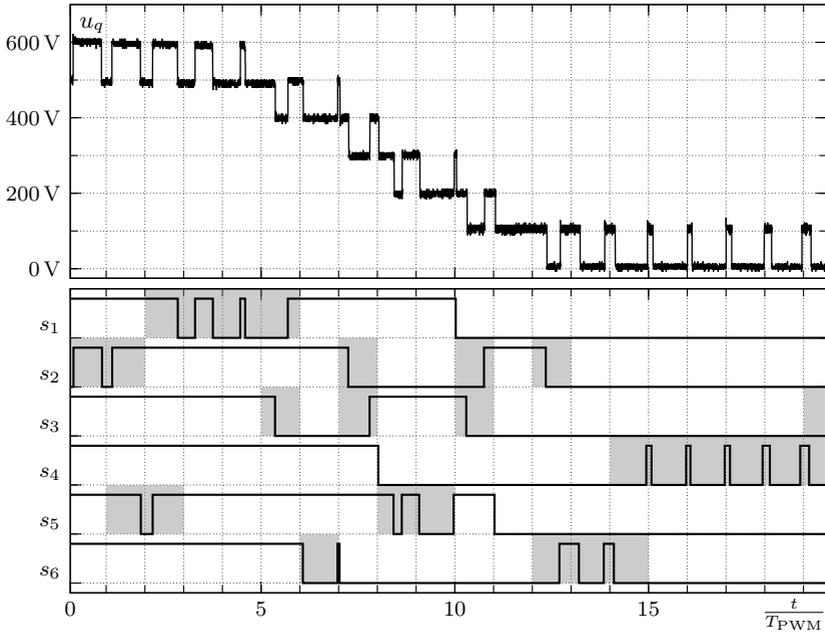


Abb. 2.13: Eingeprägte Spannung u_q und Schalterstellungen s_1, \dots, s_6 der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 3.

Algorithmus 3 schaltet im Vergleich zu den Algorithmen 1 und 2 lediglich ein Submodul zusätzlich, wenn sich die Anzahl der Sockelmodule ändert. Dadurch treten praktisch keine Schaltmuster auf, die zu Spannungsimpulsen in der eingepprägten Spannung führen können. Im dargestellten Zeitraum fällt Algorithmus 3 bei hoher Aussteuerung und bei niedriger Aussteuerung auf die Modulation mit einem taktenden Modul zurück, was zu längeren Zeiträumen führen kann, in denen nur ein Submodul moduliert wird.

Vorteil des Algorithmus 3:

- niedrige Schaltfrequenz durch die Verwendung zweier taktender Module

Nachteil des Algorithmus 3:

- aufwändige Implementierung durch die Fallunterscheidung und den Rückfall auf Algorithmus 2

Insbesondere der Rückfall auf die Modulation mit einem taktenden Modul erhöht den Implementierungsaufwand. Algorithmus 4 soll ohne Rückfall auf die Modulation mit einem taktenden Modul auskommen.

2.2.5 Algorithmus 4

Der Algorithmus 4 verwendet zur Modulation permanent zwei Module nach dem in Abb. 2.9 gezeigten Schema, greift also, anders als in [45] angenommen, selbst bei sehr geringer und sehr hoher Aussteuerung des Zweiges nicht auf die Modulation mit einem Modul zurück. Die jeweils verwendeten Module werden aus Liste 1 und Liste 2 von Algorithmus 2 ausgewählt. Modul E_1 soll vor Modul E_2 und Modul A_1 soll vor Modul A_2 herangezogen werden, was zur Symmetrierung führt. D. h., bei $i_z > 0$ (bzw. $i_z < 0$) wird das Modul mit der höchsten (bzw. niedrigsten) Spannung aus Liste 1 ausgeschaltet und das Modul mit der niedrigsten (bzw. höchsten) Spannung aus Liste 2 eingeschaltet. Die taktenden Module haben nach Ablauf der PWM-Periode die jeweils komplementäre Schalterstellung, werden also in die jeweils andere Liste einsortiert, was die Zeitspanne bis zum nächsten Einsatz als taktendes Modul in der Regel verlängert.

Das lässt sich durch folgende Schritte erreichen:

1. Schritte 1 bis 2 von Algorithmus 1.
2. Sortierung nach Schritt 2 von Algorithmus 2.

Wenn eine der Listen leer ist, kann die Modulation nicht gemäß Abb. 2.9 durchgeführt werden. Man kann in diesen Fällen mit einem virtuellen Modul mit null Spannung rechnen, um den Algorithmus auch für diesen Fall zu verwenden, was beiläufig dazu führt, dass im nächsten Abtastschritt die Listen nicht leer sind.

3. Die Grenzen des Modulationsbereichs hängen von den jeweils zur Modulation herangezogenen Modulen ab und liegen zwischen u_{base} und $u_{\text{base}} + u_{\text{PWM}}$, wobei u_{base} die Summenspannung aller permanent eingeschalteten Module und u_{PWM} die Summenspannung der zwei modulierten Module ist. Die Spannung $u_{\text{ref,sat}}$ kann realisiert werden, wenn

$$u_{\text{base}} < u_{\text{ref,sat}} < u_{\text{base}} + u_{\text{PWM}}. \quad (2.5)$$

Im ersten Schritt werden die Werte von u_{base} und u_{PWM} aus der mit *Start* bezeichneten Zeile von Tab. 2.1 in (2.5) eingesetzt. Liegt

Tab. 2.1: Algorithmus 4 setzt die angegebenen Werte von u_{base} und u_{PWM} , beginnend mit denen aus der Zeile *Start* in (2.5) ein. Ist die obere Grenze zu klein, wird mit der nächst höheren Zeile fortgesetzt. Ist die untere Grenze zu groß, wird mit der nächst niedrigeren Zeile fortgesetzt.

	u_{base}	u_{PWM}	Δn_{base}	Richtung
	\vdots	\vdots	\vdots	\uparrow wenn $u_{\text{base}} + u_{\text{PWM}}$ zu klein
	$\sum_{k=2}^{n_{\text{ON}}} u_{E_k} + u_{A_1} + u_{A_2}$	$u_{E_1} + u_{A_3}$	2	
	$\sum_{k=2}^{n_{\text{ON}}} u_{E_k} + u_{A_1}$	$u_{E_1} + u_{A_2}$	1	\downarrow wenn u_{base} zu groß
Start	$\sum_{k=2}^{n_{\text{ON}}} u_{E_k}$	$u_{E_1} + u_{A_1}$	0	
	$\sum_{k=2}^{n_{\text{ON}}} u_{E_k} - u_{E_2}$	$u_{E_2} + u_{A_1}$	-1	
	$\sum_{k=2}^{n_{\text{ON}}} u_{E_k} - u_{E_2} - u_{E_3}$	$u_{E_3} + u_{A_1}$	-2	
	\vdots	\vdots	\vdots	

die Spannung $u_{\text{ref,sat}}$ unterhalb der unteren Grenze des Stellbereichs (2.5) werden die Werte der darunter liegenden Zeile angesetzt. Liegt die Spannung oberhalb, werden die Werte der nächst höheren Zeile angesetzt. Die Suche ist beendet, sobald ein passender Stellbereich gefunden ist oder keine weiteren Module zur Verfügung stehen.

4. Die modulierten Module werden mit dem Tastverhältnis

$$d = \begin{cases} \frac{u_{\text{ref,sat}} - u_{\text{base}}}{u_{\text{PWM}}} & u_{\text{PWM}} > 0 \\ 1 & u_{\text{PWM}} = 0 \end{cases} \quad (2.6)$$

angesteuert.

In Abb. 2.14 sind die eingeprägte Spannung und die Schalterstellungen der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 4 dargestellt. Der Algorithmus ist in der Lage, ausschließlich die zur Spannungsbildung notwendigen Schaltvorgänge auch für die Symmetrierung einzusetzen. Lediglich an den Stellen $\frac{t}{T_{\text{PWM}}} = 6, 7, 9$ und 11 muss ein zusätzliches Submodul geschaltet werden, weil sich die Anzahl der Sockelmodule ändert.

Vorteile des Algorithmus 4:

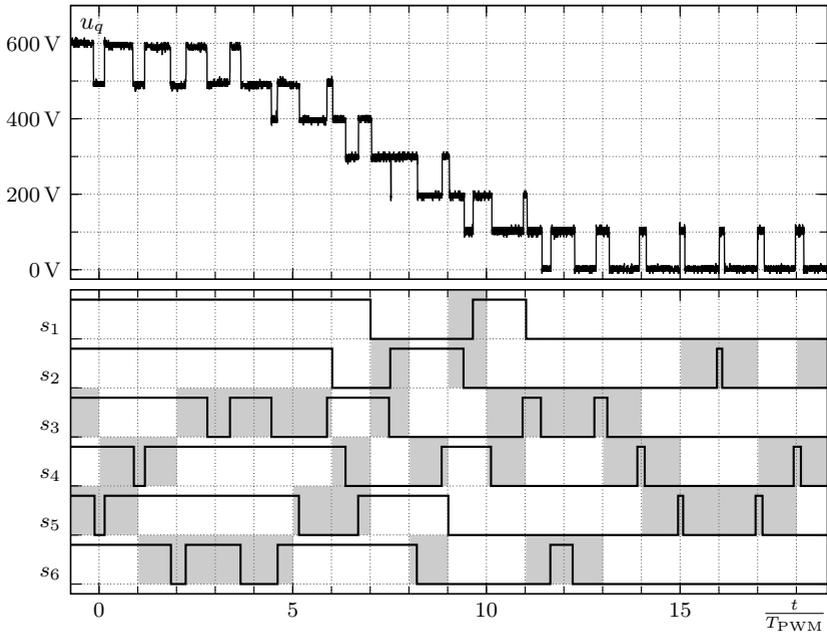


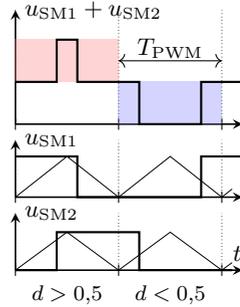
Abb. 2.14: Eingeprägte Spannung u_q und Schalterstellungen s_1, \dots, s_6 der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 4.

- Es wird eine im Vergleich zu den anderen Verfahren besonders geringe Spannungsunsymmetrie erreicht.
- Die mittlere Schaltfrequenz der Module ist besonders niedrig.
- Durch die Modulation mit zwei Modulen steht die Summenspannung der beiden Module als Stellbereich der PWM zur Verfügung und wenn alle Module ideal symmetriert sind, überlappen sich diese Stellbereiche garantiert. Daher kann man das Tastverhältnis der taktenden Module auf $d_{\min} \leq d \leq d_{\max}$ begrenzen und trotzdem die geforderte Spannung bereitstellen. Dazu verwendet man an Stelle der Ungleichungen (2.5) die alternativen Ungleichungen

$$u_{\text{base}} + d_{\min} u_{\text{PWM}} \leq u_{\text{ref,sat}} \leq u_{\text{base}} + d_{\max} u_{\text{PWM}}. \quad (2.7)$$

Bei zu starker Eingrenzung der Tastverhältnisse mit (2.7) überlappen die Stellbereiche nicht mehr und die Spannungsbildung

Abb. 2.15: Die eingeprägte Spannung zweier taktender Submodule entspricht bei $d > 0,5$ dem Verlauf der Spannung eines versetzt getakteten Moduls und bei $d < 0,5$ dem Verlauf bei nicht versetzter Taktung. Durch gezielte Bevorzugung von $d < 0,5$ beziehungsweise $d > 0,5$ für die Zweige einer Phase kann die versetzte Modulation aus Abb. 2.7d umgesetzt werden.



terminiert nicht wie gewünscht. Für Algorithmus 4 hat sich die Festlegung $d_{\max} = 1 - d_{\min}$ und $d_{\min} = 0,05$ als sinnvolle Begrenzung erwiesen.

Nachteil des Algorithmus 4:

- Die Spannungen der zwei taktenden Submodule sind in der Regel nicht gleich, da fast immer die zur Symmetrierung vorgesehenen Module takten.

Bei allen bisher besprochenen Algorithmen variiert synchrone oder versetzte Taktung der modulierten Submodule, weil die taktenden Submodule die neue Modulationsperiode mit der vorigen Schalterstellung beginnen, um die Schaltfrequenz zu reduzieren. Die Reduktion der Stromwelligkeit der Zweigströme oder der Ausgangsströme setzt demgegenüber eine permanente Zuordnung der Träger voraus.

Die von zwei taktenden Modulen in Summe eingeprägte Spannung ist in Abb. 2.15 für die Fälle $d < 0,5$ und $d > 0,5$ dargestellt. Wenn ein Zweig die Tastverhältnisse $d > 0,5$ bevorzugt, während der andere Zweig derselben Phase die Tastverhältnisse $d < 0,5$ einsetzt, entsprechen die eingepprägten Spannungen der versetzten Taktung aus Abb. 2.7d.

In Abb. 2.16 sind die eingepprägten Spannungen des oberen und unteren Zweigs einer Phase bei Algorithmus 4 dargestellt und rötlich hinterlegt, wenn das verwendete Tastverhältnis größer als 0,5 ist, andernfalls bläulich. Algorithmus 4 schränkt die Tastverhältnisse gemäß (2.7) mit $d_{\min} = 0,05$ und $d_{\max} = 0,95$ nur gering ein, was zu häufigen Wechseln zwischen $d < 0,5$ und $d > 0,5$ führt. Wenn beide Zweige einer Phase den gleichen Bereich des Tastverhältnisses verwenden, ergibt sich ein

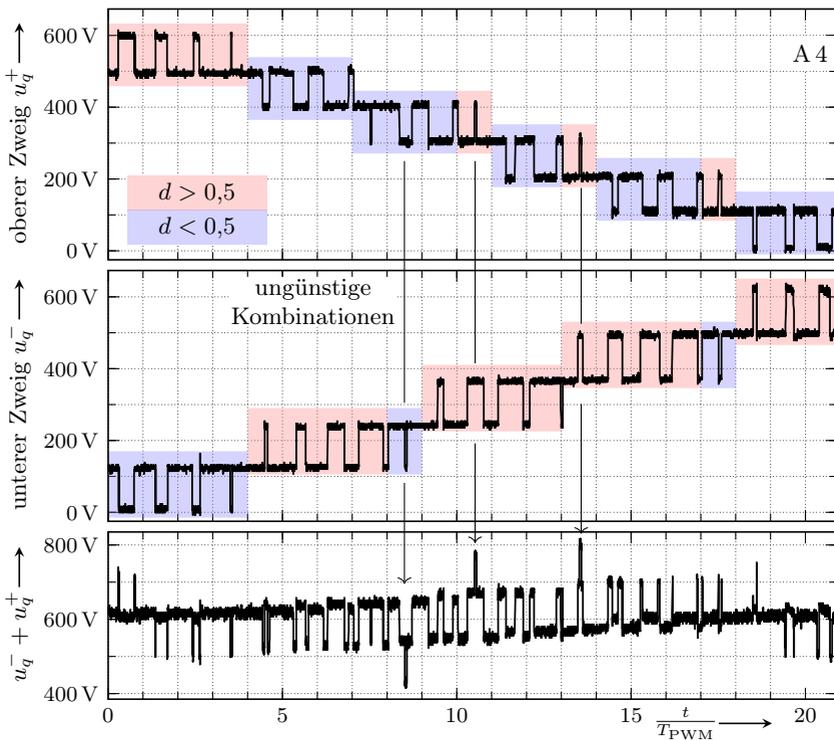


Abb. 2.16: Algorithmus 4 verwendet die in Abb. 2.15 gezeigten Bereiche des Tastverhältnisses d ohne Bevorzugung. Verwenden beide Zweige einer Phase den gleichen Bereich, zeigt deren Summe $u_q^- + u_q^+$ ein ungünstiges Pulsmuster, wie an den markierten Stellen zu sehen.

ungünstiges Pulsmuster auf der Gleichspannungsseite, wie man an den mit Pfeilen markierten Stellen in Abb. 2.16 erkennt. Die Häufigkeit ungünstiger Kombinationen, ermittelt über einen langen Zeitraum, liegt mit etwas mehr als 10 % unterhalb des Anteils, den man bei gleicher Häufigkeit aller Kombinationen erwarten würde. Diese für die Gleichspannung günstige Tendenz wird durch das Verhalten an den Aussteuerungsgrenzen hervorgerufen, weil dort $d < 0,5$ bzw. $d > 0,5$ erforderlich ist, um die untere bzw. obere Grenze der Aussteuerung zu erreichen.

Durch geeignete Wahl von d_{\min} und d_{\max} in (2.7) lassen sich Tastverhältnisse $d > 0,5$ oder $d < 0,5$ bevorzugen, um fast immer synchrone oder versetzte Taktung sicherzustellen. Zu starke Einschränkungen des Tastverhältnisses gefährden allerdings das sichere Beenden der Suche. Der Freiheitsgrad bei Modulation mit zwei taktenden Modulen und der dafür entwickelte Algorithmus 5 sind Gegenstand der nächsten Abschnitte.

2.2.6 Besonderheiten bei Modulation mit zwei taktenden Modulen

Bei der Modulation mit zwei Modulen überlappen sich die Stellbereiche, da die Summenspannung u_{PWM} der modulierten Module größer ist als die Schrittweite der Sockelspannung u_{base} . Diese Überlappung bietet einen Freiheitsgrad bei der Auswahl der modulierten Module und der Anzahl der Sockelmodule, welcher ausgenutzt werden kann, um die Tastverhältnisse der modulierten Module auf $d_{\min} \leq d \leq d_{\max}$ zu begrenzen und trotzdem die geforderte Spannung bereitzustellen. Die Eingrenzung der Tastverhältnisse kann auch genutzt werden, um synchrone oder versetzte Taktung zu bevorzugen.

In diesem Abschnitt werden die Einschränkungen erörtert, die bei der Eingrenzung der Tastverhältnisse und bei der Wahl von d_{\min} und d_{\max} bestehen. Dazu werden zunächst ideal symmetrierte Modulspannungen angenommen und in einem zweiten Schritt die Verhältnisse bei unsymmetrischen Submodulspannungen betrachtet.

ideale Submodulspannungen Unter Vernachlässigung der Spannungsunsymmetrie der Module ergeben sich die in Abb. 2.17 dargestellten Verhältnisse. Werden die Tastverhältnisse nicht eingeschränkt, überlappen sich die Stellbereiche um die Spannung eines Moduls, was einem Tastverhältnis von 0,5 für beide modulierten Module entspricht. Die maximal mögliche (symmetrische) Einschränkung der Tastverhältnisse, die für $n_{\text{base}} > 0$ keine Lücken im Modulationsbereich verursacht, ist

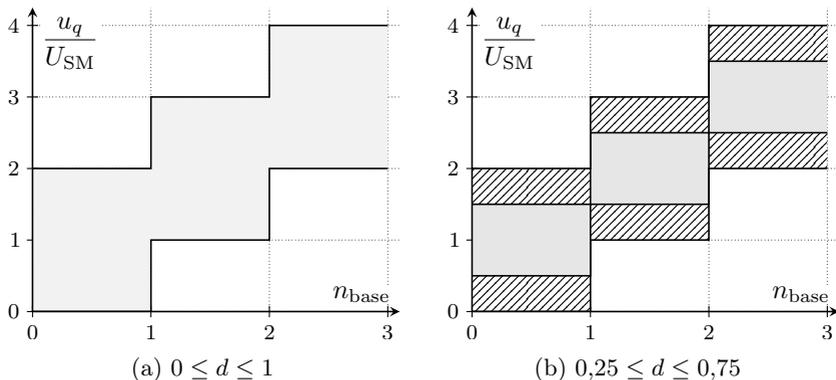


Abb. 2.17: Stellbereiche bei Modulation mit zwei Modulen (siehe Abb. 2.9) in Abhängigkeit der Sockelmodule n_{base} : Unter Vernachlässigung der Spannungsunsymmetrie der Module und ohne Einschränkung des Tastverhältnisses ergibt sich der in (a) mit gekennzeichnete Stellbereich. Die Stellbereiche von $n_{\text{base}} = n$ und $n_{\text{base}} = n + 1$ überlappen sich, wobei $n = 0, 1, \dots, n_{\text{ON}} - 1$. Dies ermöglicht es, die Tastverhältnisse einzuschränken, ohne den mit $n_{\text{base}} > 0$ modulierbaren Bereich zu begrenzen, wie in (b) für das Beispiel der symmetrischen Begrenzung $0,25 \leq d \leq 0,75$ dargestellt ist. Die mit gekennzeichneten Stellbereiche entfallen und trotzdem kann der Spannungsbereich $u > 0,5U_{\text{SM}}$ moduliert werden. Wie man außerdem in (b) erkennt, entspricht dies dem Grenzfall einer symmetrischen Einschränkung, da eine weitere Einschränkung Lücken im Stellbereich verursachen würde.

daher $0,25 \leq d \leq 0,75$, wie in Abb. 2.17b dargestellt. Die allgemeine Form der Einschränkung

$$d_{\min} \leq d \leq d_{\max}, \quad \text{mit} \quad 0 \leq d_{\min} < d_{\max} \leq 1 \quad (2.8)$$

muss gewährleisten, dass die größtmögliche Spannung bei $n_{\text{base}} = k$, mit $k = 0, 1, \dots, n_{\text{ON}} - 1$, größer oder gleich der kleinstmöglichen Spannung bei $n_{\text{base}} = k + 1$ ist, was durch die Forderung

$$d_{\max} 2U_{\text{SM}} \geq U_{\text{SM}} + d_{\min} 2U_{\text{SM}} \quad (2.9)$$

ausgedrückt werden kann, die sich wegen $U_{\text{SM}} > 0$ zu der Bedingung

$$d_{\max} - d_{\min} \geq \frac{1}{2} \quad (2.10)$$

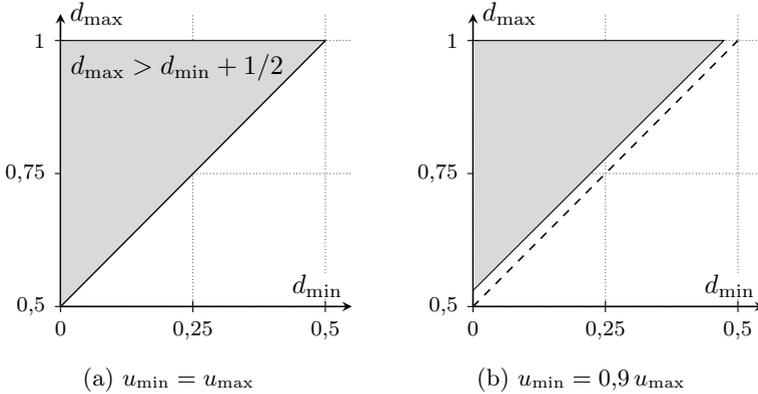


Abb. 2.18: Die mit gezeichnete Fläche markiert alle Wertepaare (d_{\min}, d_{\max}) , mit denen keine Lücken im Modulationsbereich auftreten: (a) unter Annahme ideal symmetrierter Modulspannungen bzw. (b) mit einer Unsymmetrie von $u_{\min} = 0,9 u_{\max}$ und ungünstigsten Bedingungen.

vereinfachen lässt. Die zulässigen Wertepaare sind in Abb. 2.18a als dargestellt, wenn man noch $0 \leq d_{\min} < d_{\max} \leq 1$ erfüllt.

unsymmetrische Submodulspannungen Um den Effekt der Spannungsunsymmetrien auf die zulässigen Tastverhältnisse abzuschätzen, werden die Werte von u_{base} und u_{PWM} aus Tab. 2.1 betrachtet, die Algorithmus 4 zur Spannungsbildung in (2.7) ansetzt.

Zunächst wird der Übergang von $\Delta n_{\text{base}} = 0$ auf $\Delta n_{\text{base}} = 1$ betrachtet. Für die Werte aus der Zeile $\Delta n_{\text{base}} = 0$ lässt sich (2.7) auf die Form

$$d_{\min}(u_{E_1} + u_{A_1}) \leq u_{\Delta} \leq d_{\max}(u_{E_1} + u_{A_1}) \quad (2.11a)$$

und für $\Delta n_{\text{base}} = 1$ auf die Form

$$u_{A_1} + d_{\min}(u_{E_1} + u_{A_2}) \leq u_{\Delta} \leq u_{A_1} + d_{\max}(u_{E_1} + u_{A_2}) \quad (2.11b)$$

bringen, in dem man $\sum_{k=2}^{n_{\text{ON}}} u_{E_k}$ abzieht und die Abkürzung

$$u_{\Delta} = u_{\text{ref,sat}} - \sum_{k=2}^{n_{\text{ON}}} u_{E_k} \quad (2.12)$$

verwendet. Es sind A_1 und A_2 die Module mit Schalterstellung „aus“, die bevorzugt einzuschalten sind, und E_1 das bevorzugte Modul mit Schalterstellung „ein“, das ausgeschaltet werden muss.

Die Modulationsbereiche (2.11) überlappen, wenn die obere Grenze des unteren Modulationsbereichs (2.11a) größer oder gleich der unteren Grenze des oberen Modulationsbereichs (2.11b) ist, also wenn die Ungleichung

$$d_{\max}(u_{E_1} + u_{A_1}) \geq u_{A_1} + d_{\min}(u_{E_1} + u_{A_2}) \quad (2.13)$$

erfüllt ist. Bei symmetrischer Begrenzung

$$d_{\min} = d_{\text{sat}} \quad (2.14a)$$

$$d_{\max} = 1 - d_{\text{sat}} \quad (2.14b)$$

mit $d_{\text{sat}} \leq 0,25$ lässt sich (2.13) auf

$$(1 - 2d_{\text{sat}})u_{E_1} \geq d_{\text{sat}}(u_{A_1} + u_{A_2}) \quad (2.15)$$

bringen. Der ungünstigste Fall ergibt sich, wenn E_1 die kleinste Spannung unter allen Submodulen eines Zweiges hat, während A_1 und A_2 die höchsten Spannungen aufweisen, also wenn $u_{E_1} = u_{\min}$ und $u_{A_1} = u_{A_2} = u_{\max}$ gilt, was in (2.13) eingesetzt, auf die Ungleichung

$$\frac{u_{\min}}{u_{\max}} \geq \frac{2d_{\text{sat}}}{1 - 2d_{\text{sat}}} \quad (2.16)$$

umgestellt werden kann. Wenn die höchste und niedrigste Spannung über alle Module eines Zweiges ermittelt wird, stellt diese Bedingung den ungünstigsten Fall dar und folgt analog zur obigen Argumentation, wenn man die Betrachtung auf die Zeilen $\Delta n_{\text{base}} > 1$ von Tab. 2.1 ausweitet und den jeweils ungünstigsten Fall unterstellt.

Betrachtet man den Übergang von $\Delta n_{\text{base}} = 0$ auf $\Delta n_{\text{base}} = -1$, ergibt sich (2.11a) für den oberen Stellbereich und

$$d_{\min}(u_{E_2} + u_{A_1}) - u_{E_2} \leq u_{\Delta} \leq d_{\max}(u_{E_2} + u_{A_1}) - u_{E_2} \quad (2.17)$$

für den unteren Stellbereich. Die zu (2.13) analoge Ungleichung lautet dann

$$d_{\max}(u_{E_2} + u_{A_1}) - u_{E_2} \geq d_{\min}(u_{E_1} + u_{A_1}), \quad (2.18)$$

welche durch Einsetzen von (2.14) und Annahme des ungünstigsten Falls $u_{E_1} = u_{A_2} = u_{\max}$ und $u_{A_1} = u_{\min}$ ebenfalls auf (2.16) führt. Die Bedingung (2.16) gilt demnach auch für $\Delta n_{\text{base}} < 0$.

Lässt man auch unsymmetrische Begrenzungen zu, ist der ungünstigste Fall von (2.13) an der umgestellten Form

$$(d_{\max} - d_{\min})u_{E_1} \geq (1 - d_{\max})u_{A_1} + d_{\min}u_{A_2} \quad (2.19)$$

ersichtlich, der sich bei $u_{E_1} = u_{\min}$ und $u_{A_1} = u_{A_2} = u_{\max}$ einstellt. Daraus lässt sich die Ungleichung

$$\frac{u_{\min}}{u_{\max}} \geq \frac{1 - (d_{\max} - d_{\min})}{d_{\max} - d_{\min}} \quad (2.20)$$

herleiten, deren rechte Seite die größte untere Schranke der Unsymmetrie $\frac{u_{\min}}{u_{\max}}$ liefert, für welche, im oben unterstellten ungünstigsten Fall, die Modulationsbereiche keine Lücken aufweisen. Für die bei Algorithmus 4 verwendeten Einstellungen $d_{\max} = 0,95$ und $d_{\min} = 0,05$ in (2.7) ergibt sich ein Wert von $\frac{u_{\min}}{u_{\max}} \geq 0,1$. Dies weist eine sehr hohe Robustheit gegenüber dem oben unterstellten ungünstigsten Fall aus, da diese starke Unsymmetrie im ungestörten Betrieb praktisch nicht auftritt. Selbst bei der in [95] verwendeten deutlich stärkeren Einschränkung $d_{\max} = 0,85$ und $d_{\min} = 0,15$, erfolgt (im ungünstigsten Fall) bis $\frac{u_{\min}}{u_{\max}} \geq 0,43$ noch keine Einschränkungen des Stellbereichs, weshalb diese Problematik dort garnicht erwähnt wird.

Die Ungleichung (2.20) lässt sich in der Form

$$d_{\max} \geq \frac{1}{\frac{u_{\min}}{u_{\max}} + 1} + d_{\min} \quad (2.21)$$

als Geradengleichung mit dem Parameter $\frac{u_{\min}}{u_{\max}}$ auffassen. Für den Zahlenwert $\frac{u_{\min}}{u_{\max}} = 0,9$ ist die zugehörige Gerade in Abb. 2.18b dargestellt. Für den oben unterstellten ungünstigsten Fall werden die zulässigen Kombinationen von d_{\min} und d_{\max} kaum eingeschränkt. Für den Grenzfall $\frac{u_{\min}}{u_{\max}} = 1$ vereinfacht sich die Bedingung (2.21) zu (2.10), also dem Ergebnis bei ideal symmetrischen Modulspannungen.

Bei Vorgabe von d_{\min} liefert (2.21) den Mindestwert von d_{\max} , sodass die Stellbereiche keine Lücken aufweisen. Stellt man (2.21) auf d_{\min} um, erhält man nach Vorgabe von d_{\max} den Maximalwert von d_{\min} , sodass die Stellbereiche keine Lücken aufweisen. Mit der geschilderten Umrechnung kann man sicherstellen, dass die Spannungsbildung terminiert, was bei Algorithmus 5 genutzt wird, um versetzte Taktung zu bevorzugen.

2.2.7 Algorithmus 5

Im Gegensatz zu Algorithmus 4 werden bei Algorithmus 5 die Grenzen in (2.7) dynamisch eingestellt, um Tastverhältnisse $d > 0,5$ beziehungsweise $d < 0,5$ zu begünstigen. Das Ziel von Algorithmus 5 ist es daher, die Grenzen d_{\min} und d_{\max} in (2.7) jeweils so anzupassen, dass sich möglichst immer eine versetzte Taktung ergibt. Um die angesichts unsymmetrischer Submodulspannungen eingeschränkten Grenzen voll zu nutzen, wird (2.21) herangezogen, weshalb lediglich die größte und die kleinste Submodulspannung bekannt sein müssen. Statt der festen Einstellung von d_{\min} und d_{\max} für die Ungleichung (2.7), verwendet Algorithmus 5 bei Bevorzugung von Tastverhältnissen $d < 0,5$ die Einstellung

$$d_{\min} = 0,025 \quad (2.22a)$$

$$d_{\max} = d_{\min} + \frac{1}{1 + \frac{u_{\min}}{u_{\max}}} \quad (2.22b)$$

und bei Bevorzugung von Tastverhältnissen $d > 0,5$ die Einstellung

$$d_{\max} = 0,975 \quad (2.23a)$$

$$d_{\min} = d_{\max} - \frac{1}{1 + \frac{u_{\min}}{u_{\max}}} \quad (2.23b)$$

In Abb. 2.19 sind die resultierenden Bereiche in Abhängigkeit von $\frac{u_{\min}}{u_{\max}}$ dargestellt. Wie man an der Darstellung sieht, kann die Bevorzugung der Tastverhältnisse nicht garantiert werden und wird für kleinere Werte von $\frac{u_{\min}}{u_{\max}}$, also für zunehmende Unsymmetrie, unwahrscheinlicher. Bei besonders kleinen Werten von $\frac{u_{\min}}{u_{\max}}$ bis hin zu null, liefern (2.22b) und (2.23b) unzulässig hohe beziehungsweise unzulässig niedrige Werte, was bei einer Implementierung geeignet behandelt werden muss.

Liegt die geforderte Spannung nahe der unteren Grenze des Spannungsbereichs eines Zweiges, muss auf Tastverhältnisse $d < 0,5$ zurückgegriffen werden, während an der oberen Grenze des Spannungsbereichs Tastverhältnisse $d > 0,5$ benötigt werden. Die Bevorzugung der Tastverhältnisse geschieht im Einklang dazu, indem die geforderten Spannungen der Zweige einer Phase miteinander verglichen werden und der Zweig mit dem höheren Referenzwert möglichst ein Tastverhältnis $d > 0,5$ einsetzen soll. Der Zweig mit dem kleineren Referenzwert soll ein Tastverhältnis $d < 0,5$ einsetzen. Dadurch bleibt, bis auf den Vergleich der Referenzwerte zwischen den Zweigen, die Parallelisierbarkeit erhalten.

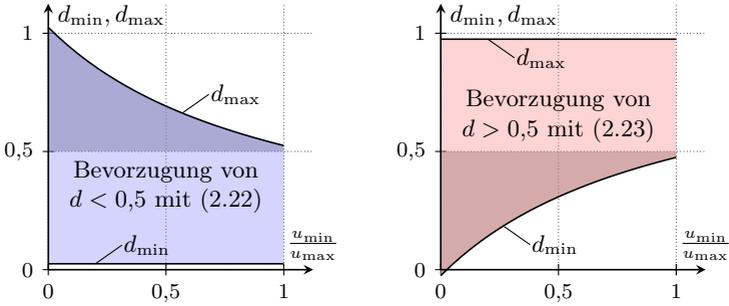


Abb. 2.19: Darstellung der dynamischen Grenzen (2.22) bzw. (2.23) zur Bevorzugung von Tastverhältnissen $d < 0,5$ bzw. $d > 0,5$, wie sie bei Algorithmus 5 eingesetzt werden. Bei zunehmender Unsymmetrie, also für kleinere Werte von $\frac{u_{\min}}{u_{\max}}$, wird der Bereich erweitert (grau hinterlegt), und die Bevorzugung der Tastverhältnisse schwächer.

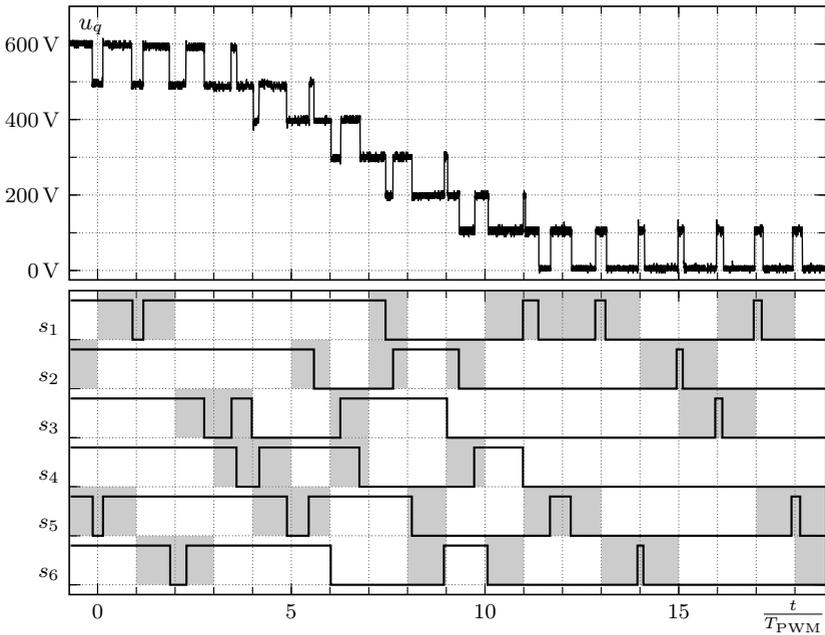


Abb. 2.20: Eingeprägte Spannung u_q und Schalterstellungen s_1, \dots, s_6 der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 5.

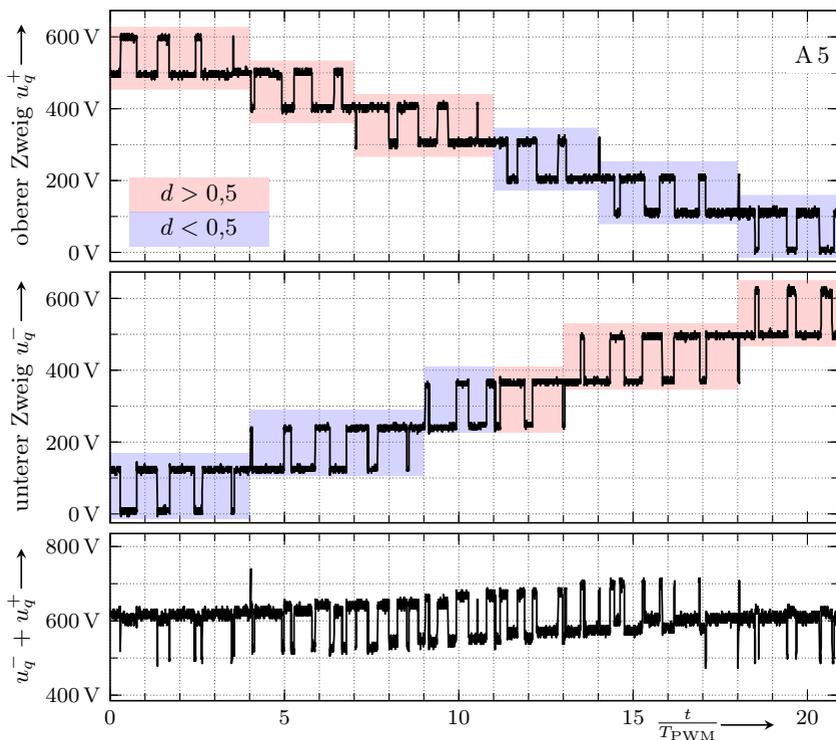


Abb. 2.21: Algorithmus 5 verbessert das Pulsmuster der Gleichspannungsseite durch das Bevorzugen von Tastverhältnissen $d < 0,5$ und $d > 0,5$, wie man an der Summe $u_q^- + u_q^+$ und im Vergleich zu Abb. 2.16 erkennt.

In Abb. 2.20 sind die eingeprägte Spannung und die Schalterstellungen der Submodule eines Zweiges bei Einsatz von Algorithmus 5 dargestellt. Im Vergleich zu Algorithmus 4 wird schon bei $\frac{t}{T_{\text{PWM}}} = 4$ die Anzahl der Sockelmodule reduziert, um die Bevorzugung von $d > 0,5$ zu erfüllen. Die restlichen Stellen $\frac{t}{T_{\text{PWM}}} = 6, 9$ und 11 , an denen sich die Anzahl der Sockelmodule ändert, entsprechen denen von Algorithmus 4 aus Abb. 2.14, weshalb die Bevorzugung der Tastverhältnisse keine übermäßige Erhöhung der Schaltfrequenz erwarten lässt.

In Abb. 2.21 sind die eingeprägten Spannungen des oberen und unteren Zweigs einer Phase dargestellt und rötlich hinterlegt, wenn das verwendete

Tastverhältnis größer als 0,5 ist, andernfalls bläulich. Abb. 2.21 bestätigt die Wirksamkeit der dynamischen Begrenzungen (2.22) und (2.23), welche bei Algorithmus 5 die langen Zeiträume mit gleichem Tastverhältnis ermöglichen. Die Verbesserung lässt sich auch an der Summe der eingepprägten Zweigspannungen erkennen, die im Vergleich zu Abb. 2.16 ein besseres Pulsmuster aufweist. Algorithmus 5 reduziert den Anteil ungünstiger Kombinationen zwischen oberem und unterem Zweig auf 6%, wenn man lange Zeiträume betrachtet, was im Vergleich zu A 4 nahezu einer Halbierung entspricht. Demnach bewirkt A 5 häufiger eine versetzte Taktung zwischen den Zweigen einer Phase.

2.3 Vergleich der Algorithmen

Ausgewählte Ergebnisse des Vergleichs der Algorithmen und deren Beschreibung waren Gegenstand des Beitrags [25]. Zum Vergleich der Algorithmen werden diese bei gleichem Laststrom und gleicher Aussteuerung der Zweige an einer ohmsch-induktiven Last in Sternschaltung betrieben, deren drei Stränge aus der Reihenschaltung von $26,6\ \Omega$ und $3,14\ \text{mH}$ bestehen. Die Last wird bei 50 Hz und bei 100 Hz mit $I = 7,7\ \text{A}$ gespeist, und durch Anpassung der Gleichspannung und der im M2C gespeicherten Energie eine gleiche Aussteuerung der Zweige eingestellt. Die auf die Summenspannung bezogene Aussteuerung, bezeichnet durch

$$q = \frac{u_{\text{ref}}}{u_{\text{sum}}}, \quad (2.24)$$

sollte das Intervall $[0,03, 0,97]$ voll ausnutzen. Bei 50 Hz war eine Gleichspannung von 613 V und eine gespeicherte Energie von 14,2 J notwendig. Bei 100 Hz war eine Gleichspannung von 596 V und eine gespeicherte Energie von 12,3 J notwendig. Die Zweiggrößen, die sich für beide Einstellungen ergeben sind in Abb. 2.22 und 2.23 dargestellt.

In Abb. 2.22 sind die Messergebnisse der Zweiggrößen bei Betrieb mit 50 Hz für alle Algorithmen dargestellt, zum ersten Mal erschienen in [25]. Bei Algorithmus 1 und Algorithmus 2 sind Spannungsspitzen in der Zweigspannung sichtbar, die beim gleichzeitigen Schalten von mehr als einem Modul innerhalb eines Zweiges auftreten. Bei den Algorithmen 3, 4 und 5 treten keine solchen Spannungsspitzen auf. Die Oberschwingungen im Zweigstrom i_z werden hauptsächlich von der Symmetrierung der Kondensatorspannungen hervorgerufen und beeinflussen nicht den Laststrom i_3 , weil sie nur auf Kreisströme wirken.

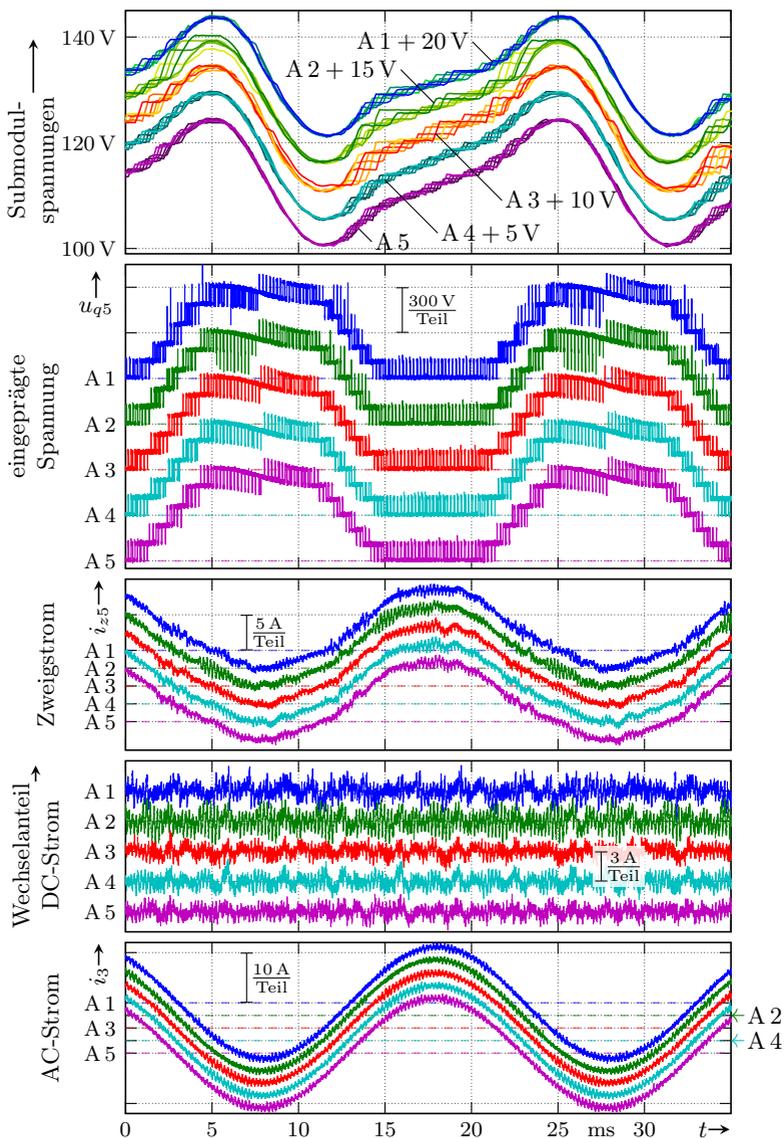


Abb. 2.22: Messergebnisse der Modulationsalgorithmen bei Betrieb mit ohmsch-induktiver Last und $I = 7,7 \text{ A}$, $f = 50 \text{ Hz}$ und $U_{\text{DC}} = 613 \text{ V}$. Die Verläufe von A 1 bis A 4 sind in Ordinateurichtung versetzt dargestellt.

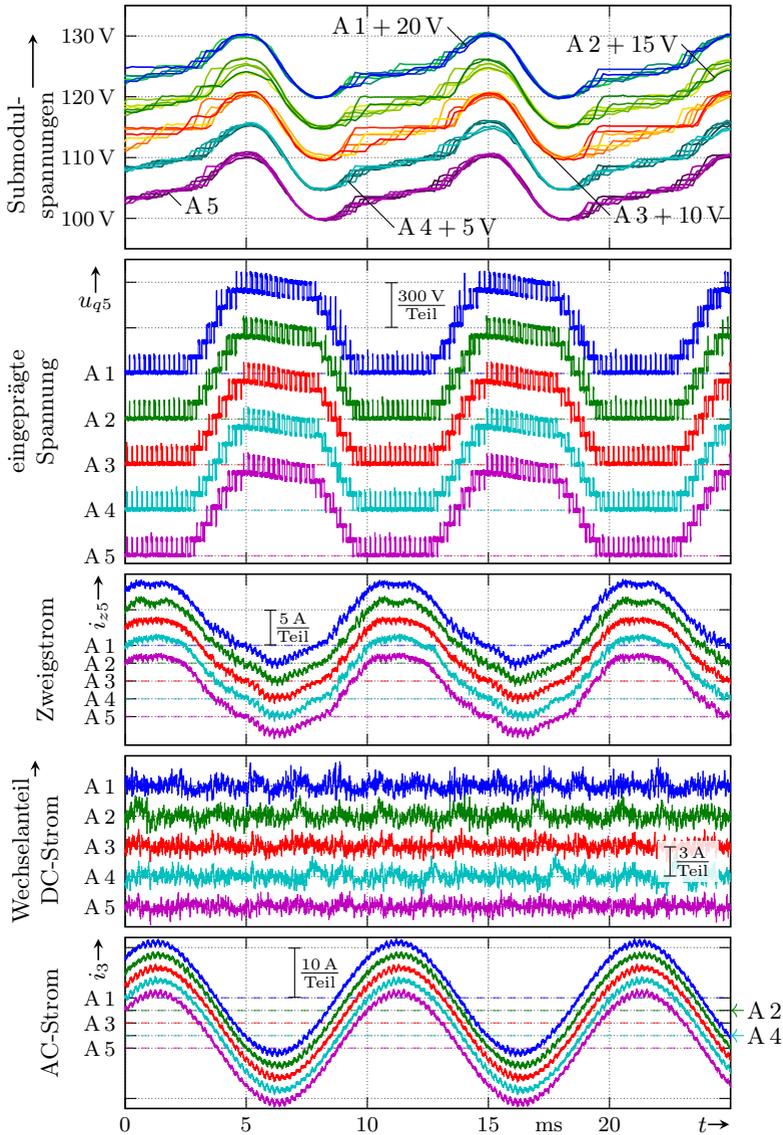


Abb. 2.23: Messergebnisse der Modulationsalgorithmen bei Betrieb mit ohms-induktiver Last und $I = 7,7$ A, $f = 100$ Hz und $U_{DC} = 596$ V. Die Verläufe von A1 bis A4 sind in Ordinatenrichtung versetzt dargestellt.

Der DC-Strom weist bei Algorithmus 1 und 2 die qualitativ größte Welligkeit auf, während die Welligkeit des AC-Stroms geringer ist als bei den anderen Algorithmen. Die eingepprägten Spannungen von Algorithmus 1 und 2 entsprechen demnach überwiegend der nicht versetzten Taktung, wie sie Abb. 2.7c zeigt. An der im Vergleich zu Algorithmus 4 qualitativ etwas niedrigeren Welligkeit des DC-Stroms von Algorithmus 5, lässt sich die Wirkung der bevorzugten versetzten Taktung der modulierten Module erkennen, was auch die etwas höhere Welligkeit des AC-Stroms zeigt.

Abb. 2.23 zeigt die entsprechenden Verläufe der Zweiggrößen bei Betrieb mit 100 Hz. Hier treten bei Algorithmus 1 und Algorithmus 2 deutlich weniger Spannungsspitzen in der Zweigspannung auf, denn der „Symmetrierungsaufwand“ ist wegen der geringeren Kondensatorspannungsschwankung nicht so hoch.

2.3.1 Schaltfrequenz

Die Schaltfrequenz, die sich bei Modulationsalgorithmen mit Sortierverfahren einstellt, lässt sich nur schwer analytisch erfassen. Schränkt man die Betrachtung auf die im Abschnitt 2.2 beschriebenen Verfahren ein, kann der Wechsel des Schaltzustands eines Submoduls im ungestörten Betrieb einer oder mehrerer der folgenden Kategorien zugeordnet werden:

1. Modulation: Das Submodul wird während einer Modulationsperiode getaktet.
2. Sockelspannung: Wenn die geforderte Spannung größer oder kleiner wird als die zuvor bereitgestellte Sockelspannung, muss ein Modul ein- bzw. ausgeschaltet werden.
3. Symmetrierung: Schaltvorgang ist notwendig, um die Spannungen zu symmetrieren.

Der erste Anteil der Schaltfrequenz ist unabhängig von der geforderten Spannung und der Aussteuerung des Zweiges und kann bei Annahme gleichmäßiger Aufteilung auf die n Module eines Zweiges durch

$$f_1 = \frac{f_{\text{PWM}}}{n} \quad (2.25)$$

abgeschätzt werden, wobei f_{PWM} die Modulationsfrequenz ist. Die Abschätzung trifft auf die Modulation mit einem und mit zwei Submodulen

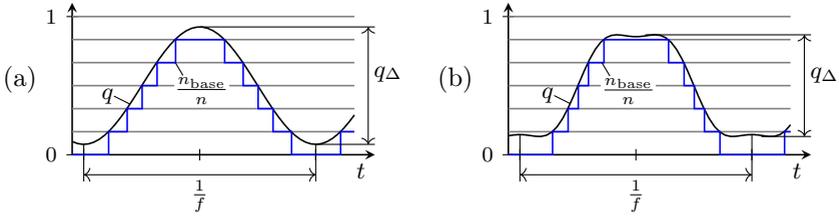


Abb. 2.24: Mit höherer Grundschwingungsfrequenz f und höherer Aussteuerung, gemessen mit $q_{\Delta} = \max(q) - \min(q)$, erhöht sich die Schaltfrequenz, weil steigende Werte von q_{Δ} und f häufiger eine Änderung von n_{base} erzwingen. Die Abschätzung (2.27) basiert auf sinusförmigen Verläufen von q (a), gilt aber auch bei aufgeschalteter dritter Harmonischer (b), wenn deren Anteil keine zusätzlichen Wechsel nach sich zieht. Die steigende Auflösung bei hohen Submodulzahlen $n > 12$ bedingt weitere Wechsel von n_{base} und einen höheren Anteil f_2 der Schaltfrequenz, als durch (2.27) gegeben.

zu, weil sich die Anzahl der Schalthandlungen nicht ändert, die bei erster auf ein und bei letzter auf zwei Module aufgeteilt werden.

Der zweite Anteil der Schaltfrequenz ist von der Häufigkeit abhängig, mit der die Sockelspannung geändert wird und kann aus dem Zeitverlauf der Aussteuerung (2.24) eines Zweiges ermittelt werden. Nimmt man, wie in Abb. 2.24a skizziert, eine sinusförmige Aussteuerung

$$q = \frac{q_{\max} + q_{\min}}{2} + (q_{\max} - q_{\min}) \sin(2\pi ft) \quad (2.26)$$

der Zweige an, die zwischen einem minimalen Wert q_{\min} und einem maximalen Wert q_{\max} schwankt, so lässt sich der zweite Anteil durch

$$f_2 = (q_{\max} - q_{\min}) f = q_{\Delta} f \quad (2.27)$$

abschätzen, worin die Abkürzung $q_{\Delta} = q_{\max} - q_{\min}$ die Aussteuerung berücksichtigt. Dabei wird ebenfalls eine gleichmäßige Aufteilung auf alle n Module angenommen und die Stufen der Sockelspannung durch äquidistante Diskretisierung des Aussteuerungsbereichs $[0, 1] \ni q$ mit n Schritten genähert. Diese Abschätzung bleibt auch für andere periodische Verläufe der Aussteuerung gültig, wie in Abb. 2.24b dargestellt, solange die Grundschwingung dominiert und die weiteren Anteile keine zusätzlichen Wechsel der Sockelspannung bzw. n_{base} verlangen. Bei der Modulation mit zwei taktenden Modulen ist deren Stellbereich größer

als die Stufenhöhe der Sockelspannung, sodass einige der bei Herleitung von (2.27) angenommenen Wechsel der Sockelspannung entfallen können und (2.27) dann einen zu hohen Wert liefern.

Der dritte Anteil ergibt sich aus Schaltvorgängen, die zur Symmetrierung der Kondensatorspannungen eines Zweiges notwendig sind. Ein Modulationsalgorithmus sollte die Schaltvorgänge daher so wählen, dass der dritte Anteil vollständig vermieden wird. Vernachlässigt man den Symmetrierungsanteil, lässt sich die mittlere Schaltfrequenz durch Addition der beiden ersten Anteile abschätzen. Für die Werte der Modellanlage ergibt sich

$$\hat{f}_{\text{avg}} = f_1 + f_2 = \frac{4884 \text{ Hz}}{6} + q_{\Delta} f = 814 \text{ Hz} + q_{\Delta} f, \quad (2.28)$$

wobei der erste Summand den Anteil der Modulation und der zweite Summand den Anteil der Schaltfrequenz darstellt, der durch Wechsel der Sockelspannung entsteht.

Um die Algorithmen zu vergleichen, wurden die Schaltfrequenzen jedes Moduls des M2Cs über 45 ms gemittelt und in die Wahrscheinlichkeitsnetze in Abb. 2.25 eingetragen. Durch die Ordinatenteilung der Wahrscheinlichkeitsnetze werden Verteilungsfunktionen der Normalverteilung als steigende Geraden dargestellt. Mit Ausnahme der wenigen Messwerte mit besonders hoher Schaltfrequenz bei Algorithmus 2 und denen mit besonders niedriger Schaltfrequenz bei Algorithmus 1, liegt die Annahme normalverteilter gemittelter Schaltfrequenzen nahe. In Abb. 2.26 sind die Dichtefunktionen der mittleren Schaltfrequenzen der verschiedenen Algorithmen dargestellt, wenn man für die über 45 ms gemittelten Schaltfrequenzen eine Normalverteilung unterstellt. Die zugehörigen Parameter der Dichten sind in Tab. 2.2 angegeben. Zur besseren Bewertung der Algorithmen wurden die mit (2.28) berechneten mittleren Schaltfrequenzen eingetragen.

Im Vergleich zu den anderen Algorithmen bewirken Algorithmus 4 und 5 die geringsten Streuungen der Schaltfrequenzen und die Häufung der Schaltfrequenz liegt der berechneten Schaltfrequenz \hat{f}_{avg} besonders nah. Bei Algorithmus 1 und Algorithmus 2 sind die Schaltfrequenzen deutlich höher und streuen stärker. Die Erwartungswerte der Schaltfrequenzen der Algorithmen 3, 4 und 5 verhalten sich gemäß (2.28). Im Gegensatz dazu liegen die Schaltfrequenzen der Algorithmen 1 und 2 nicht in dem mit (2.28) berechneten Bereich, was auf besonders viele durch die Symmetrierung erzwungene Schaltzustandswechsel schließen

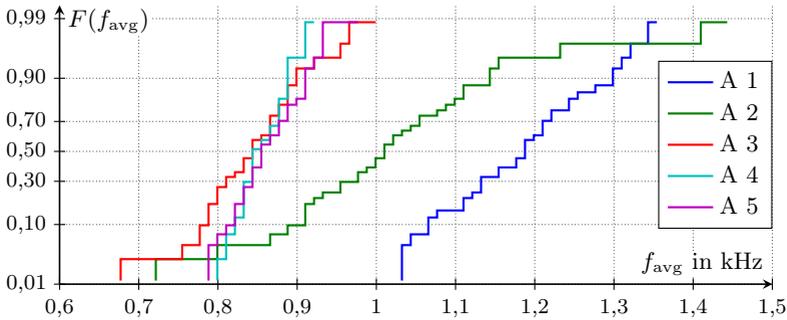
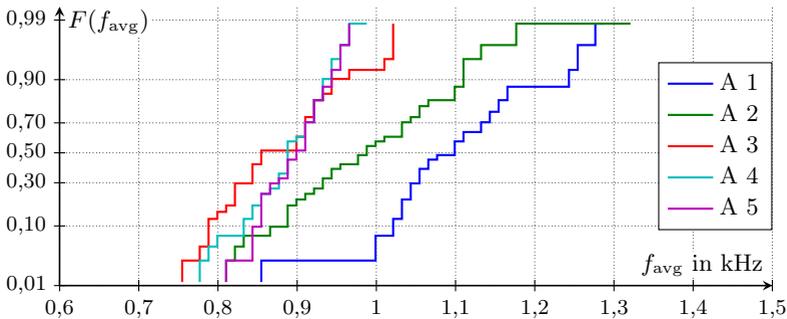
(a) $I_{AC} = 7,7 \text{ A}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $U_{DC} = 613 \text{ V}$ (b) $I_{AC} = 7,7 \text{ A}$, $f = 100 \text{ Hz}$, $U_{DC} = 596 \text{ V}$

Abb. 2.25: Wahrscheinlichkeitsnetz der über 45 ms gemittelten Schaltfrequenzen der 36 Module eines M2Cs bei Betrieb mit (a) 50 Hz und (b) 100 Hz zum Vergleich der Algorithmen.

lässt. Algorithmus 1 berücksichtigt nicht die aktuelle Schalterstellung der Module und sortiert bei jedem Durchlauf nach der Kondensatorspannung, was die hohe Schaltfrequenz erklärt. Bei Betrieb mit 100 Hz reduziert sich die mittlere Schaltfrequenz der Algorithmen 1 und 2, was mit dem reduzierten „Symmetrierungsaufwand“ erklärt werden kann, denn die Spannungsschwankung der Module ist geringer, wie man beim Vergleich von Abb. 2.22 und 2.23 erkennt. Algorithmus 3 hat zwar die niedrigsten Mittelwerte der Schaltfrequenz, kann aber wegen der größeren Streuung kurzzeitig höhere Schaltverluste in einem Modul verursachen. Insbesondere bei Entwärmungen mit schnellem thermischen Verhalten

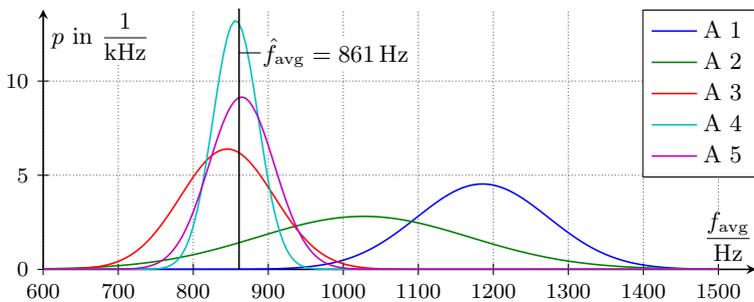
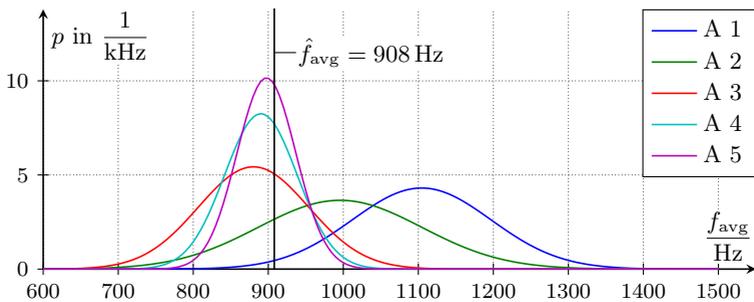
(a) $f = 50 \text{ Hz}$, $E = 14,2 \text{ J}$, $U_{\text{DC}} = 613 \text{ V}$ erstmals in [25](b) $f = 100 \text{ Hz}$, $E = 12,3 \text{ J}$, $U_{\text{DC}} = 596 \text{ V}$

Abb. 2.26: Dichtefunktionen der mittleren Schaltfrequenz, gewonnen durch Annahme einer Normalverteilung der über 45 ms gemittelten Schaltfrequenzen der 36 Module eines M2Cs. Bei (a) 50 Hz und (b) 100 Hz und gleicher Aussteuerung der Zweige.

empfehlen sich Modulationsverfahren mit geringer Streuung der mittleren Schaltfrequenz, wie Algorithmus 4 und 5.

2.3.2 Symmetrierung

Um die Güte der Spannungssymmetrierung zu beurteilen, wurde von den Kondensatorspannungen der Module eines Zweiges deren Mittelwert abgezogen, also die Spannungsschwankung

$$\Delta u_k = u_k - \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u_k \quad (2.29)$$

Tab. 2.2: Ermittelter Erwartungswert f_E und Standardabweichung σ_E der mittleren Schaltfrequenzen bei Betrieb mit 50 Hz und 100 Hz. Die Standardabweichung sollte möglichst gering sein und der Erwartungswert der Schaltfrequenz sollte möglichst niedrig sein. Bei Algorithmus 1 und 2 ist die Standardabweichung und der Mittelwert hoch. Bei Algorithmus 3, 4 und 5 ist die Standardabweichung gering und der Erwartungswert nahe am berechneten Wert von 861 Hz bei 50 Hz-Betrieb und 908 Hz bei 100 Hz-Betrieb. Die entsprechenden Dichten sind in Abb. 2.26 dargestellt.

	— A 1		— A 2		— A 3		— A 4		— A 5	
f/Hz	50	100	50	100	50	100	50	100	50	100
f_E/Hz	1186	1104	1027	996	845	880	857	890	866	898
σ_E/Hz	88	92	142	109	62	73	30	48	44	39

berechnet und in Abb. 2.27 dargestellt. Trotz der deutlich höheren Schaltfrequenzen der Algorithmen 1 und 2, die eine bessere Symmetrierung erwarten lassen, kann Abb. 2.27 dies nicht bestätigen. Vielmehr weisen Algorithmus 4 und 5 die geringsten Spannungsschwankungen auf. Der kritische Bereich für die Spannungsschwankung tritt in Zeiten niedriger Aussteuerung des Zweiges auf, wie man auch an Abb. 2.22 und Abb. 2.23 sehen kann. In diesem Bereich werden die Unterschiede zwischen der Modulation mit einem bzw. mit zwei Modulen besonders deutlich: Bei Verwendung nur eines taktenden Moduls muss dieses doppelt so hoch angesteuert werden wie jedes der beiden taktenden Module bei den Algorithmen 4 und 5. Und da sich alle anderen Module im Bypass befinden, werden nur die taktenden Module mit Energie beaufschlagt, die sich bei den Algorithmen 4 und 5 auf zwei Module aufteilt und folglich zu einer geringeren Spannungsschwankung führt. Algorithmus 3 bevorzugt zwar die Modulation mit zwei taktenden Modulen, fällt jedoch im kritischen Bereich auf die Modulation mit einem taktenden Modul zurück (Abb. 2.13), weshalb die dann auftretende Spannungsschwankung mit denen der Algorithmen 1 und 2 vergleichbar ist.

2.3.3 Eingeprägte Spannung

Die Modulationsalgorithmen berücksichtigen die zuletzt gemessene Kondensatorspannung, vernachlässigen aber die Spannungsänderung während

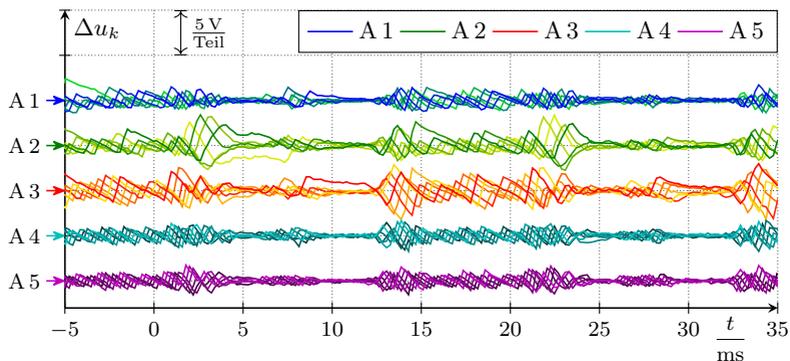
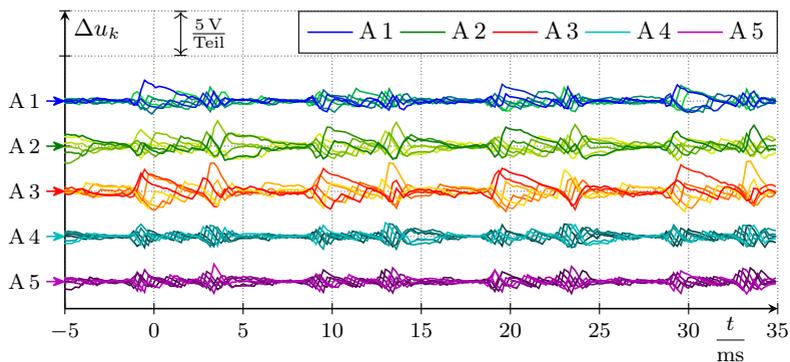
(a) $f = 50 \text{ Hz}$, $E = 14,2 \text{ J}$, $U_{\text{DC}} = 613 \text{ V}$ (b) $f = 100 \text{ Hz}$, $E = 12,3 \text{ J}$, $U_{\text{DC}} = 596 \text{ V}$

Abb. 2.27: Spannungsbänder der Modulationsalgorithmen bei Betrieb mit $I = 7,7 \text{ A}$ und 50 Hz (a) bzw. 100 Hz (b). Dargestellt sind die Abweichungen vom Mittelwert gemäß (2.29) und die Werte der Algorithmen 1 bis 4 sind in Ordinateurichtung versetzt.

der Modulationsperiode. Den dadurch entstehenden Spannungsfehler

$$u_{\text{err}} = \bar{u}_q - u_{\text{ref}} \quad (2.30)$$

zwischen dem geforderten Mittelwert u_{ref} und dem Mittelwert \bar{u}_q der eingepprägten Spannung u_q über eine Modulationsperiode kann man mit einer Simulation ermitteln. Der Fehler ist größer, je höher der Zweigstrom i_z und die Aussteuerung (2.24) ist und je kleiner die Kapazität C der Submodule und je niedriger die Modulationsfrequenz $f_{\text{PWM}} = T_{\text{PWM}}^{-1}$ ist. Mit diesen Überlegungen erhält man die Abschätzung

$$\hat{u}_{\text{err}} = \frac{i_z q}{2C f_{\text{PWM}}} \quad (2.31)$$

des Spannungsfehlers. In Abb. 2.28 sind die Simulationsergebnisse der eingepprägten Spannungen u_q , der geforderten Mittelwerte u_{ref} und der Spannungsfehler u_{err} dargestellt. Für die Simulation wurde ideales Schalten, Leiten und Sperren der Leistungshalbleiter angenommen, sodass der dargestellte Spannungsfehler u_{err} dem jeweiligen Modulationsalgorithmus zugeschrieben werden kann. Bei den Algorithmen 1, 2 und 3 treten in den Verläufen von u_{err} kurze Impulse auf, die bei den Algorithmen 4 und 5 vermieden werden. Die Impulse entstehen, wenn das berechnete Tastverhältnis besonders groß oder klein ist und auf 1 beziehungsweise auf 0 gesättigt wird. Die Algorithmen 4 und 5 vermeiden die von dieser Sättigung betroffenen Wertebereiche und die dadurch verursachten Impulse. Die Impulse können die Stromregelung verschlechtern und lassen sich im Gegensatz zum langsamen Anteil des Spannungsfehlers schwerer kompensieren, weshalb die Algorithmen 4 und 5 besser sind.

Der grau dargestellte näherungsweise ermittelte Spannungsfehler \hat{u}_{err} wurde mit (2.31) anhand von Abtastwerten berechnet, die auch dem Regler zur Verfügung stehen. Die gute Übereinstimmung mit dem tatsächlichen Wert u_{err} , insbesondere bei den Algorithmen 4 und 5, lässt eine einfache Kompensation auf Basis von (2.31) erhoffen. Dies zeigen die Ergebnisse von [70, 71], wo diese Idee aufgegriffen wurde. Dort konnte der simulierte Spannungsfehler fast vollständig und der gemessene Spannungsfehler um über 50 % reduziert werden. Der verbleibende gemessene Spannungsfehler wird überwiegend von den Spannungsabfällen über den Halbleiterbauelementen verursacht und könnte ebenfalls kompensiert werden. Die erzielte Reduktion des Spannungsfehlers führt schon zu einer besseren Stromregelung, was sich vor allem durch reduzierte Kreisströme bemerkbar macht [71].

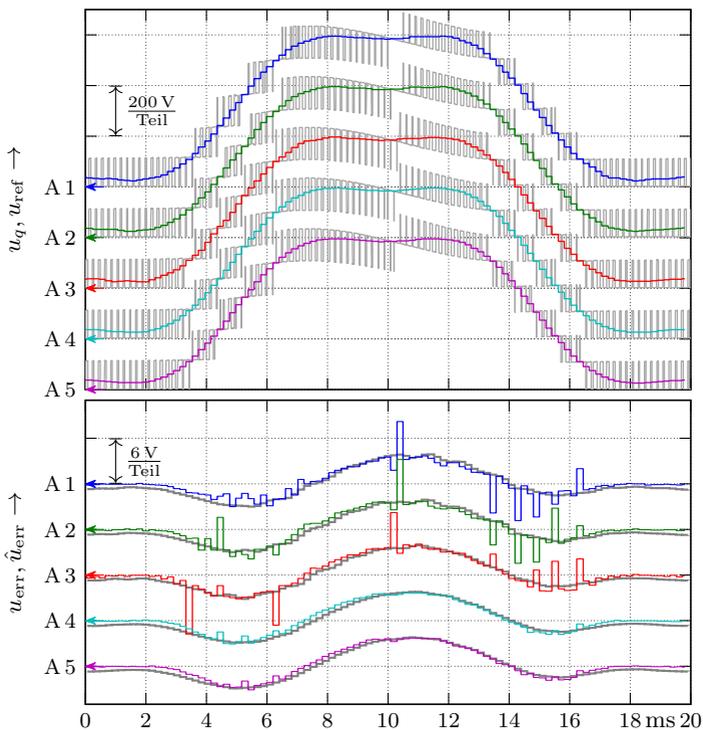


Abb. 2.28: Simulation der eingprägten Spannung u_q (oben) zur Ermittlung des Spannungsfehlers u_{err} (unten). Der näherungsweise ermittelte Spannungsfehler \hat{u}_{err} ist jeweils grau dargestellt. Erstmals erschienen in [25].

2.3.4 Spektrum der Gleich- und Wechselspannung

Wird die Gleichspannungsseite von einer Spannungsquelle gespeist und haben alle Zweige die gleiche Induktivität, wie in Abb. 2.7a dargestellt, ergibt sich die zur Gleichspannungsseite hin wirksame Spannung aus der Summe

$$u'_{DC} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^6 u_{qk}, \quad (2.32)$$

Tab. 2.3: Als Maß für die Welligkeit des Gleichstroms dient der bezogene Effektivwert des Wechselanteils $\tilde{i}_{\text{DC,rms}}$ nach (2.35). Durch die Bevorzugung versetzter Taktung erzielt A 5 besonders niedrige Werte.

Algorithmus	— A 1	— A 2	— A 3	— A 4	— A 5
$f = 50 \text{ Hz}$ (Abb. 2.22)	6,7 %	8,3 %	4,8 %	6,0 %	4,8 %
$f = 100 \text{ Hz}$ (Abb. 2.23)	6,0 %	5,9 %	4,5 %	5,4 %	4,3 %

denn die Phasen sind unter diesen Umständen entkoppelt. Analog ergeben sich die auf der Wechselspannungsseite wirksamen Spannungen

$$u'_1 = \frac{u_{q2}}{2} - \frac{u_{q1}}{2}, \quad (2.33a)$$

$$u'_2 = \frac{u_{q4}}{2} - \frac{u_{q3}}{2}, \quad (2.33b)$$

mit denen sich die verkettete Spannung von Phase 1 zu Phase 2 als

$$u'_{\text{AC}} = u'_2 - u'_1 \quad (2.34)$$

schreiben lässt. Die zur Berechnung von u'_{DC} und u'_{AC} benötigten Spannungen wurden bei dem für Abb. 2.22 durchgeführten Experiment erfasst und die Amplitudenspektren von u'_{DC} und u'_{AC} in Abb. 2.29 dargestellt. Auf der Gleichspannungsseite weist A 2 besonders hohe und A 5 besonders niedrige Amplituden auf, während die Amplituden der restlichen Algorithmen oberhalb des Bereichs von A 5 liegen.

Vergleicht man die Amplituden der jeweils höchsten Linien, ergibt sich von A 4 zu A 5 eine Verbesserung von 19 %, was die Wirksamkeit der in Abschnitt 2.2.7 angestellten Überlegungen zur vorteilhaften Wahl der Tastverhältnisse bestätigt. Der bezogene Effektivwert des Wechselanteils des (dediziert gemessenen) Gleichstroms

$$\tilde{i}_{\text{DC,rms}} = \frac{\text{RMS}(i_{\text{DC}} - I_{\text{DC}})}{I_{\text{DC}}}, \quad (2.35)$$

angegeben in Tab. 2.3 für den Betrieb mit 50 Hz und 100 Hz, zeigt ebenfalls diese Tendenz.

Auf der Wechselspannungsseite kehrt sich diese Tendenz um, was auch anhand der idealisierten Überlegungen zur versetzten Taktung in Abb. 2.7 zu erwarten ist. Die niederfrequenten Schwankungen der Submodulspannungen verhindern allerdings eine ideale Auslöschung oder Verstärkung einzelner Amplituden.

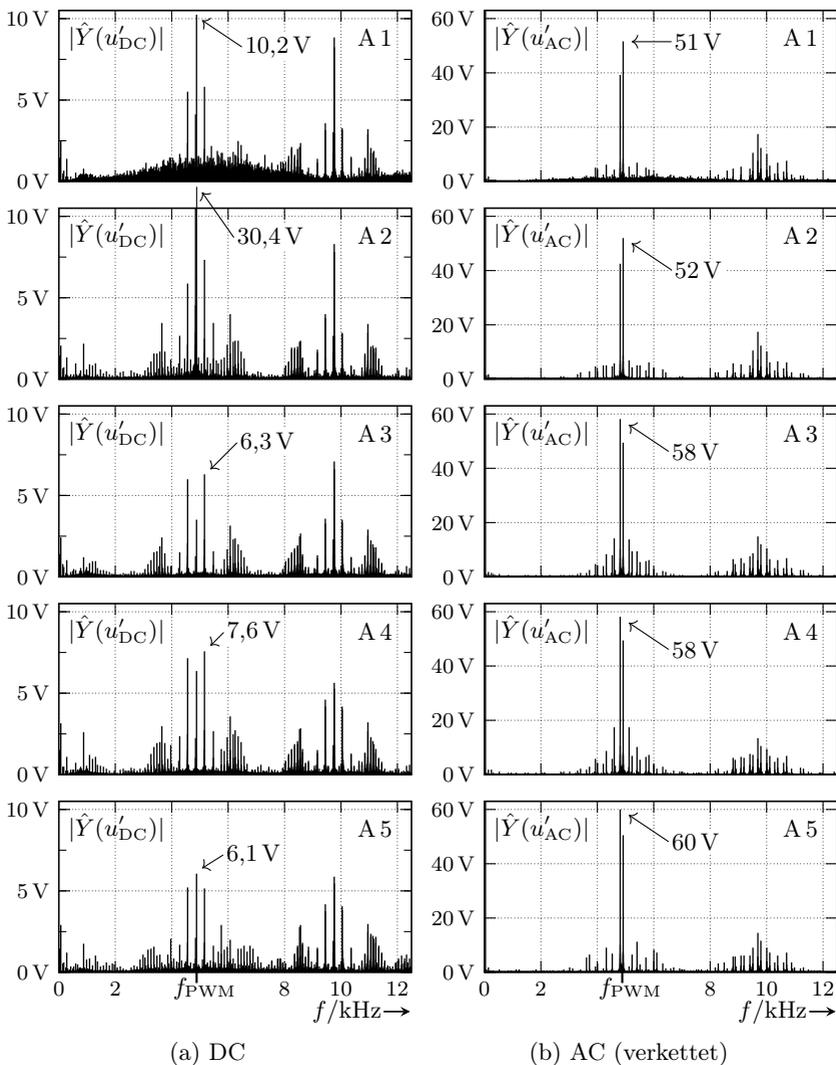


Abb. 2.29: Amplitudenspektren der zur Gleichspannungsseite (a) und zur Wechselspannungsseite (b) wirksamen Spannungen u'_{DC} bzw. u'_{AC} . Auf der Gleichspannungsseite weist A 2 besonders hohe und A 5 besonders niedrige Amplituden auf. Diese Tendenz kehrt sich auf der Wechselspannungsseite um. Diese Messergebnisse erschienen erstmals in [25].

2.3.5 Rechenzeit

Die verschiedenen Algorithmen wurden jeweils in *Embedded MATLAB* und in *C* implementiert, wobei die *C*-Implementierungen immer deutlich geringere Laufzeiten haben, was insbesondere an einer eigenen Sortierfunktion für genau sechs Werte (z. B. Spannungen) liegt. Die Messungen beziehen sich auf die *C*-Implementierung und die dabei ermittelten Rechenzeiten sind in Tab. 2.4 angegeben. Demnach ist Algorithmus 1 mit

Tab. 2.4: Maximalwerte der gemessenen Rechenzeiten der in *C* implementierten Algorithmen für alle Zweige eines dreiphasigen M2Cs mit $n = 6$ Submodulen je Zweig, auf der PowerPC-750-CPU (1000 MHz) des DS1005.

Algorithmus	— A 1	— A 2	— A 3	— A 4	— A 5
Rechenzeit in μs	2,73	4,86	5,28	4,35	6,09
bezogener Wert	100 %	178 %	193 %	159 %	223 %

einer Laufzeit von $2,73 \mu\text{s}$ für einen kompletten M2C aus 36 Submodulen der schnellste und dient daher als Bezug für die relative Angabe der Rechenzeiten.

Im Vergleich zu den anderen Verfahren sticht Algorithmus 4 heraus, weil er neben guter Symmetrierung der Kondensatorspannungen eine geringe Streuung und einen niedrigen Mittelwert der Schaltfrequenz bewirkt, was seine um 59 % höhere Rechenzeit rechtfertigt. Algorithmus 5 kann durch die bevorzugte versetzte Taktung das Spektrum der eingepprägten Gleichspannung u'_{DC} verbessern, beansprucht aber deutlich höhere Rechenzeit und bewirkt eine leicht erhöhte Schaltfrequenz im Vergleich zu Algorithmus 4.

2.4 Zusammenfassung

Die eingepprägte Spannung der in diesem Kapitel untersuchten Modulationsalgorithmen zeichnet sich durch eine geringe Abweichung vom vorgegebenen Mittelwert aus, weil die Verfahren die frühe Submodul-Auswahl einsetzen und die individuellen Spannungen der Submodule berücksichtigen. Die Modulation mit zwei taktenden Modulen weist, im Vergleich zu den anderen untersuchten Algorithmen, die geringste Unsymmetrie der Kondensatorspannungen und die geringste Schaltfrequenz auf. Bei Verwendung nur eines taktenden Moduls muss dieses doppelt so

hoch angesteuert werden wie jedes der beiden Module bei Modulation mit zwei taktenden Modulen, was für letztere zu einem geringeren Energieeintrag führt. Dieser Unterschied wird am deutlichsten, wenn sich alle nicht taktenden Module im Bypass befinden, denn dann werden nur die taktenden Module mit Energie beaufschlagt.

Durch die dynamische Einschränkung der Tastverhältnisse entsprechen die eingepprägten Spannungen von Algorithmus 5 möglichst denen bei versetzter Taktung. Messungen zeigen bei Algorithmus 5 eine Reduktion der höchsten Amplituden im Spektrum der eingepprägten Spannung auf der Gleichspannungsseite gegenüber Algorithmus 4 um 19% und eine ebenso gute Reduktion des Effektivwertes der Welligkeit des Gleichstroms.

Die Modulationsalgorithmen können die Submodulspannungen in einem engen Band halten, sodass die Annahme ideal symmetrierter Spannungen bei der Modellbildung für die übergeordnete Regelung naheliegt. Diese ist Gegenstand des folgenden Kapitels.

3 Modellbildung

Die folgenden Abschnitte sind der Modellbildung des M2Cs gewidmet, mit dem Ziel, das für eine schnelle Schaltungssimulation und für den Reglerentwurf relevante Verhalten der Schaltung aus Abb. 3.1e geeignet zu abstrahieren. Die rechteckigen Zweipole symbolisieren die Reihenschaltung der Submodule, welche in verschiedenen Detaillierungen modelliert werden können. In den Abb. 3.1b, 3.1c und 3.1d sind drei mögliche Ersatzschaltungen dargestellt. Dabei steht Abb. 3.1b für die Nachbildung der Dioden und IGBTs durch Großsignal-Modelle. Die Ersatzschaltung in Abb. 3.1c folgt aus der Annahme idealen Verhaltens der Halbleiterbauelemente.

Auf diese Modelle wird im Abschnitt 3.1 eingegangen, und anschließend wird ein vereinfachtes Simulationsmodell unter Berücksichtigung eines unsymmetrischen Aufbaus vorgestellt, bevor in Abschnitt 3.3 eine Modellbildung zum Zwecke des Regelungsentwurfs erfolgt. Entgegen der sonst üblichen Herangehensweise verzichtet die dort betriebene Modellbildung auf die Festlegung der Kondensatorspannungen als Zustandsgrößen, was in Abschnitt 3.3.7 zu einem Modell transformierter Energien und Ströme führt. Abschließend wird in Abschnitt 3.5 die gezeigte Herleitung und das damit gefundene Modell zum Stand der Technik verglichen.

3.1 Modellierung der Submodule und deren Reihenschaltung

Bei der Betrachtung eines Zweiges wird zur Vereinfachung der Notation auf eine Unterscheidung zwischen den Zweigen verzichtet, also die Zählpfeile für die von der Reihenschaltung der Submodule eingepreßte Spannung u_q und für den Zweigstrom i_z aus Abb. 3.1a verwendet. In den Abb. 3.1b, 3.1c und 3.1d sind drei verschiedene Ersatzschaltungen für die Reihenschaltung der Submodule dargestellt.

Die Schaltung in Abb. 3.1b kann durch Großsignal-Modelle der Halbleiterbauelemente nachgebildet werden, was in der Regel eine Schaltungssimulation erfordert. Soll das Verhalten der gesamten Schaltung über

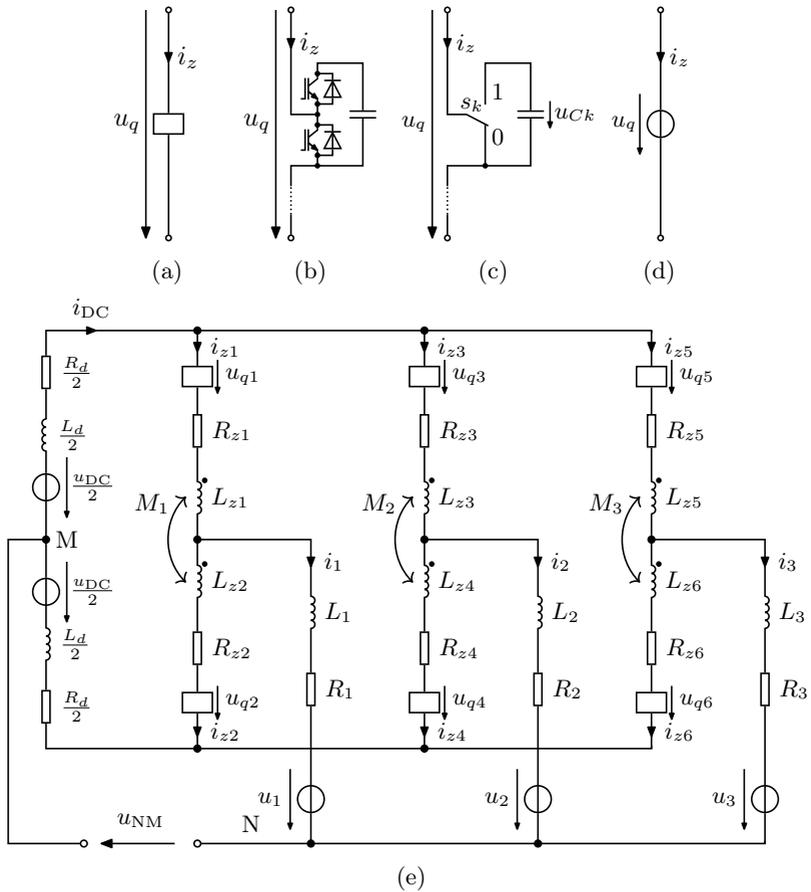


Abb. 3.1: Netzwerkdarstellung eines M2Cs mit Spannungsquellen an AC- und DC-Klemmen und Berücksichtigung unterschiedlicher Werte für die Induktivitäten und Widerstände. Jedes Rechteck, gezeigt in (a), mit einer Klemmenspannung u_{qk} , $k = 1, \dots, 6$, symbolisiert die Reihenschaltung mehrerer Module, die durch eine der Ersatzschaltungen in (b), (c) oder (d) nachgebildet werden kann.

einen längeren Zeitraum modelliert werden, ist der Berechnungsaufwand erheblich und einfachere Modelle sind in der Regel ausreichend.

Insbesondere wenn auf die Details der Schaltvorgänge verzichtet werden kann, gelangt man durch Annahme idealer Halbleiterbauelemente und durch die Einschränkung der Schaltzustände eines Submoduls auf *Ein* oder *Bypass* zur Ersatzschaltung in Abb. 3.1c. Übliche numerische Integrationsverfahren können die isoliert auftretenden Schaltzeitpunkte mit guter Genauigkeit ermitteln und dazwischen mit größeren Integrations-schrittweiten arbeiten.

Für den Regelungsentwurf wird meist auch das schnelle Verhalten vernachlässigt, also eine gemittelte Betrachtung angewendet, und dabei außerdem die eingepprägten Spannungen durch eine resultierende Spannung ersetzt, also die individuelle Betrachtung einzelner Submodule aufgegeben. Die resultierende Spannung kann durch eine unabhängige Spannungsquelle modelliert werden, wie in Abb. 3.1d dargestellt. Selbst die gesamte Zweigspannung wird gelegentlich durch unabhängige Spannungsquellen modelliert [64, 37], wobei die Vernachlässigung der Zweigdrosseln allerdings auf Zwangsbedingungen für die Spannungen führt. Die Mittelung wird später wieder aufgegriffen.

Geschaltetes Modell Bei Anwendung der Ersatzschaltung 3.1c kann für jedes Submodul die Differentialgleichung

$$C \frac{d}{dt} u_{Ck} = s_k i_z \quad (3.1)$$

abgelesen werden, wobei i_z der Zweigstrom, u_{Ck} die Kondensatorspannung, und $s_k \in \{0, 1\}$ die Schalterstellung ist und die n Submodule eines Zweigs mit $k = 1, \dots, n$ nummeriert werden. Zur einfacheren Notation wurde allen Modulen die gleiche Kapazität C unterstellt, also Unterschiede in den Kondensatoren der Submodule vernachlässigt, denn der Fall unterschiedlicher Kapazitäten lässt sich leicht aus (3.1) gewinnen. Die eingepprägte Spannung u_q ergibt sich durch Summierung über alle Klemmenspannungen

$$u_{SMk} = s_k u_{Ck} \quad (3.2)$$

der Submodule $k = 1, \dots, n$:

$$u_q = \sum_{k=1}^n s_k u_{Ck}. \quad (3.3)$$

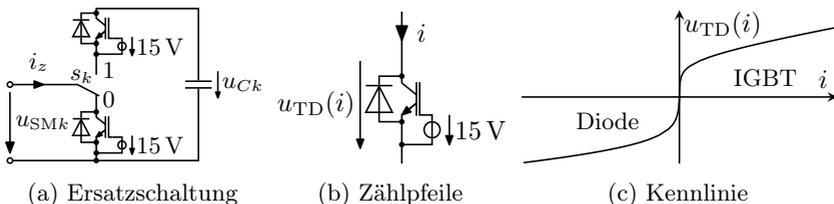


Abb. 3.2: Vereinfachte Berücksichtigung der Spannungsabfälle über Diode und IGBT mit der Ersatzschaltung (a). Mit Hilfe der in (b) und (c) definierten Spannungsabfälle kann man die Klemmenspannung u_{SMk} der Ersatzschaltung angeben, wie die Tabelle unten in Abhängigkeit der Stromrichtung und der Schalterstellung $s_k \in \{0, 1\}$ zeigt.

Tab. 3.1: Ausgangsspannung der Ersatzschaltung in Abb. 3.2a in Abhängigkeit der Schalterstellung und Stromflussrichtung.

	s_k	$i_z > 0$	$i_z < 0$
Bypass	0	$u_{SMk} = u_{TD}(i_z)$	$u_{SMk} = u_{TD}(i_z)$
Ein	1	$u_{SMk} = -u_{TD}(-i_z) + u_{Ck}$	$u_{SMk} = -u_{TD}(-i_z) + u_{Ck}$

Diese Modellierung reduziert die Leistungshalbleiterbauelemente auf ideales Schalten, Leiten, Sperren und Blockieren und ermöglicht dadurch die schnelle Simulation der individuellen Submodulspannungen und eine gute Nachbildung der eingepprägten Spannung.

Die in (3.2) vernachlässigten Durchlassspannungen lassen sich näherungsweise mit dem Ersatzschaltbild in Abb. 3.2a berücksichtigen, welches einen idealen Umschalter mit den Durchlasskennlinien von Diode und IGBT kombiniert. Dadurch wird der Spannungsabfall u_{TD} über der Parallelschaltung einer Inversdiode und einem eingeschalteten IGBT zur Ausgangsspannung u_{SMk} des idealen Modells addiert, wie in Abb. 3.2 und Tab. 3.1 veranschaulicht. In Tab. 3.1 ist die Klemmenspannung unter Nutzung der Kennlinie u_{TD} aus Abb. 3.2c in Abhängigkeit von Schalterstellung und Stromrichtung eingetragen. Die Klemmenspannung u_{SMk} der Ersatzschaltung aus Abb. 3.2a lässt sich demnach als

$$u_{SMk} = [1 - 2s_k] u_{TD}(i_z[1 - 2s_k]) + s_k u_{Ck}, \quad s_k \in \{0, 1\} \quad (3.4)$$

schreiben, wobei $[1 - 2s_k]u_{TD}(i_z[1 - 2s_k])$ je nach Schalterstellung s_k und Stromrichtung den Spannungsabfall über Diode oder eingeschaltetem IGBT darstellt.

Die eingeprägte Spannung

$$u_q = \sum_{k=1}^n u_{SMk} \quad (3.5)$$

der Reihenschaltung von n Submodulen kann auch als

$$u_q = \sum_{k=1}^n s_k u_{Ck} - n_{ON} u_{TD}(-i_z) + (n - n_{ON}) u_{TD}(i_z) \quad (3.6)$$

geschrieben werden, wobei $n_{ON} = \sum_{k=1}^n s_k$ die Anzahl der eingeschalteten Module bezeichnet. Zur vereinfachten Berücksichtigung der Durchlassspannungen kann (3.3) also zu (3.6) erweitert werden. Allerdings verliert die Ersatzschaltung in Abb. 3.2a ihre Gültigkeit, wenn eine der Kondensatorspannungen u_{Ck} kleiner wird als der Betrag der Durchlassspannung, weil dann die Stromwege nicht mehr durch den Umschalter beschrieben werden können. Dies schränkt die Anwendbarkeit nur gering ein, weil eine exakte Nachbildung des betroffenen Betriebsfalls oft entbehrlich ist und weil durch Begrenzung der Spannungen u_{Ck} auf nichtnegative Werte selbst dieser Betriebsfall mit den Ersatzschaltungen in Abb. 3.1c oder 3.2a näherungsweise wiedergegeben werden kann.

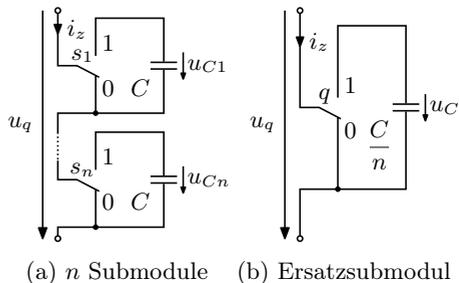
Durch Umstellen von (3.6) lässt sich die alternative Darstellung

$$u_q = \sum_{k=1}^n s_k u_{Ck} + n u_{TD}(i_z) - n_{ON} \underline{u_{TD}(i_z) + u_{TD}(-i_z)} \quad (3.7)$$

angeben, in welcher die von n_{ON} abhängigen Anteile der summierten Durchlassspannung zusammengefasst wurden. An dieser Darstellung wird der Vorschlag aus [44] nachvollziehbar, nach dem die analytische Berechnung der Durchlassverluste anhand einer gemeinsamen Durchlasskennlinie für Diode und IGBT durchgeführt wird. Der unterstrichene Term entspricht der Differenz zwischen den Spannungsabfällen von Diode und IGBT, wie man an der Kennlinie in Abb. 3.2c sehen kann. Denn wenn $u_{TD}(i_z)$ eine ungerade Funktion ist, verschwindet $u_{TD}(i_z) + u_{TD}(-i_z)$ und die summierte Durchlassspannung wird unabhängig von der Anzahl eingeschalteter Submodule, was die analytische Berechnung der Durchlassverluste vereinfacht.

Ersatzsubmodul Die Berücksichtigung aller n Submodule der Ersatzschaltungen in Abb. 3.1c oder 3.2a erschwert den Entwurf einer Regelung

Abb. 3.3: Die Reihenschaltung der n Submodule (a) lässt sich durch ein Ersatzsubmodul (b) beschreiben, wobei dessen Schalterstellung q auch Zwischenwerte $[0, 1] \ni q$ annehmen kann.



für den Stromrichter unnötig. Durch die Anwendung eines Ersatzsubmoduls [89, 7], wie in Abb. 3.3 dargestellt, lassen sich die durch einen Modulationsalgorithmus modulierten Zweige geeignet abstrahieren. Der Modulationsalgorithmus sorgt einerseits für eine möglichst gute Umsetzung der Klemmenspannung u_q und andererseits für eine gute Symmetrierung der Submodulspannungen, sodass die verbleibende Unsymmetrie vernachlässigt werden kann. Dies begründet den Ansatz

$$\frac{C}{n} \frac{d}{dt} u_C = q i_z \quad (3.8)$$

für die Kondensatorspannung u_C eines Ersatzsubmoduls mit der Kapazität $\frac{C}{n}$ und der Aussteuerung $q \in [0, 1]$, um die eingeprägte Spannung des Zweiges durch

$$u_q = q u_C \quad (3.9)$$

zu beschreiben [89, 92, 78, 57]. Mit Ersatzsubmodulen werden in der Regel die Modulation für den Regelungsentwurf nachgebildet und gemittelte Systemgrößen angenommen, wobei in der Regel auch die Durchlassspannungen vernachlässigt werden. Die Spannung u_C des Ersatzsubmoduls wird dann meist mit der Summe

$$u_C = \sum_{k=1}^n u_{Ck} \quad (3.10)$$

aus den gemessenen Spannungen bestimmt. Wie in [7] gezeigt, lässt sich mit dem kontinuierlichen Wertebereich der Aussteuerung q die Forderung gleicher eingepprägter Spannung beziehungsweise gleicher Klemmenleistung von Ersatzsubmodul und Reihenschaltung in Abb. 3.3a selbst bei geschalteten Modellen erfüllen. Unter dieser Voraussetzung, zusammen

mit der Forderung gleicher gespeicherter Energie des Zweiges und des Ersatzsubmoduls, werden in [7] die Zusammenhänge

$$u_C = \sqrt{n \sum_{k=1}^n u_{Ck}^2}, \quad (3.11a)$$

$$q = \frac{\sum_{k=1}^n s_k u_{Ck}}{u_C} \quad (3.11b)$$

hergeleitet. In der Regel wird auf die exakte Rechnung (3.11a) verzichtet, da (3.10) für typische Werte der Unsymmetrie ausreichend genau ist und weniger Rechenzeit benötigt. Die Berechnung von u_C mit (3.11a) erübrigt zudem nicht die Implementierung der Summe (3.10), da letztere zur Bestimmung der momentanen Aussteuerungsgrenze von u_q benötigt wird.

Allerdings dient die mit (3.11a) ermittelte Spannung u_C des Ersatzsubmoduls in [8] der Abschätzung der Fehler, die bei Annahme idealer Symmetrierung und Verwendung von (3.10) entstehen. Und die, im gemittelten Sinne aufgefasste Zeile (3.11b), kann als Ausgangspunkt der in Abschnitt 2.2 untersuchten Modulationsalgorithmen angesehen werden, denn diese approximieren die von der übergeordneten Regelung vorgegebene Stellgröße q durch die Spannungen u_{Ck} und die Schalterstellungen s_k für den kurzen Zeitabschnitt der nächsten Modulationsperiode, um (3.11b) möglichst gut zu erreichen.

Mit steigender Submodulzahl n verringern sich die Fehler, die durch Ersatzsubmodule entstehen, wie die Simulationsergebnisse in [57] zeigen. In [14] wird die Spannung von Ersatzsubmodulen zur näherungsweisen Modellierung individueller Submodule genutzt, um mit Hilfe der Schaltsignale eines Modulators die Verluste zu berechnen. Der dort ausgeführte Vergleich zeigt nur geringe Abweichung gegenüber einer vollständigen Simulation eines geschalteten Modells.

3.2 Simulationsmodell zur Berücksichtigung eines unsymmetrischen Aufbaus

Schon bei relativ kleiner Submodulzahl n kann die Rechenzeit einer Schaltungssimulation stark steigen, was eine schnelle und einfache Systemnachbildung erschwert. Insbesondere wenn die Annahme idealen Schaltens ausreicht und das Netzwerk nicht regelmäßig geändert wird, bietet sich die

Implementierung einer gegebenenfalls vereinfachten Zustandsdarstellung der Schaltung an. Dadurch kann die Rechenzeit der Simulation gegenüber einer Schaltungssimulation mit einem Netzwerkanalyseprogramm reduziert werden. Diese Methode ist auf Netzwerke beschränkt, bei der die manuelle Herleitung einer Zustandsdarstellung noch möglich ist.

Meist wird bei der Modellbildung eines M2Cs angenommen, dass die Zweigwiderstände und Zweiginduktivitäten aller Zweige gleich sind und auch, dass die Induktivitäten und Widerstände jeder Phase der Last gleich sind. Dies ist in der Regel gerechtfertigt, da die Zweige aus gleichen Komponenten bestehen und möglichst identisch gefertigt werden. Trotzdem sind Toleranzen von Drosseln und Kondensatoren bis zu 5% nicht unüblich, weshalb in der Netzwerkdarstellung eines M2Cs in Abb. 3.1e unterschiedliche Werte für die Induktivitäten und Widerstände vorgesehen wurden, sodass sich Unsymmetrien modellieren lassen.

Das angestrebte Modell der Schaltung aus Abb. 3.1e soll die Anwendung der Ersatzschaltungen aus dem vorigen Abschnitt gestatten, weshalb für die eingepprägten Spannungen u_q angenommen wird, dass sie von den Zweigströmen i_z abhängen können. Außerdem wird für die eingepprägten Spannungen u_q angenommen, dass sie unabhängig von der Ableitung der Zweigströme i_z sind, sodass sich die Herleitung einer Zustandsdarstellung vereinfacht. Um eine kompakte Schreibweise zu ermöglichen, wird die eingepprägte Spannung des „oberen“ Zweigs von Phase $p = 1, 2, 3$ mit u_{qp}^+ bezeichnet und die des „unteren“ Zweigs mit u_{qp}^- , also

$$u_{q1}^+ = u_{q1} \qquad u_{q1}^- = u_{q2} \qquad (3.12)$$

$$u_{q2}^+ = u_{q3} \qquad u_{q2}^- = u_{q4} \qquad (3.13)$$

$$u_{q3}^+ = u_{q5} \qquad u_{q3}^- = u_{q6}. \qquad (3.14)$$

Für die Zweigströme, Widerstände und Selbstinduktivitäten wird die gleiche Indizierung angewendet.

Beim Ablesen der Maschengleichungen wählt man die drei Umläufe von M zu N über die oberen Zweige

$$\begin{aligned} \frac{u_{\text{DC}}}{2} = \frac{L_d}{2} \frac{d}{dt} i_{\text{DC}} + \frac{R_d}{2} i_{\text{DC}} + u_{qp}^+ + R_{zp}^+ i_{zp}^+ + L_{zp}^+ \frac{d}{dt} i_{zp}^+ \\ + M_p \frac{d}{dt} i_{zp}^- + L_p \frac{d}{dt} i_p + R_p i_p + u_p + u_{\text{NM}} \end{aligned} \qquad (3.15)$$

und die drei Umläufe über die unteren Zweige

$$\begin{aligned} \frac{u_{\text{DC}}}{2} = \frac{L_d}{2} \frac{d}{dt} i_{\text{DC}} + \frac{R_d}{2} i_{\text{DC}} + u_{qp}^- + R_{zp}^- i_{zp}^- + L_{zp}^- \frac{d}{dt} i_{zp}^- \\ + M_p \frac{d}{dt} i_{zp}^+ - L_p \frac{d}{dt} i_p - R_p i_p - u_p - u_{\text{NM}}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Diese sechs Maschengleichungen werden üblicherweise in eine Summe und eine Differenz je Phase umgerechnet, um die Zweigströme durch ihre Summe $i_{sp} = i_{zp}^+ + i_{zp}^-$ und den Laststrom i_p darzustellen, der ja wegen $i_p = i_{zp}^+ - i_{zp}^-$ ihre Differenz ist. Die Wahl dieser Umrechnung kann schon zu Beginn der Modellbildung getroffen werden, wie z. B. in [106], wo ein symmetrischer Aufbau angenommen wird. Für den Fall ungleicher Induktivitäten und Widerstände der Zweige ist diese Umrechnung nicht ohne Weiteres möglich. Ein Ausweg besteht darin, die Widerstände und Induktivitäten ebenfalls durch Summen und Differenzen darzustellen, also die Umrechnung

$$L_{\Sigma p} = \frac{L_{zp}^+ + L_{zp}^-}{2} \quad L_{\Delta p} = \frac{L_{zp}^+ - L_{zp}^-}{2} \quad (3.17)$$

$$R_{\Sigma p} = \frac{R_{zp}^+ + R_{zp}^-}{2} \quad R_{\Delta p} = \frac{R_{zp}^+ - R_{zp}^-}{2}, \quad p = 1, 2, 3 \quad (3.18)$$

anzusetzen. Diese Umrechnung gestattet es, mit $L_{\Delta p} = 0$, $R_{\Delta p} = 0$, $L_{\Sigma p} = L_z$ und $R_{\Sigma p} = R_z$ den symmetrischen Fall einzustellen. Außerdem können die Maschengleichungen (3.15) und (3.16) zu

$$\begin{aligned} u_{\text{DC}} = L_d \frac{d}{dt} i_{\text{DC}} + R_d i_{\text{DC}} + R_{\Sigma p} i_{sp} + R_{\Delta p} i_p \\ + (M_p + L_{\Sigma p}) \frac{d}{dt} i_{sp} + L_{\Delta p} \frac{d}{dt} i_p + u_{qp}^+ + u_{qp}^- \end{aligned} \quad (3.19a)$$

$$\begin{aligned} 0 = R_{\Delta p} i_{sp} + (2R_p + R_{\Sigma p}) i_p + (2L_p - M_p + L_{\Sigma p}) \frac{d}{dt} i_p \\ + L_{\Delta p} \frac{d}{dt} i_{sp} + 2u_p + 2u_{\text{NM}} + u_{qp}^+ - u_{qp}^- \end{aligned} \quad (3.19b)$$

umgeformt werden.

Für eine kompakte Schreibweise bietet sich die Einführung der Vektoren

$$\mathbf{i}_s = (i_{s1}, i_{s2}, i_{s3})^T \quad \mathbf{i} = (i_1, i_2, i_3)^T \quad (3.20)$$

$$\mathbf{u}_q^+ = (u_{q1}^+, u_{q2}^+, u_{q3}^+)^T \quad \mathbf{u}_q^- = (u_{q1}^-, u_{q2}^-, u_{q3}^-)^T \quad (3.21)$$

und

$$\mathbf{u} = (u_1, u_2, u_3)^T \quad (3.22)$$

an. Bringt man die Ableitungen der Ströme auf die linke Seite und berücksichtigt $2i_{\text{DC}} = i_{s1} + i_{s2} + i_{s3}$, lässt sich (3.19) als

$$\mathbf{L}_A \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_\Delta \frac{d}{dt} \mathbf{i} = (1, 1, 1)^T u_{\text{DC}} - \mathbf{R}_A \mathbf{i}_s - \mathbf{R}_\Delta \mathbf{i} - \mathbf{u}_q^+ - \mathbf{u}_q^- \quad (3.23a)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{L}_\Delta \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s + \mathbf{L}_B \frac{d}{dt} \mathbf{i} &= -(2, 2, 2)^T u_{\text{NM}} - \mathbf{R}_\Delta \mathbf{i}_s - \mathbf{R}_B \mathbf{i} \\ &\quad - \mathbf{u}_q^+ + \mathbf{u}_q^- - 2\mathbf{u} \end{aligned} \quad (3.23b)$$

schreiben, wobei die Induktivitätsmatrizen

$$\mathbf{L}_A = \text{diag}(L_{\Sigma 1} + M_1, L_{\Sigma 2} + M_2, L_{\Sigma 3} + M_3) + \frac{L_d}{2} \mathbf{1}_{33} \quad (3.24)$$

und

$$\mathbf{L}_B = \text{diag}(2L_1 + L_{\Sigma 1} - M_1, 2L_2 + L_{\Sigma 2} - M_2, 2L_3 + L_{\Sigma 3} - M_3) \quad (3.25)$$

das gewünschte Verhalten der Induktivitäten beschreiben, während die Matrix

$$\mathbf{L}_\Delta = \text{diag}(L_{\Delta 1}, L_{\Delta 2}, L_{\Delta 3}), \quad (3.26)$$

die unerwünschte Kopplung repräsentiert.¹ Die Widerstandsmatrizen sind

$$\mathbf{R}_A = \text{diag}(R_{\Sigma 1}, R_{\Sigma 2}, R_{\Sigma 3}) + \frac{R_d}{2} \mathbf{1}_{33}, \quad (3.27)$$

$$\mathbf{R}_B = \text{diag}(2R_1 + R_{\Sigma 1}, 2R_2 + R_{\Sigma 2}, 2R_3 + R_{\Sigma 3}) \quad (3.28)$$

und

$$\mathbf{R}_\Delta = \text{diag}(R_{\Delta 1}, R_{\Delta 2}, R_{\Delta 3}). \quad (3.29)$$

Mit $\mathbf{L}_\Delta = \mathbf{0}_{33}$ und $\mathbf{R}_\Delta = \mathbf{0}_{33}$ sind die Ströme \mathbf{i}_s von den Strömen \mathbf{i} entkoppelt, wie man an der Darstellung (3.23) erkennen kann.² Für die Modellbildung zum Zwecke eines Regelungsentwurfs wird daher meistens $\mathbf{L}_\Delta = \mathbf{0}_{33}$ und $\mathbf{R}_\Delta = \mathbf{0}_{33}$ angenommen. Die Anwendung separater

¹Dabei steht $\mathbf{1}_{mn}$ für die $m \times n$ Einsmatrix.

²Dabei steht $\mathbf{0}_{mn}$ für die $m \times n$ Nullmatrix.

Ersatzschaltungen für die Last und Kreisströme, wie z. B. in [45, 79], stützt sich ebenfalls auf diese Entkopplung.

Die Ströme in \mathbf{i} sind linear abhängig, da sie wegen des isolierten Sternpunkts der Knotengleichung

$$(1, 1, 1) \mathbf{i} = 0 \quad (3.30)$$

unterliegen, die noch nicht in (3.23) eingesetzt wurde. Um eine geeignete Darstellung von (3.23b) zu erhalten, kann man die Spannung u_{NM} mit Hilfe von (3.30) berechnen. Stellt man (3.23a) auf $\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s$ um und setzt für diesen Zweck $\det(\mathbf{L}_A) \neq 0$ voraus,³ ergibt sich

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s = \mathbf{L}_A^{-1} \mathbf{a}_s(\mathbf{i}_s, \mathbf{i}, \mathbf{u}_q^+, \mathbf{u}_q^-) - \mathbf{L}_A^{-1} \mathbf{L}_\Delta \frac{d}{dt} \mathbf{i}, \quad (3.31)$$

mit der Abkürzung

$$\mathbf{a}_s(\mathbf{i}_s, \mathbf{i}, \mathbf{u}_q^+, \mathbf{u}_q^-) = (1, 1, 1)^T u_{\text{DC}} - \mathbf{R}_A \mathbf{i}_s - \mathbf{R}_\Delta \mathbf{i} - \mathbf{u}_q^+ - \mathbf{u}_q^-. \quad (3.32)$$

Damit kann man $\frac{d}{dt} \mathbf{i}_s$ in (3.23a) eliminieren, und erhält

$$\underbrace{(\mathbf{L}_B - \mathbf{L}_\Delta \mathbf{L}_A^{-1} \mathbf{L}_\Delta)}_{\mathbf{L}_C} \frac{d}{dt} \mathbf{i} = -(2, 2, 2)^T u_{\text{NM}} + \mathbf{a}_{\text{NM}}(\mathbf{i}_s, \mathbf{i}, \mathbf{u}_q^+, \mathbf{u}_q^-), \quad (3.33)$$

mit der Abkürzung

$$\begin{aligned} \mathbf{a}_{\text{NM}}(\mathbf{i}_s, \mathbf{i}, \mathbf{u}_q^+, \mathbf{u}_q^-) &= -\mathbf{R}_\Delta \mathbf{i}_s - \mathbf{R}_B \mathbf{i} - \mathbf{u}_q^+ + \mathbf{u}_q^- - 2 \mathbf{u} \\ &\quad - \mathbf{L}_\Delta \mathbf{L}_A^{-1} \mathbf{a}_s(\mathbf{i}_s, \mathbf{i}, \mathbf{u}_q^+, \mathbf{u}_q^-). \end{aligned} \quad (3.34)$$

Multipliziert man (3.33), unter der Annahme $\det(\mathbf{L}_C) \neq 0$, von links mit $(1, 1, 1) \mathbf{L}_C^{-1}$ so kann man die Ableitung der Knotengleichung (3.30) einsetzen und die Summe nach u_{NM} auflösen:

$$u_{\text{NM}} = \frac{(1, 1, 1) \mathbf{L}_C^{-1} \mathbf{a}_{\text{NM}}(\mathbf{i}_s, \mathbf{i}, \mathbf{u}_q^+, \mathbf{u}_q^-)}{(1, 1, 1) \mathbf{L}_C^{-1} (2, 2, 2)^T}. \quad (3.35)$$

Diese Lösung für u_{NM} kann zurück in (3.33) eingesetzt werden und ergibt

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i} = \mathbf{L}_C^{-1} \left[\text{diag}(1, 1, 1) - \mathbf{1}_{31} \frac{\mathbf{1}_{13} \mathbf{L}_C^{-1}}{\mathbf{1}_{13} \mathbf{L}_C^{-1} \mathbf{1}_{31}} \right] \mathbf{a}_{\text{NM}}(\mathbf{i}_s, \mathbf{i}, \mathbf{u}_q^+, \mathbf{u}_q^-), \quad (3.36)$$

³Wie man an (3.24) sieht, diagonalisiert die Diagonale von \mathbf{L}_A für typische Konfigurationen der Induktivitäten, sodass die Inverse \mathbf{L}_A^{-1} fast immer existiert.

womit $\frac{d}{dt}\mathbf{i}$ in (3.23a) gegeben ist, um schließlich die Ableitungen $\frac{d}{dt}\mathbf{i}_s$ und $\frac{d}{dt}\mathbf{i}$ als Funktionen von \mathbf{i}_s , \mathbf{i} , \mathbf{u}_q^+ , \mathbf{u}_q^- , u_{DC} und \mathbf{u} zu erhalten. Durch die Knotengleichung (3.30) kann eine der Zeilen in (3.36) entfallen und man erhält zusammen mit (3.23a) eine Zustandsdarstellung von (3.23), welche bis auf den Anfangszustand und die eingprägten Spannungen \mathbf{u}_q^+ , \mathbf{u}_q^- bestimmt ist. Dieses System gibt das Verhalten der Ströme wieder und kann mit Modellen für die eingprägten Spannungen \mathbf{u}_q^+ , \mathbf{u}_q^- erweitert werden, vorausgesetzt die Spannungen bleiben unabhängig von den Ableitungen der Zweigströme.

Die Ersatzschaltungen aus Abschnitt 3.1 genügen dieser Voraussetzung, sodass die eingprägten Spannungen \mathbf{u}_q^+ , \mathbf{u}_q^- durch eine der Spannungsbildungen (3.3), (3.7) oder (3.9) bestimmt werden können. Die Differentialgleichungen (3.1) oder (3.8) liefern die zur Spannungsbildung benötigten Kondensatorspannungen aller Submodule oder der Ersatzsubmodule und ergänzen das System zu einem Modell des gesamten Stromrichters.

Im Folgenden werden zwei Varianten unterschieden:

1. Die Berücksichtigung aller Submodule erlaubt die Simulation des Stromrichters beim Entwurf von Modulationsverfahren oder die Analyse der Strom- und Spannungswelligkeiten.
2. Ersatzsubmodule geben das Verhalten des modulierten Stromrichters für den Regelungsentwurf wieder, ohne die niederfrequente Spannungswelligkeit der Kondensatorspannungen zu verbergen.

Die erste Variante führt im Rest dieses Abschnitts auf ein Simulationsmodell, während die zweite Variante in Abschnitt 3.3.1 bei der Modellbildung für den Regelungsentwurf aufgegriffen wird.

Berücksichtigung aller Submodule Entsprechend den Ersatzschaltungen aus Abb. 3.1c oder 3.2a gilt für jedes der n Submodule eines Zweigs die Differentialgleichung (3.1). Bei der Modellierung aller Submodule des Stromrichters muss die Unterscheidung der Zweige wiederhergestellt werden, also eine eigene Differentialgleichung für jedes der $6n$ Submodule angeschrieben werden. In diesem Schritt ist es bei Bedarf möglich, unterschiedliche Kapazitätswerte einzusetzen. Der in den Submodulen jeweils

einzusetzende Zweigstrom wird mittels

$$(i_{z1}, i_{z3}, i_{z5})^T = (i_{z1}^+, i_{z2}^+, i_{z3}^+)^T = \frac{\mathbf{i}_s + \mathbf{i}}{2} \quad (3.37a)$$

$$(i_{z2}, i_{z4}, i_{z6})^T = (i_{z1}^-, i_{z2}^-, i_{z3}^-)^T = \frac{\mathbf{i}_s - \mathbf{i}}{2} \quad (3.37b)$$

aus den Strömen \mathbf{i}_s und \mathbf{i} gewonnen. Die von den jeweiligen Reihenschaltungen eingepprägten Spannungen werden mit der Spannungsbildung (3.3) oder (3.7) ermittelt, abhängig davon, ob die Durchlassspannungen vernachlässigt oder berücksichtigt werden sollen. Aus den Spannungsbildungen der Zweige ergeben sich die Elemente in \mathbf{u}_q^+ bzw. \mathbf{u}_q^- .

Das vollständige Modell besteht neben den Differentialgleichungen (3.1), (3.31) und (3.36) aus den algebraischen Gleichungen (3.3) oder (3.7) sowie (3.32), (3.34) und (3.35). Zu deren eindeutigen Lösung ist neben der Angabe des Anfangszustands die Vorgabe aller $6n$ Schalterstellungen erforderlich. Die hergeleitete Zustandsdarstellung kann in eine numerische Simulation integriert werden und eignet sich zur effizienten Erprobung von Modulations- und Regelungsverfahren, da auch das Verhalten der einzelnen Submodule nachgebildet wird.

Als Anwendungsbeispiel des hergeleiteten geschalteten Modells dient die Simulation der zwei in Abb. 3.4 dargestellten Konfigurationen der Zweigdrosseln:

(a) symmetrische Konfiguration Der übliche Aufbau sieht gleiche Induktivitäten in jedem der sechs Zweige vor, sodass eine symmetrische Konfiguration entsteht. Diese in Abb. 3.4a gezeigte Konfiguration führt zu den Induktivitätsmatrizen⁴

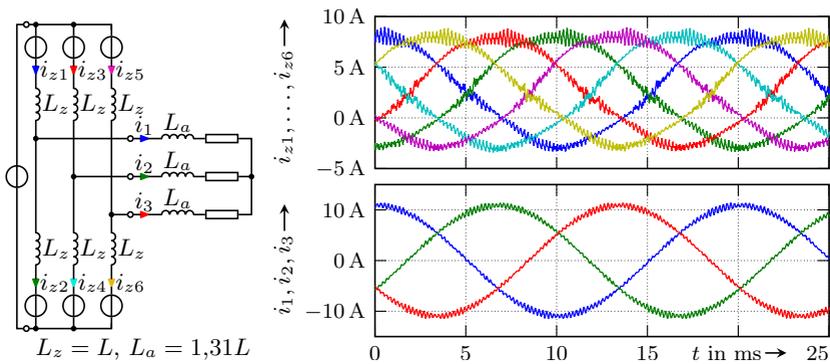
$$\mathbf{L}_A = L_z \mathbf{E}_3 \quad (3.38a)$$

$$\mathbf{L}_B = (2L_a + L_z) \mathbf{E}_3 \quad (3.38b)$$

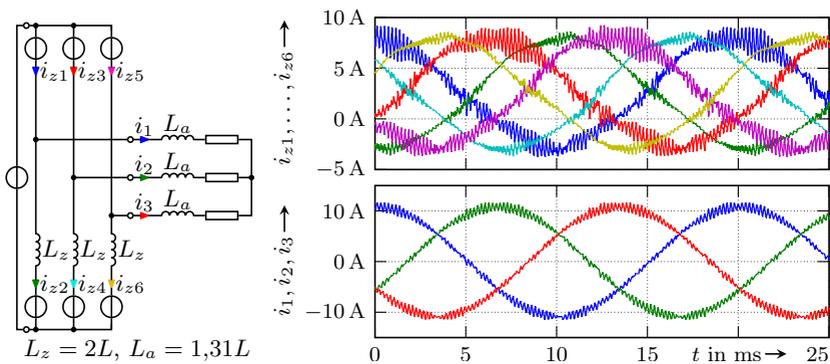
$$\mathbf{L}_\Delta = \mathbf{0}_{33}. \quad (3.38c)$$

(b) minimale Anzahl Zur Entkopplung der eingepprägten Zweigspannungen genügt eine Zweigdrossel je Phase, wenn man einen unsymmetrischen Aufbau in Kauf nimmt. Diese in Abb. 3.4b gezeigte

⁴Dabei steht \mathbf{E}_m für die $m \times m$ Einheitsmatrix.



(a) symmetrische Konfiguration der Zweigdrosseln



(b) minimale Anzahl der Zweigdrosseln

Abb. 3.4: Im Vergleich zur symmetrischen Konfiguration der Zweigdrosseln (a) unterscheiden sich bei minimaler Anzahl (b) die Welligkeiten der Zweigströme deutlich. Die Welligkeit der Ausgangsströme ist gegenüber der symmetrischen Konfiguration erhöht.

Konfiguration führt zu den Induktivitätsmatrizen

$$\mathbf{L}_A = L_z \mathbf{E}_3 \quad (3.39a)$$

$$\mathbf{L}_B = (2L_a + L_z) \mathbf{E}_3 \quad (3.39b)$$

$$\mathbf{L}_\Delta = L_z \mathbf{E}_3. \quad (3.39c)$$

Zum qualitativen Vergleich wurden beide Konfigurationen mit einer ohmsch-induktiven Last und einem Ausgangstrom von 7,78 A simuliert und die Zweig- und Lastströme in Abb. 3.4 dargestellt. Bei der Konfiguration mit drei Zweigdrosseln wurden die Induktivitätswerte verdoppelt um innerhalb einer Phase die gleiche Induktivitätssumme zu erhalten. Erwartungsgemäß ergibt die unsymmetrische Konfiguration in den Zweigen ohne Zweigdrossel höhere Welligkeiten und in den Zweigen mit Zweigdrosseln reduzierte Welligkeiten im Vergleich zur symmetrischen Konfiguration.

Die Vorteile der halbierten Anzahl an Zweigdrosseln erschöpfen sich in der Einsparung von sechs Klemmstellen und deren Verlusten. Eine Reduktion der induktiv gespeicherten Energie ist eher nicht zu erwarten, da selbst mit verdoppelten Induktivitätswerten, wie im Beispiel, die Stromwelligkeit der Zweigströme i_{z1} , i_{z3} und i_{z5} noch größer ist als bei symmetrischem Aufbau. Außerdem erschwert der Wegfall von drei Zweiginduktivitäten wegen der größeren Stromänderungsrate bei Kurzschlüssen den Stromrichterschutz.

3.3 Modellbildung für den Regelungsentwurf

3.3.1 Anwendung von Ersatzsubmodulen für den Regelungsentwurf

Nimmt man für jeden Zweig ein Ersatzsubmodul gemäß Abb. 3.3b an, gilt jeweils die Differentialgleichung (3.8), wobei die eingepprägten Spannungen \mathbf{u}_q^+ und \mathbf{u}_q^- mit (3.9) des jeweiligen Zweigs ermittelt werden, was natürlich die Unterscheidung der Zweige erfordert. Das vollständige Modell setzt sich aus den Differentialgleichungen (3.8), (3.31) und (3.36) sowie den algebraischen Gleichungen (3.9), (3.32), (3.34) und (3.35) zusammen. Für deren eindeutige Lösung ist neben der Angabe des Anfangszustands die Vorgabe der sechs Aussteuerungen der Ersatzsubmodule erforderlich.

Die Herleitung von Ersatzsubmodulen gründet auf einer gemittelten Betrachtung [72], welche zum Zwecke des Regelungsentwurfs oft mit der Annahme beliebig hoher Schaltfrequenz angewendet wird [27]. Ist das

zugrundeliegende geschaltete Modell affin in der Schalterstellung, ergibt sich nach dem Grenzübergang zu unendlich hoher Schaltfrequenz für das gemittelte System die gleiche Struktur und an Stelle der diskreten Schalterstellungen treten gemittelte Schalterstellungen auf [27]. Dies ist hier auch der Fall, denn die Differentialgleichungen der Submodule (3.1) sind affin in den Schalterstellungen s_k und ebenso die Differentialgleichungen der Ströme (3.31) und (3.36), wie man nach Ersetzen von \mathbf{u}_q^+ und \mathbf{u}_q^- durch die jeweilige Spannungsbildung (3.3) erkennt. Daher gewinnt man das ideale gemittelte Modell [98] durch Erweiterung des diskreten Wertebereiches $\{0, 1\}$ der Schalterstellungen der Submodule auf das Intervall $[0, 1]$, also durch Zulassen der Zwischenwerte. Umgekehrt kann das geschaltete Modell durch Einschränkung auf diskrete Schalterstellungen aus dem gemittelten Modell gewonnen werden, weshalb auf eine zusätzliche Notation gemittelter Größen verzichtet wird.⁵

Setzt man für das ideal gemittelte Modell mit allen Submodulen zusätzlich ideale Symmetrierung innerhalb jedes Zweiges voraus, unterscheiden sich die Submodule innerhalb eines Zweiges nicht und der Übergang zu Ersatzsubmodulen liegt auf der Hand. Der dabei aufgegebene Freiheitsgrad unterschiedlicher Aussteuerung der Submodule innerhalb der Zweige wird ohnehin dem Modulationsverfahren zugestanden.

Die gute Übereinstimmung der Größen eines ideal gemittelten Modells mit gemessenen Größen wurde in [92, 89] am Beispiel eines Mittelspannungs-M2Cs experimentell gezeigt, weshalb die explizite Berücksichtigung der endlichen Schaltfrequenz bei der Modellbildung für den Regelungsentwurf (etwa durch Korrekturterme [50]) nicht als lohnenswert erscheint.

Ein am gemittelten Modell entworfener Regler benötigt die gemittelten Ströme und Spannungen, zu deren Erfassung sich in der Praxis zwei vorherrschende Möglichkeiten etabliert haben:

- Die bei Delta-Sigma-Wandlern ohnehin für die erforderliche Wertauflösung notwendigen digitalen Filter können auch zur Mittelwertbildung eingesetzt werden [67, 85].
- Alternativ können die Messgrößen zu den Zeitpunkten innerhalb der Modulationsperiode erfasst werden, an denen die jeweiligen Momentanwerte regelmäßig den gemittelten Werten nahe sind [9, 82, 12].

⁵Die Verwechslungsgefahr ist sehr gering, da sich die jeweils eingenommene Sichtweise aus dem Kontext ergibt. So weist die Verwendung von Ersatzsubmodulen auf die gemittelte Betrachtung hin.

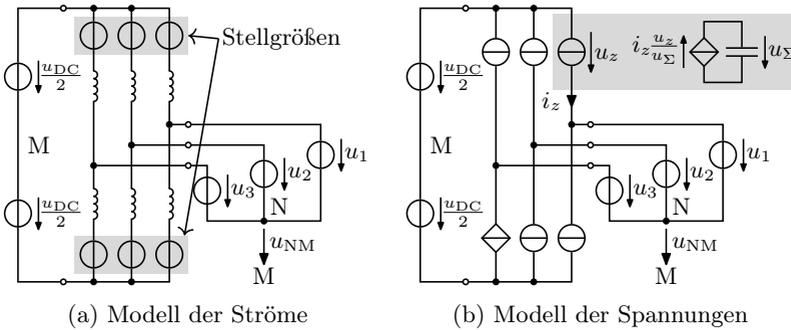


Abb. 3.5: Getrennte Modellierung von Strömen und Spannungen, illustriert durch zwei Ersatzschaltungen: Für den Entwurf des Stromreglers werden die Reihenschaltungen der Submodule durch Spannungsquellen ersetzt (a). Für das Modell der Kondensatorspannungen ersetzt man die Zweige durch Stromquellen und vernachlässigt die in den Zweigdrosseln gespeicherte Energie (b). Das führt zu einem vereinfachten Ersatzschaltbild der Zweige, wie für einen der Zweige grau hinterlegt dargestellt.

3.3.2 Überblick zum weiteren Vorgehen

Bei der Modellbildung leistungselektronischer Systeme für den Regelungsentwurf werden meist ein *schnelles* und ein *langsameres* Teilsystem identifiziert, mit dem Ziel, den Entwurf in zwei einfachere Schritte zu staffeln.⁶ Meistens kann man ein schnelles Teilsystem intuitiv angeben, wie etwa bei Stromrichtern mit Gleichspannungszwischenkreis, wo die Ausgangsströme die Rolle schneller Systemgrößen einnehmen.

Überträgt man die Herangehensweise der getrennten Betrachtung von Strömen und Kondensatorspannungen auf den M2C, ergibt sich die Schwierigkeit, dass die Ableitungen beider Größen von den Schalterstellungen abhängen, wie man z. B. an (3.1) und (3.31) erkennt. Zu deren Überwindung können zwei Vorgehensweisen unterschieden werden.

Separate Modelle für Ströme und Spannungen Hierbei werden zwei voneinander unabhängige Modelle für die Ströme und die Kondensatorspannungen aufgestellt, wie durch die Ersatzschaltungen in Abb. 3.5 skizziert.

⁶Gelegentlich kann das langsamere Teilsystem wiederum aufgeteilt werden.

Das Modell der Ströme in Abb. 3.5a entsteht, wenn man, wie z. B. in [80], die eingepprägten Zweigspannungen durch unabhängige Spannungsquellen ersetzt und als Stellgrößen eines Stromreglers auffasst. Diese Ersatzschaltung bzw. dieses Modell der Spannungsbildung ist weit verbreitet (z. B. [105, Fig. 3] oder [78, Fig. 5a]), kommt ohne Ersatzsubmodule aus und entspricht dem gewöhnlichen Ansatz für Stromrichter mit Spannungszwischenkreis.⁷ Durch diese Vereinfachung stehen die Kondensatorspannungen der Submodule bzw. die Aussteuerung der Zweige nicht mehr zur Verfügung.

Das Modell der Kondensatorspannungen in Abb. 3.5b erhält man, indem man jeden Zweig durch eine Stromquelle ersetzt, was den in [76] vorgeschlagenen Betrieb der Zweige als (gesteuerte) Stromquellen idealisiert.⁸ Mit dieser Ersatzschaltung lassen sich aus den Spannungen u_{DC} , u_1 , u_2 , u_3 und der Gleichtaktspannung u_{NM} , die Spannungen der Stromquellen und auch deren Leistungen ermitteln. Unter Vernachlässigung der Verluste und der Hilfsenergie entsprechen die Leistungen der Änderungsrate der jeweiligen Zweigenergie, also der Summe von kapazitiver und induktiver Energie. Vernachlässigt man in diesem Kontext die induktiv gespeicherte Energie, erhält man ein vereinfachtes Modell der Kondensatorspannungen, wie in Abb. 3.5b am Beispiel eines Zweiges durch das grau hinterlegte Netzwerk dargestellt. Die Verwendung des vereinfachten Modells ergibt sich implizit, wenn man bei der Messung der Zweigenergien die induktiv gespeicherte Energie vernachlässigt, wie etwa in [45].

Die getrennte Betrachtung liefert zwei separate Modelle, wobei ersteres für den Stromregler und das andere für den Spannungsregler verwendet werden kann. Den Fehler des vereinfachten Modells für die Kondensatorspannung zeigt Abb. 3.6 durch isolierte Betrachtung eines Zweiges mit typischer Parametrierung: $L = 2 \text{ mH}$ und $C_e = 62,5 \text{ }\mu\text{F}$. Greift man einen Zweig heraus und gibt dessen Spannung unabhängig vor, entspricht dies einem Hochsetzsteller ohne Last, wie in Abb. 3.6b gezeichnet. Abb. 3.6d zeigt das zugehörige vereinfachte Modell. Zum Vergleich werden in beiden Modellen gleiche Anfangswerte eingestellt und der gleiche Stromverlauf i_z durchlaufen. Wie die Verläufe der Kondensatorspannungen in

⁷Die Knotengleichungen, denen die Ströme unterliegen, werden durch Auswahl linear unabhängiger Stromkomponenten berücksichtigt. Beispiele sind [75] mit Opq -Transformation oder [45] mit $0\alpha\beta$ -Transformation.

⁸Die Anzahl der linear unabhängigen Ströme darf sich dadurch nicht ändern. Deshalb ist einer der sechs Zweige in Abb. 3.5b als abhängige Quelle ausgeführt.

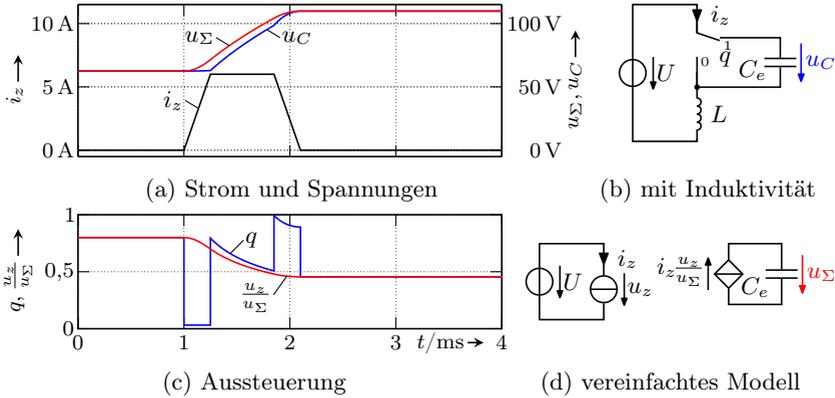


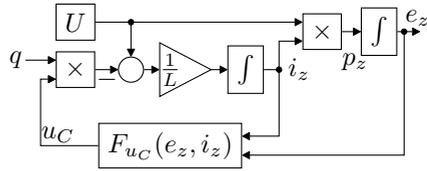
Abb. 3.6: Fehler des vereinfachten Modells der Kondensatorspannung in Abb. 3.5b, dargestellt anhand der (reduzierten) Netzwerke (b) und (d): Durch Vernachlässigung der Zweigdrossel wird die Verzögerung der Kondensatorspannung u_C unterschätzt und die verfügbare Spannung überschätzt, wie die Verläufe in (a) und (c) zeigen, bei denen beide Netzwerke den gleichen Zweigstromverlauf i_z ausführen.

Abb. 3.6a zeigen, reagiert die Spannung u_Σ des vereinfachten Modells früher und unterschätzt damit die Verzögerung der Kondensatorspannung u_C des Modells mit Induktivität. Gleichzeitig wird die verfügbare Spannung überschätzt. Sind Spannung und Strom konstant, stimmen die Aussteuerung $\frac{u_z}{U}$ des vereinfachten Modells und die Aussteuerung q des vollständigen Modells überein, wie Abb. 3.6c zeigt, andernfalls können größere Abweichungen auftreten.

Gemeinsame Modellierung von Strömen und Energien Die hauptsächlichste Motivation zum Übergang auf Energien und die Wahl eines geeigneten Ausgangs ist durch den Wunsch gegeben, möglichst alle Systemgrößen durch Vorgabe von Trajektorien für den gewählten Ausgang bestimmen zu können. Diesem Ziel kommt man näher, wenn man Zweigenergien in den Ausgang aufnimmt [7].

Bei der gemeinsamen Modellierung von Strömen und Energien nehmen die Zweigenergien die Rolle der Kondensatorspannungen ein ohne den oben dargestellten Fehler der getrennten Betrachtung und mit dem Vorteil, dass die Ableitungen der Energien – anders als die der Kon-

Abb. 3.7: Blockdiagramm eines isoliert betrachteten Zweigs: Die Zweigenergie e_z des Netzwerks in Abb. 3.6b unterliegt der im Blockdiagramm dargestellten Differentialgleichung.



densatorsspannungen – nicht direkt von der Aussteuerung q der Zweige abhängen. Das Blockdiagramm in Abb. 3.7 veranschaulicht diese Eigenschaft am Beispiel eines isoliert betrachteten Zweigs, also dem Netzwerk in Abb. 3.6b. Die Kondensatorspannung u_C ist keine Zustandsgröße mehr und wird bei der Systemanalyse mittels

$$u_C = \sqrt{\frac{2e_z - Li_z^2}{C_e}} =: F_{u_C}(e_z, i_z) \quad (3.40)$$

aus den neuen Zustandsgrößen berechnet, während man bei der Implementierung zweckmäßig auf die Messung von u_C zurückgreift. Wählt man die Zweigenergie als Zustandsgröße, taucht die Aussteuerung q des Zweiges lediglich an einer Stelle auf. Wählt man die Kondensatorspannung als Zustandsgröße, ist diese Eigenschaft schwieriger zu erzielen, wie die in [13] hergeleiteten EMR⁹-Diagramme zeigen.

Ziel der in den nächsten Abschnitten dargestellten Herleitung ist es daher, ein gemeinsames Modell der Ströme und Zweigenergien aufzustellen. Eine besondere Vereinfachung bietet dabei die einphasige Betrachtung, deren Voraussetzungen und Eigenschaften in Abschnitt 3.3.4 diskutiert werden. Abschnitt 3.3.6 zeigt die vollständige Elimination der Kondensatorspannungen durch die gespeicherten Energien auf Basis einer (nichtlinearen) Transformation und im Gegensatz zu [7] für das einphasige Modell. Die in [26] und [74] angelegte Übertragung der Ergebnisse der einphasigen Betrachtung auf die dreiphasige Schaltung wird in Abschnitt 3.3.7 verwirklicht. Der Einsatz eines rotierenden Koordinatensystems vereinfacht in Abschnitt 3.4 die Angabe und Untersuchung von Lösungen für den stationären Betrieb.

⁹energetic macroscopic representation [11]

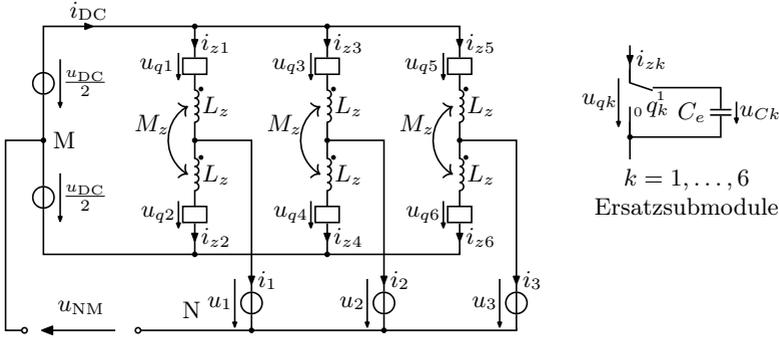


Abb. 3.8: Netzwerk eines dreiphasigen M2Cs mit symmetrischem Aufbau bei Verwendung von Ersatzsubmodulen, symbolisiert durch Rechtecke.

3.3.3 Vereinfachungen bei symmetrischem Aufbau

Für den Regelungsentwurf wird ein symmetrischer Aufbau angenommen und die eingepprägten Zweigspannungen durch Ersatzsubmodule nachgebildet, was in Abb. 3.8 durch die Rechtecke dargestellt ist. Die Induktivität der Last wird nicht explizit aufgeföhrt, weil sich durch deren Wegfall nicht die Struktur des Systems ändert, denn die Lastströme i_1, i_2, i_3 unterliegen (bis auf den Fall idealer Kopplung $M_z = L_z$) ohnehin den Wirkungen der Zweiginduktivitäten, erkennbar auch an der Induktivitätsmatrix (3.25). Weiter werden die Zweigwiderstände vernachlässigt, da deren Spannungsabfall klein ist.¹⁰ Diese Argumente entsprechen der Parametrierung $\mathbf{L}_A = (L_z + M_z)\mathbf{E}_3$, $\mathbf{L}_B = (L_z - M_z)\mathbf{E}_3$, $\mathbf{L}_\Delta = \mathbf{0}_{33}$, $\mathbf{R}_A = \mathbf{0}_{33}$, $\mathbf{R}_B = \mathbf{0}_{33}$, $\mathbf{R}_\Delta = \mathbf{0}_{33}$, und föhren auf die vereinfachte Darstellung der Ströme

$$(L_z + M_z) \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s = u_{\text{DC}} \mathbf{1}_{31} - \mathbf{u}_q^+ - \mathbf{u}_q^- \quad (3.41a)$$

$$(L_z - M_z) \frac{d}{dt} \mathbf{i} = -u_{\text{NM}} \mathbf{1}_{31} - \mathbf{u}_q^+ + \mathbf{u}_q^- - 2 \mathbf{u} \quad (3.41b)$$

und auf eine einfachere Berechnung der Gleichtaktspannung

$$u_{\text{NM}} = \frac{1}{6} (1, 1, 1) (-\mathbf{u}_q^+ + \mathbf{u}_q^- - 2 \mathbf{u}). \quad (3.42)$$

¹⁰In Abschnitt 3.3.6 wird die Berücksichtigung von Zweigwiderständen erläutert.

Diese einfache Form (3.42) von u_{NM} bleibt auch bei symmetrischen Lasten oder bei Annahme gleicher Zweigwiderstände erhalten, da sich die Terme wegen der Knotengleichung (3.30) aufheben. Die eingepprägten Spannungen $\mathbf{u}_q^+ = (u_{q1}, u_{q3}, u_{q5})^T$ und $\mathbf{u}_q^- = (u_{q2}, u_{q4}, u_{q6})^T$ werden aus den Kondensatorspannungen u_{Ck} und den Aussteuerungen q_k der Ersatzsubmodule ermittelt, für welche die Differentialgleichung der Form (3.8) bzw. Ersatzschaltungen nach Abb. 3.3b gelten. Diese Darstellung hat noch folgende Nachteile für den Regelungsentwurf:

- Die Komponenten des Stroms \mathbf{i} sind linear abhängig.
- Die Darstellung der Ströme und Spannungen in Summen und Differenzen ist noch uneinheitlich.

Daher werden folgende Schritte angestrebt:

1. Notation aller Zweiggrößen als Summen und Differenzen.
2. Berücksichtigung der Knotengleichung (3.30) durch eine Transformation der linear abhängigen Lastströme \mathbf{i} , wie z. B. der Clarke-Transformation, also von $0\alpha\beta$ -Komponenten.

In Vorbereitung dieser Schritte werden im folgenden Abschnitt die Lastströme durch Stromquellen modelliert, um eine separate Betrachtung der Stromrichterphasen zu ermöglichen.

3.3.4 Dreiphasige und einphasige Betrachtung mittels Stromquellenlast

Einer separaten Betrachtung nur einer Stromrichterphase des symmetrischen Aufbaus steht die von der Gleichtaktspannung u_{NM} stammende Kopplung entgegen, wie man am Netzwerk in Abb. 3.8 und an der Differentialgleichung (3.41b) der Lastströme erkennt.

Ein Ausweg, der schon in [26] und [74] besprochen wurde, besteht darin, die Last durch Stromquellen zu modellieren, wie in Abb. 3.9 dargestellt, denn dann kann man die Spannung u_{NM} zu null setzen. Allerdings müssen die unabhängig vorgegebenen Ströme sowohl die Knotengleichung (3.30) als auch die Stetigkeitsbedingungen an den Induktivitäten erfüllen. Die gesteuerte Quelle für i_3 gewährleistet ersteres und gestattet außerdem die Vergabe von drei Spannungszählpfeilen u_1 , u_2 und u_3 in Anlehnung an das

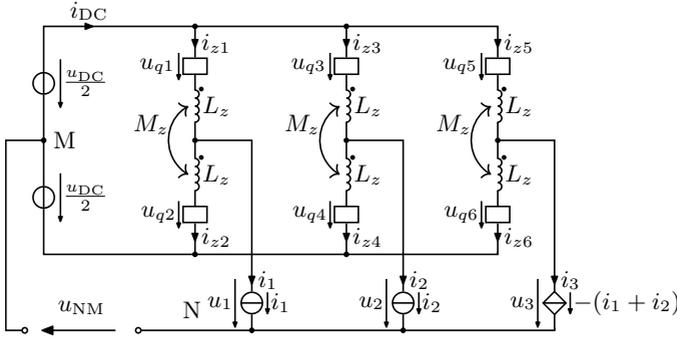


Abb. 3.9: Netzwerk eines dreiphasigen M2Cs mit Stromquellenlast: Die gesteuerte Stromquelle für i_3 ermöglicht das Einhalten des Knotensatzes im Knoten N, sodass drei Spannungszählpfeile u_1 , u_2 und u_3 in Anlehnung an das Netzwerk aus Abb. 3.8 vergeben werden können. Die vorgegebenen Ströme i_1 und i_2 müssen stetig und kompatibel zu den Anfangswerten der Induktivitäten sein.

Netzwerk aus Abb. 3.8.¹¹ Außerdem wird im Folgenden die erforderliche Stetigkeit der Ströme angenommen und auch verlangt, die Vorgabe widerspreche nicht den Anfangswerten.

Unter diesen Voraussetzungen ist das Potenzial am Knoten N beziehungsweise die Spannung u_{NM} beliebig, weil an dem Knoten nur Stromquellen angeschlossen sind. Die Eindeutigkeit der Lösung des Netzwerks kann durch eine weitere Bedingung gesichert werden, wobei die folgenden zwei Möglichkeiten besondere Aufmerksamkeit verdienen:

1. Der Bezugspunkt N wird durch die Forderung

$$u_1 + u_2 + u_3 = 0 \quad (3.43)$$

festgelegt. Durch diese Wahl werden die Spannungen u_1 , u_2 und u_3 gleichaktfrei, und die Nullkomponente der auf Punkt M bezogenen Ausgangsspannungen bildet sich auf u_{NM} ab.

2. Alternativ kann die Festlegung $u_{NM} = 0$ getroffen werden, was einer Verbindung der Knoten M und N entspricht. Das Modell bleibt

¹¹Die gesteuerte Quelle für i_3 ist nicht zwingend erforderlich, könnte also durch eine Verbindung ersetzt werden, allerdings unter Verlust der Symmetrie bezüglich des Knotens N.

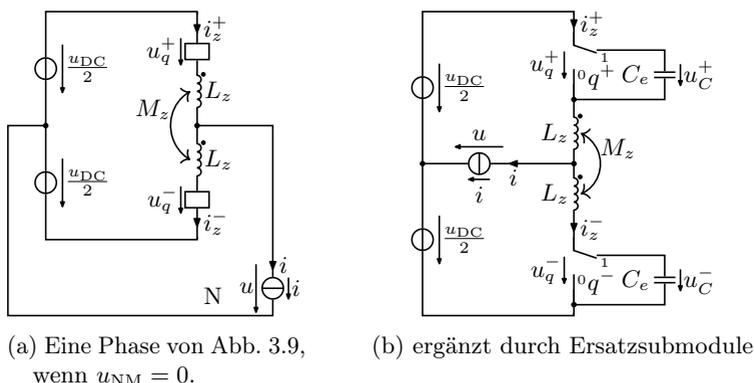


Abb. 3.10: Durch die Festlegung $u_{NM} = 0$ kann eine Phase des Netzwerks mit Stromquellenlast aus Abb. 3.9 durch die Ersatzschaltung (a) dargestellt werden. In (b) ist diese um Ersatzsubmodule ergänzt.

gültig für Lasten mit isoliertem Sternpunkt, da die Ströme i_1 , i_2 und i_3 weiterhin die Knotengleichung (3.30) erfüllen. Im Unterschied zur ersten Variante enthalten die Spannungen u_1 , u_2 , u_3 den Gleichtaktanteil der auf Punkt M bezogenen Ausgangsspannungen.

Die zweite Festlegung bietet die Möglichkeit, die Phasen getrennt voneinander zu betrachten, denn u_{NM} entfällt aus (3.41b). Die Phasen lassen sich durch je eine Ersatzschaltung aus Abb. 3.10a darstellen, also getrennt betrachten. Dabei wurde die Indizierung der Phasen fallengelassen.

Das Netzwerk in Abb. 3.10b wurde durch die bisher mit Rechtecken vereinfacht gezeichneten Ersatzsubmodule ergänzt, sodass die eingepprägten Spannungen als Produkte $u_q^+ = u_C^+ q^+$ und $u_q^- = u_C^- q^-$ der Kondensatorspannungen u_C^+ , u_C^- und den Aussteuerungen q^+ , q^- der Ersatzsubmodule erkennbar werden. Übertragen auf die Darstellung (3.41) ergibt sich unter Verwendung der Zweigstromsumme $i_s = i_z^+ + i_z^-$ die einphasige Darstellung der Ströme

$$(L_z + M_z) \frac{d}{dt} i_s = u_{DC} - u_C^+ q^+ - u_C^- q^- \quad (3.44a)$$

$$(L_z - M_z) \frac{d}{dt} i = -2u - u_C^+ q^+ + u_C^- q^- \quad (3.44b)$$

und der Ersatzsubmodule

$$C_e \frac{d}{dt} u_C^+ = \frac{i_s + i}{2} q^+ \quad (3.45a)$$

$$C_e \frac{d}{dt} u_C^- = \frac{i_s - i}{2} q^-. \quad (3.45b)$$

Diese durch die Laststromquellen herbeigeführte Vereinfachung mag zunächst stark einschränkend erscheinen, setzt sie doch die Vorgabe der Lastströme voraus. Entgegen diesem Eindruck wird sich die Vereinfachung durch folgende Eigenschaften als nützlich erweisen:

- Beim Regelungsentwurf können der Regler für die Last und der Regler für den Stromrichter getrennt voneinander betrachtet werden. Bei Betrachtung des Stromrichters werden die Lastströme als zeitabhängige Parameter aufgefasst.
- Die mit Hilfe der Laststromquellen erzielten Ergebnisse können auf Spannungsquellen übertragen werden.
- Die Erkenntnisse der einphasigen Betrachtung lassen sich auf die dreiphasige Schaltung erweitern, indem man die Verschaltung wiederherstellt.

Bisher wurden nur die Zweigströme als Summe i_s und Differenz i dargestellt. Im nächsten Abschnitt wird diese Darstellung auf die Kondensatorspannungen und die Aussteuerungen erweitert.

3.3.5 Transformation in Summe und Differenzen

In der bisherigen Betrachtung wurden schon die Zweigströme als Summen und Differenzen dargestellt, was mit der Transformation

$$\begin{pmatrix} i_s \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_z^+ \\ i_z^- \end{pmatrix} = \mathbf{S}_{sd} \begin{pmatrix} i_z^+ \\ i_z^- \end{pmatrix} \quad (3.46)$$

ausgedrückt werden kann. Für den Regelungsentwurf ist es sinnvoll, die Transformation auch auf die Schalterstellungen und Kondensatorspannungen anzuwenden, wodurch im Falle der einphasigen Betrachtung die neuen Variablen

$$(q_s, q_d)^T = \mathbf{S}_{sd}(q^+, q^-)^T, \quad (3.47)$$

$$(u_s, u_d)^T = \mathbf{S}_{sd}(u_C^+, u_C^-)^T \quad (3.48)$$

entstehen. Die transformierte Systemdarstellung erhält man durch Einsetzen der Rücktransformation

$$(q^+, q^-)^T = \mathbf{S}_{sd}^{-1}(q_s, q_d)^T, \quad (3.49)$$

$$(u_C^+, u_C^-)^T = \mathbf{S}_{sd}^{-1}(u_s, u_d)^T, \quad (3.50)$$

in die Systemgleichungen, wobei $\mathbf{S}_{sd}^{-1} = \frac{1}{2}\mathbf{S}_{sd}$ die Transformationsmatrix ist. Da die Ströme in (3.44) schon transformiert vorliegen, genügt das Ersetzen der Aussteuerungen und der Kondensatorspannungen. Die dabei relevanten Terme der rechten Seite von (3.44) lassen sich als Produkt

$$\begin{pmatrix} u_C^+ q^+ + u_C^- q^- \\ u_C^+ q^+ - u_C^- q^- \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \underbrace{\begin{pmatrix} u_s & u_d \\ u_d & u_s \end{pmatrix}}_{\mathbf{U}} \begin{pmatrix} q_s \\ q_d \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \mathbf{U} \begin{pmatrix} q_s \\ q_d \end{pmatrix} \quad (3.51)$$

notieren, was nach dem Einsetzen in (3.44) auf die Darstellung

$$\mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{DC} \\ -2u \end{pmatrix} - \frac{1}{2} \mathbf{U} \begin{pmatrix} q_s \\ q_d \end{pmatrix} \quad (3.52)$$

der Ströme führt, wobei die Induktivitäten mit der Diagonalmatrix

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_z + M_z & 0 \\ 0 & L_z - M_z \end{pmatrix} \quad (3.53)$$

zusammengefasst wurden. Analog zur Spannungsmatrix \mathbf{U} lässt sich mit

$$\mathbf{I} = \begin{pmatrix} i_s & i \\ i & i_s \end{pmatrix} \quad (3.54)$$

das System der Ersatzsubmodule (3.45) auf die Form

$$C_e \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_s \\ u_d \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \mathbf{I} \begin{pmatrix} q_s \\ q_d \end{pmatrix} \quad (3.55)$$

bringen. Damit ist (3.52) und (3.55) eine Formulierung des einphasigen Ersatzschaltbilds aus Abb. 3.10b, welches die Zweigströme, Kondensatorspannungen und Aussteuerungen durchgehend als Summen und Differenzen zwischen oberem und unterem Zweig darstellt.

Die Ableitungen der Ströme und die Ableitungen der Kondensatorspannungen sind direkt von den Aussteuerungen abhängig, was sich für den Regelungsentwurf als ungünstig erweist. Zur Behebung dieser Schwierigkeiten wird in [7] eine nichtlineare Transformation vorgestellt, die es gestattet, die Aussteuerungen zu eliminieren.

3.3.6 Transformation in Energien

Weil \mathbf{I} und \mathbf{U} symmetrisch sind, gilt $\mathbf{IU} = \mathbf{UI}$ und diese Eigenschaft wird in [7] genutzt, um die Aussteuerungen der Ersatzsubmodule zu eliminieren. Dieser Schritt kann hier an der einphasigen Darstellung ausgeführt werden, mit der gleichen Wirkung und dem Vorteil einer schlankeren Notation. Dazu multipliziert man (3.52) von links mit \mathbf{I} und (3.55) von links mit \mathbf{U} und bildet die Summe:

$$C_e \mathbf{U} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_s \\ u_d \end{pmatrix} + \mathbf{I} \mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i \end{pmatrix} = \mathbf{I} \begin{pmatrix} u_{DC} \\ -2u \end{pmatrix}. \quad (3.56)$$

Führt man die erste Zeile der linken Seite von (3.56) aus, erkennt man darin Ausdrücke in i , i_s , u_s und u_d und deren Zeitableitungen, die sich ohne Kenntnis der Zeitverläufe integrieren lassen:

$$\begin{aligned} C_e \left[u_s \frac{d}{dt} u_s + u_d \frac{d}{dt} u_d \right] + (L_z + M_z) i_s \frac{d}{dt} i_s + (L_z - M_z) i \frac{d}{dt} i \\ = \frac{d}{dt} \left[\frac{C_e}{2} (u_s^2 + u_d^2) + (L_z + M_z) \frac{i_s^2}{2} + (L_z - M_z) \frac{i^2}{2} \right] =: \frac{d}{dt} e_s. \end{aligned} \quad (3.57)$$

Diese Stammfunktion entspricht der Summe $e_s = 2e_z^+ + 2e_z^-$, in der

$$e_z^+ = \frac{C_e}{2} (u_C^+)^2 + \frac{L_z + M_z}{2} (i_z^+)^2 - \frac{M_z}{4} (i_z^+ - i_z^-)^2 \quad (3.58)$$

$$e_z^- = \frac{C_e}{2} (u_C^-)^2 + \frac{L_z + M_z}{2} (i_z^-)^2 - \frac{M_z}{4} (i_z^+ - i_z^-)^2 \quad (3.59)$$

die gespeicherten Energien des oberen und unteren Zweiges sind, wie nach Einsetzen der Transformation (3.46) und (3.50) ersichtlich wird.

Die zweite Zeile der linken Seite von (3.56) lässt sich auf analoge Weise ausdrücken, mit dem Unterschied, dass ein Term verbleibt, der ohne Kenntnis des Zeitverlaufs nicht integriert werden kann:

$$\begin{aligned} C_e \left[u_d \frac{d}{dt} u_s + u_s \frac{d}{dt} u_d \right] + (L_z + M_z) i \frac{d}{dt} i_s + (L_z - M_z) i_s \frac{d}{dt} i \\ = \frac{d}{dt} [C_e u_s u_d + (L_z + M_z) i_s i] - 2M_z i_s \frac{d}{dt} i =: \frac{d}{dt} e_d - 2M_z i_s \frac{d}{dt} i. \end{aligned} \quad (3.60)$$

Diese zweite Energie e_d entspricht der Differenz $e_d = 2e_z^+ - 2e_z^-$ der gespeicherten Energien von oberem und unterem Zweig. Auf diesen Erkenntnissen basiert die Definition der Energiegrößen:¹²

$$e_s = \frac{C_e}{2}(u_s^2 + u_d^2) + \frac{1}{2}[(L_z + M_z)i_s^2 + (L_z - M_z)i^2] \quad (3.61a)$$

$$e_d = C_e u_d u_s + (L_z + M_z)i_s i. \quad (3.61b)$$

Für die Energien e_s und e_d gilt

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} e_s \\ e_d \end{pmatrix} = C_e \mathbf{U} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} u_s \\ u_d \end{pmatrix} + \mathbf{I} \mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i_1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2M_z i_s \frac{d}{dt} i \end{pmatrix}, \quad (3.62)$$

d. h. $\frac{d}{dt} e_s$ entspricht der ersten Zeile der linken Seite von (3.56) exakt, und $\frac{d}{dt} e_d$ entspricht der zweiten Zeile der linken Seite von (3.56) bis auf den Term $2M_z i_s \frac{d}{dt} i$. Man kann aus (3.61) die Spannungen u_s und u_d berechnen:

$$u_s = \sqrt{\frac{2e_s - i^2(L_z - M_z) - i_s^2(L_z + M_z) \pm \sqrt{\mathcal{A}(e_s, e_d, i_s, i)}}{2C_e}} \quad (3.63a)$$

$$u_d = \frac{e_d - (L_z + M_z)i_s i}{u_s C_e}, \quad (3.63b)$$

wobei

$$\begin{aligned} \mathcal{A}(e_s, e_d, i_s, i) &= [i^2(L_z - M_z) + i_s^2(L_z + M_z)]^2 \\ &\quad - 4e_s [i^2(L_z - M_z) + i_s^2(L_z + M_z)] \\ &\quad + 8e_d i_s (L_z + M_z) - 4i^2 i_s^2 (L_z + M_z)^2 + 4(e_s^2 - e_d^2). \end{aligned} \quad (3.64)$$

Daher lassen sich (3.52) und (3.55) wie folgt anschreiben:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} e_s \\ e_d \end{pmatrix} = \mathbf{I} \begin{pmatrix} u_{DC} \\ -2u \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2M_z i_s \frac{d}{dt} i \end{pmatrix} \quad (3.65a)$$

$$\mathbf{L} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_s \\ i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{DC} \\ -2u \end{pmatrix} - \frac{1}{2} \mathbf{U}(e_s, e_d, i_s, i) \begin{pmatrix} q_s \\ q_d \end{pmatrix}, \quad (3.65b)$$

wobei die Einträge der Spannungsmatrix $\mathbf{U}(e_s, e_d, i_s, i)$ mittels (3.63a) und (3.63b) berechnet werden können. Dies ist bei der weiteren Analyse

¹²Definitionen anhand der Zweiggrößen folgen in Abschnitt 3.3.7.

und bei der Implementierung eines Reglers nicht notwendig, denn die Einträge von $\mathbf{U}(e_s, e_d, i_s, i)$, also u_s und u_d , stehen üblicherweise als Messwerte zur Verfügung. Zur Vereinfachung des Teilsystems (3.65b) bietet sich also eine Stellgrößentransformation an, um die Klemmenspannung u von der Spannung zu entkoppeln, die den Strom i_s treibt. Dieser Wunsch begründet die Definition der neuen Eingänge

$$u_x = (L_z + M_z) \frac{d}{dt} i_s \quad (3.66)$$

$$u_y = u, \quad (3.67)$$

was die Bedingung

$$u_x = u_{\text{DC}} - \frac{1}{2}(q_s u_s + q_d u_d) \quad (3.68a)$$

$$(L_z - M_z) \frac{d}{dt} i = -2u_y - \frac{1}{2}(q_s u_d + q_d u_s) \quad (3.68b)$$

nach sich zieht, aus welcher die Schalterstellungen

$$q_s = 2 \frac{u_s u_{\text{DC}} - u_s u_x + (2u_y + (L_z - M_z) \frac{d}{dt} i) u_d}{u_s^2 - u_d^2} \quad (3.69a)$$

$$q_d = -2 \frac{u_d u_{\text{DC}} - u_d u_x + (2u_y + (L_z - M_z) \frac{d}{dt} i) u_s}{u_s^2 - u_d^2} \quad (3.69b)$$

berechnet werden können. Damit vereinfacht sich das System (3.65) zu

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} e_s \\ e_d \end{pmatrix} = \mathbf{I} \begin{pmatrix} u_{\text{DC}} \\ -2u_y \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2M_z i_s \frac{d}{dt} i \end{pmatrix} \quad (3.70a)$$

$$(L_z + M_z) \frac{d}{dt} i_s = u_x \quad (3.70b)$$

$$u = u_y. \quad (3.70c)$$

Die Annahme von Laststromquellen, also die Behandlung des Laststroms als zeitabhängigen Parameter und der Übergang auf transformierte Zweigenenergien und die Stellgrößentransformation führen auf eine einfache Darstellung der Schaltung. Abb. 3.11b zeigt das zu (3.70) korrespondierende Blockdiagramm. Zweckmäßigerweise tritt dort die als Eingang gewünschte Systemgröße u_x nur noch an einer Stelle auf, wie durch die Vorbetrachtungen in Abschnitt 3.3.2 mit dem Blockdiagramm in Abb. 3.7

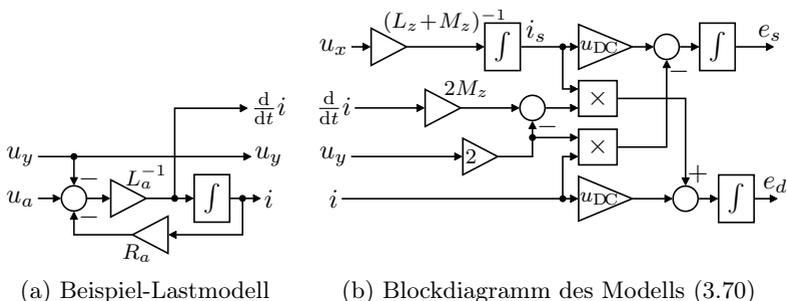


Abb. 3.11: Das Blockdiagramm (b) korrespondiert zum Energiemodell (3.70) und hat die im Blockdiagramm in Abb. 3.7 vorweggenommene, gewünschte Eigenschaft, dass die Stellgröße u_x nur an einer Stelle auftritt.

Das Energiemodell (b) lässt sich ohne weiteres durch ein Lastmodell ergänzen, wie die Verschaltung mit dem Blockdiagramm (a) eines Beispiel-Lastmodells zeigt.

vorweggenommen. Der als zeitabhängiger Parameter aufgefasste Laststrom kann ohne weiteres einem Lastmodell entnommen werden, wie die Verschaltung mit dem Blockdiagramm eines Beispiel-Lastmodells von Abb. 3.11a zeigt.

Rückblickend lassen sich weitere nützliche Eigenschaften des Verfahrens und Anwendungsfälle der Modellbildung erkennen:

Energien Die Wahl des nicht integrierten Anteils in (3.60) ist nicht eindeutig, weil dort auch Terme verbleiben können, deren Stammfunktion geschlossen dargestellt werden kann, wie bei der alternativen Wahl

$$e'_d = C_e u_s u_d, \quad (3.71)$$

die in [26] getroffen wird. Will man eine alternative Definition von e_s und e_d im Sinne dieses Abschnitts als Transformation einsetzen, muss sich die Definition notwendigerweise nach den Spannungen u_s und u_d auflösen lassen.

Zweigwiderstände Diese wirken sich nicht auf die Definition der Energien aus, was auch die Ausführungen in [7] zeigen. Zweigwiderstände R_z verändern die rechte Seite von (3.65): In der für die Energien zuständigen Zeile (3.65a) entstehen die Verlustleistungen $-R_z \mathbf{I}(i_s, i)^T$ und in dem für die Ströme zuständigen Teilsystem (3.65b) erscheinen die Spannungen $-R_z(i_s, i)^T$.

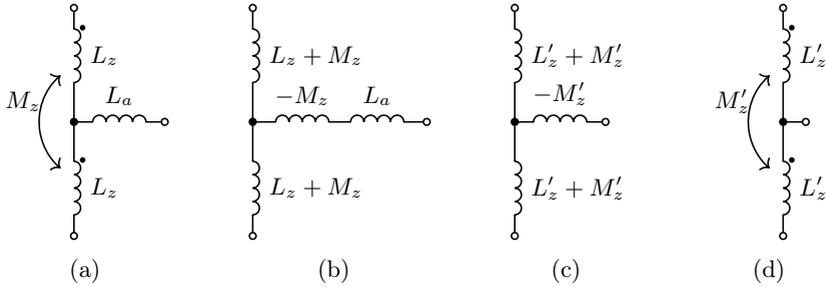


Abb. 3.12: Die Ersatzschaltung (a) mit Lastinduktivität L_a kann durch die Ersatzschaltung (d) dargestellt werden, wenn man $L'_z = L_z + L_a$ und $M'_z = M_z - L_a$ setzt. Die Zwischenschritte (b) und (c) veranschaulichen dies mit den alternativen Ersatzschaltungen.

Lastinduktivität Der hier beschriebene Weg orientiert sich an der Klemmenspannung u_y des Stromrichters, in der die Spannung über der Lastinduktivität enthalten ist. Die Lastinduktivität kann auch in das Modell des Stromrichters aufgenommen werden, wie in [7] geschehen, was sich auf die Definition der Energien auswirkt und die Orientierung an der Klemmenspannung aufgibt. Tatsächlich können die hier dargestellten Gleichungen allein durch die vorhandenen Parameter L_z und M_z eine Lastinduktivität L_a berücksichtigen, wenn man die alternative Einstellung

$$L'_z = L_a + L_z \quad (3.72a)$$

$$M'_z = M_z - L_a \quad (3.72b)$$

wählt. Die Ersatzschaltungen in Abb. 3.12 erläutern diese Überlegung anhand von Zwischenschritten. Mit (3.72) werden die Selbstinduktivität L_z und die Gegeninduktivität M_z der Zweigdrosseln sowie die Induktivität L_a der Lastseite in die Selbst- und Gegeninduktivität von gedachten Zweigdrosseln umgerechnet. Wenn L_a dominiert, können sich die Vorzeichen von M'_z und M_z unterscheiden. Der umgekehrte Weg ist nützlich, wenn man mit einem Modell, das keine Gegeninduktivität enthält, trotzdem gekoppelte Zweigdrosseln nachbilden möchte, indem man die Last- und Zweiginduktivitäten entsprechend einstellt. Dabei geht der Knoten verloren, an dem die Klemmenspannung des Stromrichters anliegt, und man muss diese

bei Bedarf aus den vorhandenen Größen ermitteln.

Die teilweise Aufnahme der Lastinduktivität in das Modell des Stromrichters ermöglicht die Einstellung $M'_z = 0$ und dadurch die Vereinfachung der rechten Seite von (3.70a), weil die Abhängigkeit von $\frac{d}{dt}i$ entfällt. Im Gegenzug ist dann die Spannung u_y weder die Klemmenspannung des Stromrichters noch die der Last, sondern der Spannungsfall über einem induktiven Spannungsteiler.

Stellgrößen Durch die Modellierung der Last als Stromquelle bietet sich die Klemmenspannung als Stellgröße an. Setzt man Spannungsquellen als Lastmodell ein, ist die den Laststrom i treibende Spannung

$$(L_z - M_z) \frac{d}{dt}i = u_{y'} \quad (3.73)$$

eine natürliche Stellgrößenwahl an Stelle der für eine Laststromquelle sinnvollen Forderung (3.67). Die zu der Stellgrößenwahl (3.66) und (3.73) zugehörige Stellgrößentransformation lautet dann

$$q_s = 2 \frac{u_s u_{\text{DC}} + u_d(u_{y'} + 2u) - u_s u_x}{u_s^2 - u_d^2} \quad (3.74a)$$

$$q_d = -2 \frac{u_d u_{\text{DC}} + u_s(u_{y'} + 2u) - u_d u_x}{u_s^2 - u_d^2}. \quad (3.74b)$$

Damit lässt sich das System (3.65), in der alternativen Form

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} e_s \\ e_d \end{pmatrix} = \mathbf{I} \begin{pmatrix} u_{\text{DC}} \\ -2u \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{2M_z}{L_z - M_z} i_s u_{y'} \end{pmatrix} \quad (3.75a)$$

$$(L_z + M_z) \frac{d}{dt} i_s = u_x \quad (3.75b)$$

$$(L_z - M_z) \frac{d}{dt} i = u_{y'} \quad (3.75c)$$

schreiben, die sinnvoll ist, wenn als Last eine Spannungsquelle angeschlossen ist. Bei nicht gekoppelten Zweigdrosseln, also für $M_z = 0$, verschwindet die (der Last zugeordnete) Stellgröße $u_{y'}$ aus der für die Energie e_d zuständigen Zeile. Die Energien e_s und e_d sind dann ein flacher Ausgang des Systems (3.75), weil sich durch Umstellen von (3.75a) die Ströme und in einem zweiten Schritt unter Verwendung von (3.75b) und (3.75c) die Stellspannungen berechnen lassen, ohne eine Differentialgleichung zu lösen.

3.3.7 Energiegrößen für die dreiphasige Schaltung

Die einphasige Betrachtung aus den vorherigen Abschnitten kann auf die dreiphasige Schaltung aus Abb. 3.9 erweitert werden. Dazu wird der Index $p = 1, 2, 3$ der jeweiligen Phase wieder aufgegriffen, um das für eine Phase gültige System (3.70) dreimal anzuschreiben:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} e_{sp} \\ e_{dp} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{sp} & i_p \\ i_p & i_{sp} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{DC} \\ -2u_{yp} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 2M_z i_{sp} \frac{d}{dt} i_p \end{pmatrix} \quad (3.76a)$$

$$(L_z + M_z) \frac{d}{dt} i_{sp} = u_{xp} \quad (3.76b)$$

$$u_p + u_{NM} = u_{yp}. \quad (3.76c)$$

Dabei wurde die in Abschnitt 3.3.4 getroffene Festlegung $u_{NM} = 0$ aufgegeben, um den während der einphasigen Betrachtung in den Klemmen spannungen enthaltenen Gleichtaktanteil wieder abzuspalten. Zusätzlich müssen die als Parameter aufgefassten Lastströme i_p die Knotengleichung (3.30) erfüllen, wofür sich die $0\alpha\beta$ -Darstellung der Lastströme, beziehungsweise die inverse Clarke-Transformation

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{pmatrix} = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} \begin{pmatrix} 0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} 2 & 2 & 0 \\ 2 & -1 & \sqrt{3} \\ 2 & -1 & -\sqrt{3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (3.77)$$

anbietet, denn das Nullsetzen der 0-Komponente entspricht der Knotengleichung (3.30). Im Folgenden werden die α - und β -Komponenten des Stroms mittels

$$i_\alpha + j i_\beta = \operatorname{Re}(e^{j\vartheta} \underline{i}) + j \operatorname{Im}(e^{j\vartheta} \underline{i}) \quad (3.78)$$

als komplexer Strom \underline{i} dargestellt. Die komplexe Drehung $e^{j\vartheta}$ mit dem Winkel ϑ ermöglicht ein mit der Kreisfrequenz $\omega = \frac{d}{dt}\vartheta$ rotierendes Koordinatensystem für den Strom und für die anderen Größen, die ebenfalls transformiert werden, was die Definition der Darstellungen

$$(i_1, i_2, i_3)^T = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} (0, \operatorname{Re}(e^{j\vartheta} \underline{i}), \operatorname{Im}(e^{j\vartheta} \underline{i}))^T \quad (3.79)$$

$$(i_{s1}, i_{s2}, i_{s3})^T = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} (i_{s0}, \operatorname{Re}(e^{j\vartheta} \underline{i}_s), \operatorname{Im}(e^{j\vartheta} \underline{i}_s))^T \quad (3.80)$$

$$(u_{x1}, u_{x2}, u_{x3})^T = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} (u_{x0}, \operatorname{Re}(e^{j\vartheta} \underline{u}_x), \operatorname{Im}(e^{j\vartheta} \underline{u}_x))^T \quad (3.81)$$

$$(u_{y1}, u_{y2}, u_{y3})^T = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} (u_{y0}, \operatorname{Re}(e^{j\vartheta} \underline{u}_y), \operatorname{Im}(e^{j\vartheta} \underline{u}_y))^T \quad (3.82)$$

$$(e_{s1}, e_{s2}, e_{s3})^T = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} (e_{s0}, \operatorname{Re}(e^{j\vartheta} \underline{e}_s), \operatorname{Im}(e^{j\vartheta} \underline{e}_s))^T \quad (3.83)$$

$$(e_{d1}, e_{d2}, e_{d3})^T = \mathbf{T}_{0\alpha\beta} (e_{d0}, \operatorname{Re}(e^{j\vartheta} \underline{e}_d), \operatorname{Im}(e^{j\vartheta} \underline{e}_d))^T \quad (3.84)$$

begründet. Dabei ist \underline{i} die komplexe Zeigerdarstellung des Laststroms und \underline{i}_s die des Kreisstroms. Der Gleichstrom wird durch i_{s0} dargestellt, wobei die Skalierung $i_{s0} = \frac{2}{3}i_{\text{DC}}$ gilt. Die Nullkomponente u_{x0} und der komplexe Zeiger \underline{u}_x der internen Spannungen $(u_{x1}, u_{x2}, u_{x3})^T$ werden später als Stellgrößen des Gleichstroms und des Kreisstroms aufgefasst. Die Definition (3.82) setzt auch eine Nullkomponente u_{y0} an, um den Gleichtakt der Klemmenspannungen $(u_{y1}, u_{y2}, u_{y3})^T$ bzw. u_1 , u_2 und u_3 abzubilden, den die in Abschnitt 3.3.4 gewählte 2. Möglichkeit mit sich bringt. Zusätzlich erfüllt die Definition (3.82) durch den komplexen Zeiger \underline{u}_y auch die bei der 1. Möglichkeit geforderte Abspaltung der gleichtaktfreien Klemmenspannung und ermöglicht über $u_{\text{NM}} = u_{y0}$ den Zugriff auf die Gleichtaktspannung. Die Definition (3.82) unterstützt beide Möglichkeiten, wenn man die Spannungen $(u_{y1}, u_{y2}, u_{y3})^T$ stets zum Mittelpunkt M der Potenziale an den Gleichspannungsklemmen bezieht. Die Summenenergien $(e_{s1}, e_{s2}, e_{s3})^T$ der drei Phasen werden durch die insgesamt gespeicherte Energie e_{s0} und die komplexe Energiegröße \underline{e}_s dargestellt. Die Differenzenergien $(e_{d1}, e_{d2}, e_{d3})^T$ der drei Phasen werden durch ihre Nullkomponente e_{d0} und durch die komplexe Größe \underline{e}_d dargestellt.

Beim Übergang zu den neuen Systemgrößen fasst man die Zeilen der phasenweisen Darstellung (3.76) neu zusammen und setzt die Definitionen (3.79) bis (3.84) und deren Ableitungen ein. Die komplexen Größen erlauben nun Vereinfachungen nach dem Muster

$$2u_{y1}i_1 + 2u_{y2}i_2 + 2u_{y3}i_3 = 3 \operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_y^*). \quad (3.85)$$

Danach kann die dreiphasige Schaltung durch das System

$$\frac{d}{dt} e_{s0} = u_{\text{DC}} i_{s0} - \operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_y^*) \quad (3.86a)$$

$$\frac{d}{dt} e_{d0} = -2u_{y0} i_{s0} - \operatorname{Re}(\underline{i}_s^* \underline{u}_{y\Delta}) \quad (3.86b)$$

$$\frac{d}{dt} \underline{e}_s = u_{\text{DC}} \underline{i}_s - e^{-j3\vartheta} \underline{u}_y \underline{i}^* - 2\underline{i} u_{y0} - j\omega \underline{e}_s \quad (3.86c)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \underline{e}_d &= u_{\text{DC}} \underline{i} - e^{-j3\vartheta} \underline{i}_s^* \underline{u}_{y\Delta} - 2\underline{i}_s u_{y0} \\ &\quad - 2i_{s0} \underline{u}_{y\Delta} - j\omega \underline{e}_d \end{aligned} \quad (3.86d)$$

$$(L_z + M_z) \frac{d}{dt} \underline{i}_s = \underline{u}_x - j\omega(L_z + M_z) \underline{i}_s \quad (3.86e)$$

$$(L_z + M_z) \frac{d}{dt} i_{s0} = u_{x0} \quad (3.86f)$$

$$\underline{u}_{y\Delta} = \underline{u}_y - M_z(j\omega \underline{i} + \frac{d}{dt} \underline{i}) \quad (3.86g)$$

beschrieben werden, wobei $\omega = \frac{d}{dt} \vartheta$ die Kreisfrequenz des rotierenden Koordinatensystems ist. Um kompakter zu schreiben, wird der Spannungsfall über der Gegeninduktivität M_z gemäß (3.86g) mit der Klemmenspannung \underline{u}_y zur Spannung $\underline{u}_{y\Delta}$ zusammengefasst.

Zeile (3.86a) ist eine (skalierte) Leistungsbilanz zwischen der Gleich- und Wechselspannungsseite und der (skalierten) Änderungsrate $\frac{d}{dt} e_{s0}$ der gesamten gespeicherten Energie. Weil e_{s0} die mit $2/3$ skalierte gespeicherte Energie ist und weil i_{s0} der ebenso skalierte Gleichstrom ist, geht die Leistungsberechnung der Drehstromseite ohne den sonst bei der amplitudeninvarianten Transformation notwendigen Faktor $3/2$ ein. Diese Skalierung führt auch in den anderen Zeilen zu ähnlichen Vereinfachungen und im Folgenden wird bei Nennung der transformierten Energien e_{s0} , e_{d0} , \underline{e}_s oder \underline{e}_d , oder des Gleichstroms i_{s0} nicht mehr auf die Skalierung hingewiesen. Die zweite Zeile des Modells (3.86) beschreibt die Änderungsrate $\frac{d}{dt} e_{d0}$ der Energieaufteilung zwischen allen oberen und allen unteren Zweigen. Die Zeilen (3.86c) und (3.86d) geben die Änderungsraten der komplexen Energien \underline{e}_s und \underline{e}_d wieder. Bei typischen Werten der Gleichspannung u_{DC} wird die von den Summen stammende Energie \underline{e}_s durch die Leistung $u_{DC} \underline{i}_s$ dominiert, während \underline{e}_d durch die Leistung $u_{DC} \underline{i}$ dominiert wird. Die Zeilen (3.86e) und (3.86f) sind Differentialgleichungen für den Kreisstrom \underline{i}_s beziehungsweise den Gleichstrom i_{s0} , in denen sich die internen Spannungen \underline{u}_x bzw. u_{x0} als Stellgrößen anbieten. Im Einklang mit den während der Herleitung des Modells angenommenen Stromquellen ist der Laststrom \underline{i} ein zeitabhängiger Parameter des Systems (3.86).

Der Übergang zu anderen Lastmodellen vereinfacht sich durch die Transformation erheblich, da die Gleichtaktspannung über u_{y0} separat von der gleichtaktfreien Klemmenspannung \underline{u}_y angesprochen werden kann. Zusätzlich ist es bei Lastspannungsquellen sinnvoll, die alternative Stellgrößenwahl (3.66), (3.73) und das dazugehörige System (3.75) zum Ausgangspunkt der dreiphasigen Betrachtung zu machen. Allerdings erhöht sich dabei die Ordnung des Systems, weil der Laststrom in den Zustand aufzunehmen ist. Außerdem muss die Spannung u_{NM} berechnet werden, weil die in Abschnitt 3.3.4 erwähnte Kopplung wieder auftritt.

Tab. 3.2: Transformation der sechs Zweigenergien e_{z1}, \dots, e_{z6} , definiert durch (3.87), in zwei Nullkomponenten e_{s0}, e_{d0} und in zwei komplexe Zeiger $\underline{e}_s, \underline{e}_d$ mit den Zeilen $\mathbf{g}_0, \mathbf{g}_\alpha$, und \mathbf{g}_β der Clarke-Transformation (3.90) und der komplexen Drehung $e^{-j\vartheta}$.

Berechnung	Beschreibung
$e_{s0} = 2\mathbf{g}_0 \begin{pmatrix} e_{z1} + e_{z2} \\ e_{z3} + e_{z4} \\ e_{z5} + e_{z6} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^6 e_{zk}$	Zwei Drittel der gespeicherten Energie.
$e_{d0} = 2\mathbf{g}_0 \begin{pmatrix} e_{z1} - e_{z2} \\ e_{z3} - e_{z4} \\ e_{z5} - e_{z6} \end{pmatrix} = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^6 (-1)^{k-1} e_{zk}$	Zwei Drittel der vertikalen Energiedifferenz.
$\underline{e}_s = 2e^{-j\vartheta} (\mathbf{g}_\alpha + j\mathbf{g}_\beta) \begin{pmatrix} e_{z1} + e_{z2} \\ e_{z3} + e_{z4} \\ e_{z5} + e_{z6} \end{pmatrix}$	Komplexer Zeiger der Summenenergie.
$\underline{e}_d = 2e^{-j\vartheta} (\mathbf{g}_\alpha + j\mathbf{g}_\beta) \begin{pmatrix} e_{z1} - e_{z2} \\ e_{z3} - e_{z4} \\ e_{z5} - e_{z6} \end{pmatrix}$	Komplexer Zeiger der Energiedifferenz.

Die anschauliche Herleitung des Modells über die Summen und Differenzen der Zweiggrößen zieht die Berechnung der transformierten Energien über Zwischenschritte nach sich. Die Energien lassen sich erwartungsgemäß auch direkt aus den Zweigenergien

$$e_{zk} = \frac{C_e}{2} u_{Ck}^2 + \frac{L_z + M_z}{2} i_{zk}^2 - \frac{M_z}{4} i_p^2, \quad (3.87)$$

$$p = \left\lceil \frac{k}{2} \right\rceil, \quad k = 1, \dots, 6$$

und den Zusammenhängen

$$(e_{s1}, e_{s2}, e_{s3})^T = 2 [(e_{z1}, e_{z3}, e_{z5})^T + (e_{z2}, e_{z4}, e_{z6})^T] \quad (3.88)$$

$$(e_{d1}, e_{d2}, e_{d3})^T = 2 [(e_{z1}, e_{z3}, e_{z5})^T - (e_{z2}, e_{z4}, e_{z6})^T] \quad (3.89)$$

berechnen, mit dem zusätzlichen Vorteil, dass die Lösung von (3.87) nach den Spannungen u_{Ck} einfacher ist als die Verwendung von (3.63). Tab. 3.2 und Tab. 3.3 fassen die direkte Berechnung der transformierten Energien

Tab. 3.3: Direkte Berechnung der transformierten Ströme aus den sechs Zweigströmen i_{z1}, \dots, i_{z6} mit den Zeilen \mathbf{g}_0 , \mathbf{g}_α , und \mathbf{g}_β der Clarke-Transformation (3.90) und der komplexen Drehung $e^{-j\vartheta}$.

Berechnung	Beschreibung
$i_{s0} = \mathbf{g}_0 \begin{pmatrix} i_{z1} + i_{z2} \\ i_{z3} + i_{z4} \\ i_{z5} + i_{z6} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \sum_{k=1}^6 i_{zk}$	skaliertes Gleichstrom $i_{s0} = \frac{2}{3} i_{\text{DC}}$
$\underline{i}_s = e^{-j\vartheta} (\mathbf{g}_\alpha + j\mathbf{g}_\beta) \begin{pmatrix} i_{z1} + i_{z2} \\ i_{z3} + i_{z4} \\ i_{z5} + i_{z6} \end{pmatrix}$	Kreisstrom
$\underline{i} = e^{-j\vartheta} (\mathbf{g}_\alpha + j\mathbf{g}_\beta) \begin{pmatrix} i_{z1} - i_{z2} \\ i_{z3} - i_{z4} \\ i_{z5} - i_{z6} \end{pmatrix}$	Laststrom

und Ströme mit Hilfe der Clarke-Transformation

$$\mathbf{T}_{0\alpha\beta}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_\alpha \\ \mathbf{g}_\beta \end{pmatrix} \quad (3.90)$$

bzw. deren Zeilen \mathbf{g}_0 , \mathbf{g}_α und \mathbf{g}_β und der komplexen Drehung $e^{-j\vartheta}$ zusammen – ohne die expliziten Zwischenschritte aus der Herleitung in den Abschnitten 3.3.5 und 3.3.6. Ebenso lassen sich die Tastverhältnisse

$$q_k = \frac{u_{qk}}{u_{Ck}}, \quad k = 1, \dots, 6 \quad (3.91)$$

der Ersatzsubmodule direkt berechnen, wenn man ihre Klemmspannungen u_{qk} durch

$$u_{qk} = \frac{(-1)^k [2u_{yp} + (L_z - M_z) \frac{d}{dt} i_p] + u_{\text{DC}} - u_{xp}}{2}, \quad (3.92)$$

$$p = \left\lceil \frac{k}{2} \right\rceil, \quad k = 1, \dots, 6$$

ermittelt, wobei die Lastströme i_p und die Spannungen u_{xp} bzw. u_{yp} der Phasen $p = 1, 2, 3$ durch (3.79), (3.81) und (3.82) gegeben sind und die Nummerierung der Zweige und Phasen wie in Abb. 3.8 oder Abb. 3.9 erfolgt.

In [45] geschieht die Modellbildung durch Transformation der Zweigleistungen in ein ruhendes $\alpha\beta 0$ -Koordinatensystem und einer anderen Skalierung bei den Summen und Differenzen. Die dort verwendeten Leistungen stehen mit den hier genutzten Energien über die Umrechnung

$$\dot{e}_{s0} = 4p_{\Sigma 0} \quad (\dot{\underline{e}}_s + j\omega \underline{e}_s) e^{j\vartheta} = 4(p_{\Sigma\alpha} + jp_{\Sigma\beta}) \quad (3.93a)$$

$$\dot{e}_{d0} = 2p_{\Delta 0} \quad (\dot{\underline{e}}_d + j\omega \underline{e}_d) e^{j\vartheta} = 2(p_{\Delta\alpha} + jp_{\Delta\beta}) \quad (3.93b)$$

in Beziehung zueinander. Die Modellbildung in [7] nimmt auch die gespeicherten Energien der Lastinduktivitäten L_g und der Induktivität L_d einer Gleichstromdrossel in das Stromrichtermodell auf. Für $L_d = 0$ und $L_g = 0$ ist das dortige Netzwerk (bis auf Spannungsquellen oder Stromquellen als Lastmodell) identisch und die Energiegrößen stehen über die Umrechnung

$$e_{s0} = 4z_0 \quad \underline{e}_s e^{j\vartheta} = 8(z_2 - jz_1) \quad (3.94a)$$

$$e_{d0} = 4z_5 \quad \underline{e}_d e^{j\vartheta} = 8(z_4 - jz_3) \quad (3.94b)$$

in Beziehung zueinander. Die Leistungen bzw. die Energien sind vergleichbar, weil jeweils die vorteilhafte Darstellung in Summen und Differenzen und die Aufteilung in $0\alpha\beta$ -Komponenten gewählt wurde.

In den folgenden Abschnitten wird auf die stationären Lösungen des Systems (3.86) eingegangen, die wichtigen Betriebsarten entsprechen.

3.4 Stationäre Lösungen der dreiphasigen Schaltung

Die folgenden stationären Lösungen gelten bei konstantem Ausgangsstrom \underline{i} sowie konstanter Ausgangsspannung \underline{u}_y , konstanter gespeicherter Energie e_{s0} und konstanter Kreisfrequenz ω , was den Bedingungen

$$\underline{i} = \underline{I} \quad (3.95a)$$

$$\underline{u}_y = \underline{U}_y \quad (3.95b)$$

$$\dot{e}_{s0} = 0 \quad (3.95c)$$

$$\omega = \Omega \quad (3.95d)$$

entspricht. Die hier betrachteten stationären Lösungen unterscheiden sich in der Wahl der Gleichtaktspannung u_{y0} und des Kreisstroms \underline{i}_s , welche sich jedoch nicht auf die für die Summenenergie e_{s0} zuständige Leistungsbilanz (3.86a) auswirken. Daher ergibt sich der Gleichstrom i_{s0} aller folgenden stationären Lösungen schon aus den Forderungen (3.95) zu

$$i_{s0} = \frac{\operatorname{Re}(\underline{I}\underline{U}_y^*)}{u_{\text{DC}}} =: I_{s0} \quad (3.96)$$

und die Lösung für die gespeicherte Energie ist erwartungsgemäß eine Konstante:

$$e_{s0} = E_{s0}. \quad (3.97)$$

Diese bestimmt die mittlere Spannung der Submodule, weshalb E_{s0} über einem Mindestwert liegen muss, um die obere Grenze der Aussteuerungen nicht zu verletzen.

Die Anfangswerte bzw. die Integrationskonstanten beim Integrieren der verbleibenden Teilsysteme werden im Folgenden durch die Forderung stationären symmetrischen Betriebs bestimmt. Damit sind die Lösungen bis auf eine zeitliche Verschiebung $\vartheta' = \vartheta - \vartheta_0$ festgelegt und es tauchen weder Anfangswerte noch Integrationskonstanten auf.

3.4.1 Kreisstromfreier Betrieb ohne Gleichtaktspannung

Der kreisstromfreie Betrieb ohne Gleichtaktspannung kann durch die Festlegungen $\underline{i}_s = 0$, $u_{y0} = 0$ und durch die Parametrierung (3.95)

Tab. 3.4: Zahlenwerte für die Beispielverläufe in Abb. 3.13 bis 3.16.

\underline{I}	\underline{U}_y	u_{DC}	E_{s0}	$\Omega/2\pi$	L_z	M_z	C_e
7,5 A $\angle -23^\circ$	285 V	580 V	42 J	50 Hz	1,2 mH	0,94 mH	62,5 μF

beschrieben werden, aus welchen die Teillösungen

$$e_{d0} = 0 \quad (3.98a)$$

$$\underline{e}_s = -j \frac{U_y^* I^*}{2\Omega} e^{-j3\vartheta} \quad (3.98b)$$

$$\underline{e}_d = -j \frac{u_{\text{DC}} \underline{I} - 2I_{s0} \underline{U}_{y\Delta}}{\Omega} \quad (3.98c)$$

des Systems (3.86), geschrieben mit der Abkürzung

$$\underline{U}_{y\Delta} = \underline{U}_y - j\Omega M_z \underline{I}, \quad (3.99)$$

hervorgehen. Die vertikale Energiedifferenz e_{d0} ist konstant, da deren Ableitung verschwindet, weil sowohl die Gleichtaktspannung u_{y0} als auch der Kreisstrom \underline{i}_s zu null gewählt wurden. Die komplexe Summenenergie \underline{e}_s entspricht einem mit dreifacher Grundfrequenz rotierenden Zeiger, was in ruhenden Koordinaten einer zweiten Harmonischen entspricht. Die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d ist konstant, was in ruhenden Koordinaten einem Grundschwingungsanteil entspricht. Diese Lösung entspricht einem kreisstromfreien Betrieb ohne *triplen harmonic injection*, also ohne Gleichtaktspannung zur Erweiterung des linearen Modulationsbereichs.

Für die Zahlenwerte in Tab. 3.4 zeigt Abb. 3.13 die zugehörigen Verläufe der Energien e_{d0} , \underline{e}_s und \underline{e}_d . Die ebenfalls dargestellten Submodulspannungen u_{Ck} , Zweigströme i_{zk} und Aussteuerungen q_k , $k = 1, \dots, 6$ entstammen den Transformationen (3.79) bis (3.84) und der phasenweisen Anwendung von (3.63) und (3.69) auf die Lösung (3.98). Die nicht dargestellten Systemgrößen e_{s0} , \underline{i} und \underline{u}_y sind konstant.

3.4.2 Kreisstromfreier Betrieb mit *triplen harmonic injection*

Der kreisstromfreie Betrieb mit *triplen harmonic injection* kann durch die Parametrierung (3.95), durch $\underline{i}_s = 0$ und die Gleichtaktspannung

$$u_{y0} = -\frac{|U_y|}{6} \operatorname{Re} \left(e^{j3(\vartheta + \arg U_y)} \right) \quad (3.100)$$

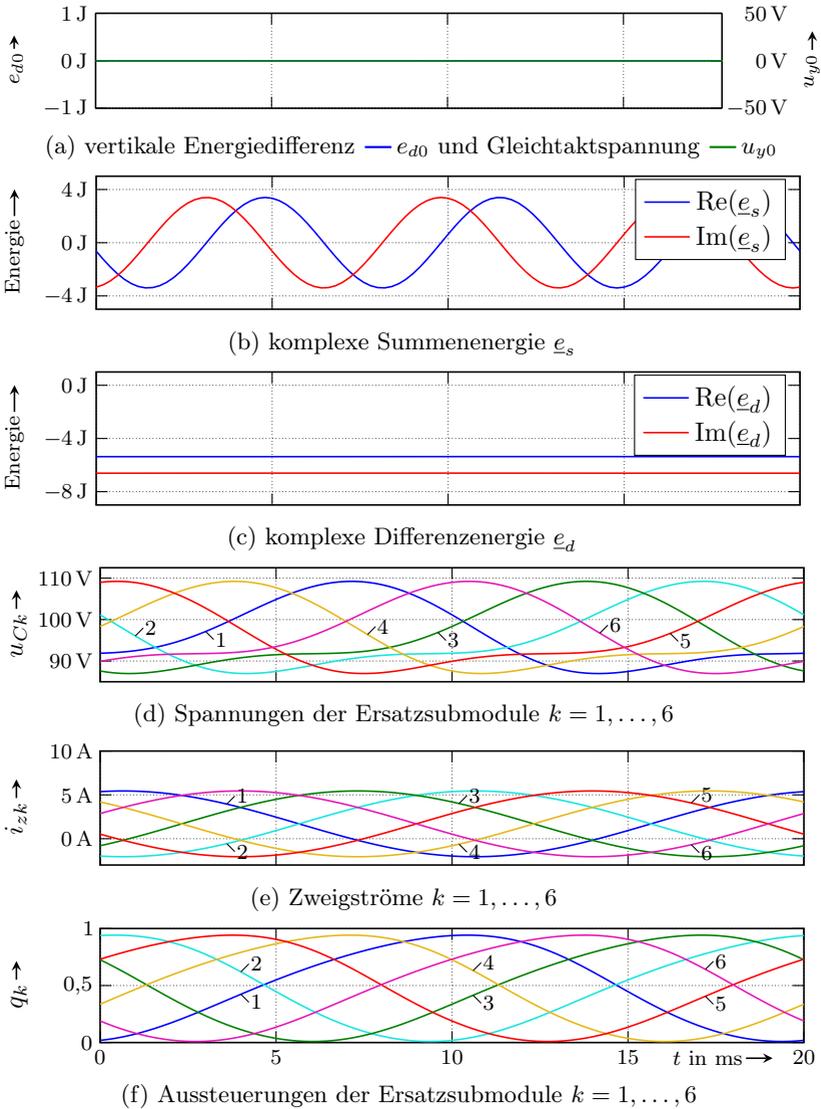


Abb. 3.13: Beispielverläufe der stationären kreisstromfreien Lösung (3.98) des M2C-Modells (3.86). Abb. 3.8 zeigt die Zählpfeile. Die nicht dargestellten Systemgrößen e_{s0} , \underline{i} und \underline{u}_y sind konstant.

beschrieben werden, woraus die Lösung

$$e_{d0} = -\frac{I_{s0} |U_y|}{9\Omega} \operatorname{Re} \left(j e^{j3(\vartheta + \arg U_y)} \right) \quad (3.101a)$$

$$\underline{e}_s = j \frac{I |U_y|}{24\Omega} \left[2e^{-j3(\vartheta + \arg U_y)} - e^{j3(\vartheta + \arg U_y)} \right] - j \frac{U_y^* I^*}{2\Omega} e^{-j3\vartheta} \quad (3.101b)$$

$$\underline{e}_d = -j \frac{u_{\text{DC}} I - 2I_{s0} U_{y\Delta}}{\Omega} \quad (3.101c)$$

des Systems (3.86) hervorgeht. Für den Betrieb mit den Einstellungen aus Tab. 3.4 zeigt Abb. 3.14 Verläufe der Energien e_{d0} , \underline{e}_s und \underline{e}_d sowie die zugehörigen Verläufe der Submodulspannungen, Zweigströme und Aussteuerungen der Ersatzsubmodule.

Neben dem größeren Abstand zur unteren Grenze der Aussteuerung wirkt sich die aufgeschaltete Gleichtaktspannung (3.100) lediglich auf die Verläufe von e_{d0} und \underline{e}_s aus, wie man am Vergleich von Abb. 3.13 und 3.14 erkennt, da der Einfluss der Gleichtaktspannung u_{y0} auf die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d durch den kreisstromfreien Betrieb, d. h. durch $\underline{i}_s = 0$, aus dem relevanten Teilsystem (3.86d) entfällt. Während sich die gezeigten Lösungen durch konstante Werte von \underline{e}_d auszeichnen, genügen die in (3.98b) und (3.101b) gefundenen Ausdrücke der komplexen Summenenergie \underline{e}_s der Gestalt

$$\underline{e}_s = \underline{E}_p e^{j3\vartheta} + \underline{E}_n e^{-j3\vartheta} \quad (3.102)$$

mit den komplexen Konstanten \underline{E}_p und \underline{E}_n , wobei die Teillösung (3.98b) dem Sonderfall $\underline{E}_p = 0$ entspricht. Dies erkennt man auch am Vergleich von Abb. 3.13b mit Abb. 3.14b.

3.4.3 Betrieb mit zweiter Harmonischer im Kreisstrom

Zur Reduktion der Kondensatorspannungsschwankung wird üblicherweise ein Kreisstrom mit zweiter Harmonischer verwendet [41, 18, 84], was im Kontext des Energiemodells (3.86) der Kompensation der komplexen Leistung $e^{-j3\vartheta} \underline{u}_y^* \underline{i}^*$ in dem für die komplexe Summenenergie \underline{e}_s zuständigen Teilsystem (3.86c) entspricht, also der Forderung

$$\underline{i}_s = \frac{e^{-j3\vartheta} \underline{u}_y^* \underline{i}^*}{u_{\text{DC}}}. \quad (3.103)$$

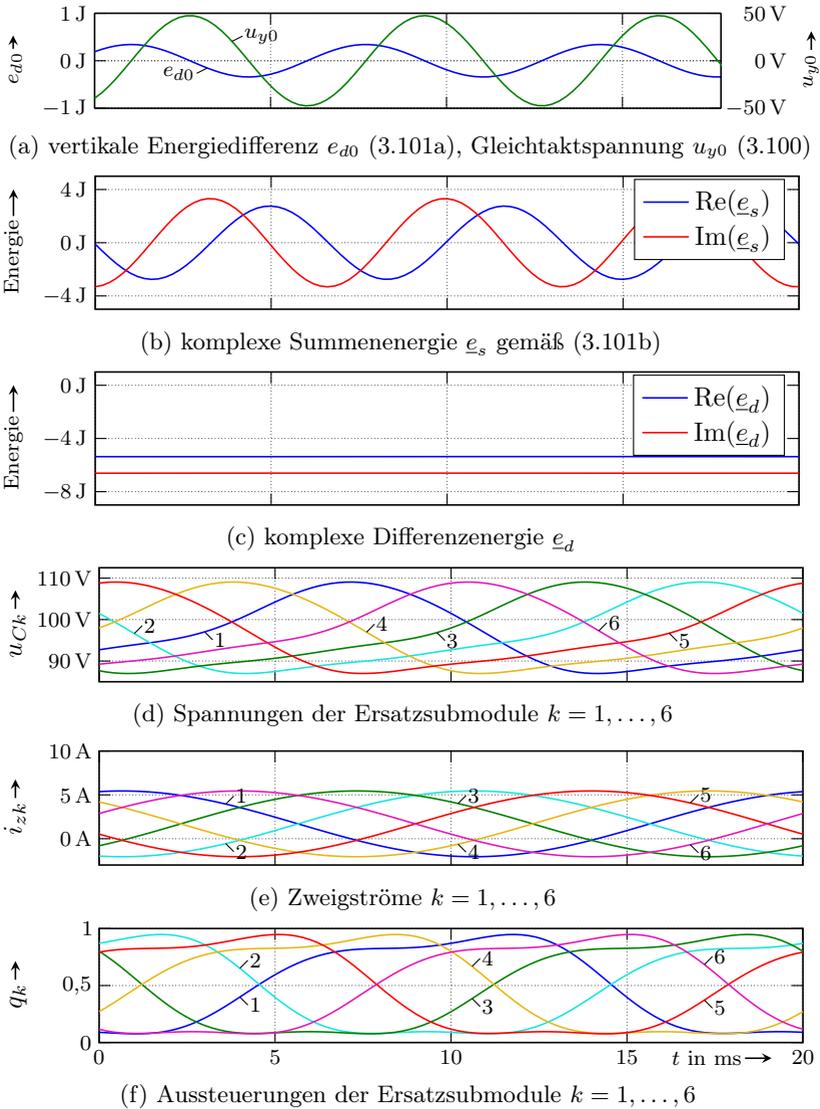


Abb. 3.14: Beispielverläufe der stationären kreisstromfreien Lösung (3.101) des M2C-Modells (3.86). Abb. 3.8 zeigt die Zählpfeile. Die nicht dargestellten Systemgrößen e_{s0} , \underline{i} und \underline{u}_y sind konstant.

Daraus ergibt sich für die vertikale Differenzenergie (3.86b) die Gleichung

$$\frac{d}{dt}e_{d0} = \frac{I_{s0}|U_y|}{3} \operatorname{Re}\left(e^{j3(\vartheta+\arg U_y)}\right) - \frac{1}{u_{\text{DC}}} \operatorname{Re}(U_y \underline{I} U_{y\Delta} e^{j3\vartheta}), \quad (3.104)$$

welche durch die Stammfunktion

$$e_{d0} = \frac{I_{s0}|U_y|}{9\Omega} \operatorname{Im}\left(e^{j3(\vartheta+\arg U_y)}\right) - \frac{1}{3\Omega u_{\text{DC}}} \operatorname{Im}(U_y \underline{I} U_{y\Delta} e^{j3\vartheta}) \quad (3.105)$$

gelöst wird. Diese Lösung lässt sich mit der Abkürzung

$$\underline{E}_{d0c} = j \left[\frac{U_y \underline{I} U_{y\Delta}}{3\Omega u_{\text{DC}}} - \frac{I_{s0}|U_y|}{9\Omega} e^{j3 \arg U_y} \right] \quad (3.106)$$

in der Form

$$e_{d0} = \operatorname{Re}(\underline{E}_{d0c} e^{j3\vartheta}) \quad (3.107)$$

schreiben. Durch die Kompensation (3.103) vereinfacht sich das für die komplexe Summenenergie \underline{e}_s zuständige Teilsystem (3.86c) zu

$$\frac{d}{dt}\underline{e}_s = -2\underline{i} u_{y0} - j\omega \underline{e}_s, \quad (3.108)$$

was bei *triplen harmonic injection* mit der Gleichtaktspannung (3.100) durch

$$\underline{e}_s = \frac{\underline{I}|U_y|}{24\Omega} \left[j e^{-j3(\vartheta+\arg U_y)} + 2 \operatorname{Im}\left(e^{j3(\vartheta+\arg U_y)}\right) \right] \quad (3.109)$$

gelöst wird. Diese Lösung kann mit den Abkürzungen

$$\underline{E}_p = -j \frac{\underline{I}|U_y|}{24\Omega} e^{j3 \arg U_y} \quad \text{und} \quad \underline{E}_n = j \frac{\underline{I}|U_y|}{12\Omega} e^{-j3 \arg U_y} \quad (3.110)$$

auch in der Form (3.102) geschrieben werden. Durch die Form des Kreisstroms (3.103) und der Gleichtaktspannung (3.100) erhält das für die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d zuständige Teilsystem (3.86d) die Gestalt

$$\frac{d}{dt}\underline{e}_d = \underline{C} + \frac{\underline{I}^* U_y^* |U_y|}{3u_{\text{DC}}} e^{-j3\vartheta} \operatorname{Re}\left(e^{j3(\vartheta+\arg U_y)}\right) - j\omega \underline{e}_d, \quad (3.111)$$

worin die Konstante

$$\underline{C} = \underline{I} u_{\text{DC}} - \frac{\underline{I} U_y U_{y\Delta}^*}{u_{\text{DC}}} - 2I_{s0} U_{y\Delta} \quad (3.112)$$

der Abkürzung dient. Mit dem Ansatz $\underline{e}_d = \underline{A}_d e^{-j\vartheta}$ erhält man die Lösung

$$\underline{e}_d = -j \frac{C}{\Omega} + j \frac{\underline{I}^* \underline{U}_y^* |\underline{U}_y|}{30 \Omega u_{DC}} \left[e^{-j(6\vartheta + 3 \arg \underline{U}_y)} - 5 e^{j3 \arg \underline{U}_y} \right]. \quad (3.113)$$

Für den Betrieb mit dem Kreisstrom (3.103) und mit den Einstellungen aus Tab. 3.4 zeigt Abb. 3.15 die Verläufe der Energien e_{d0} , \underline{e}_s und \underline{e}_d sowie die Submodulspannungen, Zweigströme und Aussteuerungen der Ersatzsubmodule entsprechend der Lösungen (3.107), (3.109) und (3.113). Neben der reduzierten Schwankung der komplexen Summenenergie \underline{e}_s erkennt man den verringerten Wechselanteil der Kondensatorspannungen und höhere Spitzenwerte des Zweigstroms.

Die hergeleitete Kreisstromvorgabe (3.103) nutzt Momentanwerte, lässt sich also ohne Bestimmung der Ausgangsfrequenz und des Lastwinkels berechnen, was sich nach Umschreiben von (3.103) in ruhende Koordinaten verdeutlicht:

$$\underline{i}_s^{\alpha\beta} = \underline{i}_s e^{j\vartheta} = \frac{\underline{u}_y^{\alpha\beta*} \underline{i}^{\alpha\beta*}}{u_{DC}}. \quad (3.114)$$

Im stationären symmetrischen Betrieb mit Modulationsgrad $m = 2 \frac{|\underline{U}_y|}{u_{DC}}$ und Phasenverschiebung $\varphi = \arg(\underline{U}_y^* \underline{I})$ liefern die hergeleiteten Referenzen (3.103) und (3.114) die zweite Harmonische des Kreisstroms in der bekannten Form

$$\frac{1}{2} \operatorname{Re}(\underline{i}_s^{\alpha\beta}) = |\underline{I}| \frac{m}{4} \cos(2\vartheta + \varphi). \quad (3.115)$$

Der Zeitverlauf (3.115) entspricht dem in Zweig 1 zum Gleichanteil des kreisstromfreien Betriebs zusätzlich erforderlichen Wechselanteil.

3.4.4 Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie

In [7] wird der Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie \underline{e}_s vorgeschlagen, d. h. mit $\underline{e}_s \equiv 0$, um die Kondensatorspannungsschwankung zu reduzieren. Mit dieser Forderung lässt sich aus dem für \underline{e}_s zuständigen Teilsystem (3.86c) der dafür notwendige Kreisstrom

$$\underline{i}_s = \frac{e^{-j3\vartheta} \underline{u}_y^* \underline{i}^* + 2 \underline{i} u_{y0}}{u_{DC}} \quad (3.116)$$

3 Modellbildung

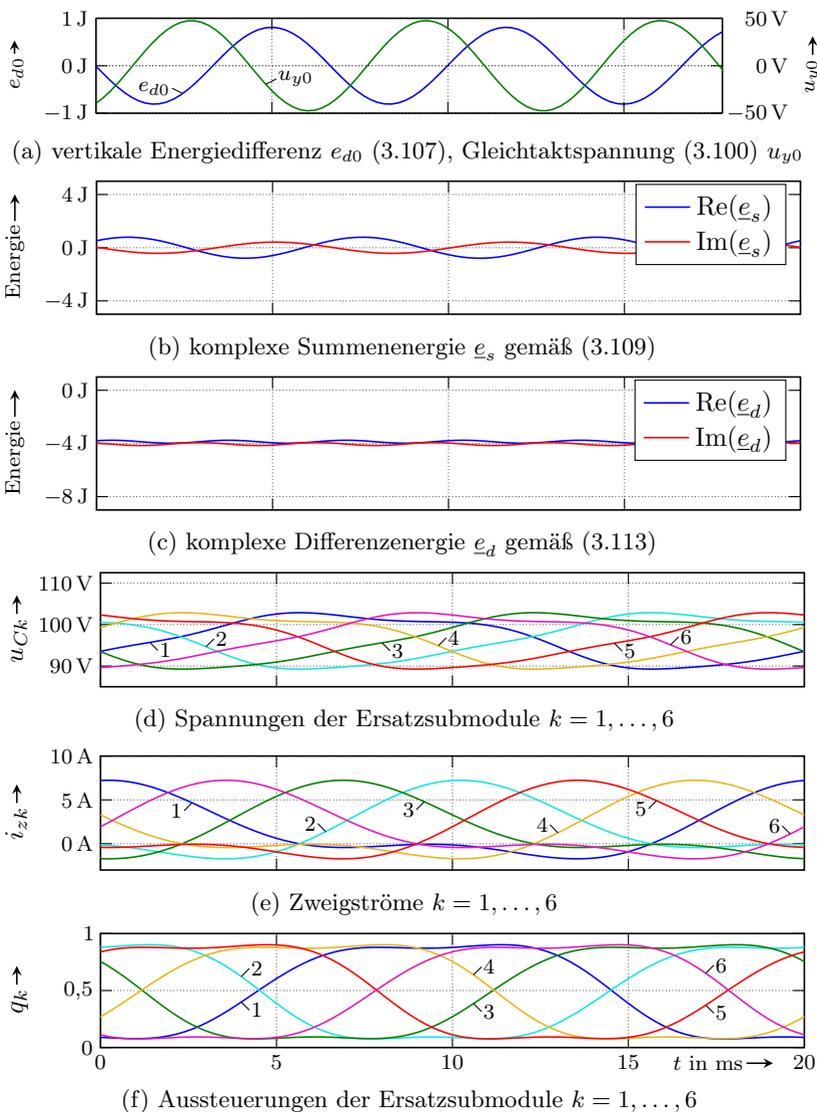


Abb. 3.15: Betrieb des M2C-Modells (3.86) mit dem Kreisstrom (3.103) zur Reduktion der Kondensatorspannungsschwankung. Abb. 3.8 zeigt die Zählpfeile. Die nicht dargestellten Systemgrößen e_{s0} , \underline{i} und \underline{u}_y sind konstant.

ermitteln. Die so hergeleitete Kreisstromreferenz (3.116) lässt sich (genauso wie die Referenz (3.103)) besonders gut implementieren, da sie auf Momentanwerten beruht. Setzt man die Gleichtaktspannung (3.100) an, folgt aus der Referenz (3.116) die Kreisstromform

$$\underline{i}_s = \left[\frac{\underline{u}_y^* \underline{i}^*}{u_{\text{DC}}} - \frac{j|U_y|}{6u_{\text{DC}}} \right] e^{-j3\vartheta} - \frac{j|U_y|}{6u_{\text{DC}}} e^{j3\vartheta}, \quad (3.117)$$

was auf eine zweite und vierte Harmonische in ruhenden Koordinaten hinweist. Damit und mit der Parametrierung (3.95) kann das für die vertikale Energiedifferenz e_{d0} zuständige Teilsystem (3.86b) auf die Form

$$\dot{e}_{d0} = -\text{Re}([\underline{E}_{d0a} e^{j3 \arg U_y} + \underline{E}_{d0b}] e^{j3\vartheta}) \quad (3.118)$$

gebracht werden, mit den Abkürzungen

$$\underline{E}_{d0a} = -\frac{|U_y|}{3u_{\text{DC}}} (I_{s0} u_{\text{DC}} + \text{Re}(\underline{I}^* U_{y\Delta})) \quad (3.119)$$

$$\underline{E}_{d0b} = \frac{U_y U_{y\Delta} \underline{I}}{u_{\text{DC}}}. \quad (3.120)$$

Die Stammfunktion der vertikalen Energiedifferenz ergibt sich daraus zu

$$e_{d0} = -\frac{1}{3\Omega} \text{Im}([\underline{E}_{d0a} e^{j3 \arg U_y} + \underline{E}_{d0b}] e^{j3\vartheta}). \quad (3.121)$$

Die Stammfunktion des für die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d zuständigen Teilsystems (3.86d) lässt sich mit Hilfe der Abkürzungen

$$\underline{C} = u_{\text{DC}} \underline{I} - 2I_{s0} U_{y\Delta} - \frac{U_y^* \Delta U_y \underline{I}}{u_{\text{DC}}} \quad (3.122)$$

$$\underline{B} = 2\underline{I}^* \frac{U_y \Delta + U_y^*}{u_{\text{DC}}} \quad (3.123)$$

in der Form

$$\begin{aligned} \underline{e}_d = & -\frac{j\underline{C}}{\Omega} - \frac{j\underline{B}|U_y|}{60\Omega} \left[5e^{j3 \arg U_y} - e^{-j(6\vartheta+3 \arg U_y)} \right] \\ & + \frac{j\underline{I}|U_y|^2}{252u_{\text{DC}}\Omega} \left[14 + e^{j6(\vartheta+\arg U_y)} - \frac{7}{5} e^{-j6(\vartheta+\arg U_y)} \right] \end{aligned} \quad (3.124)$$

darstellen. Für den Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie und mit den Einstellungen aus Tab. 3.4 zeigt Abb. 3.16 die Verläufe

3 Modellbildung

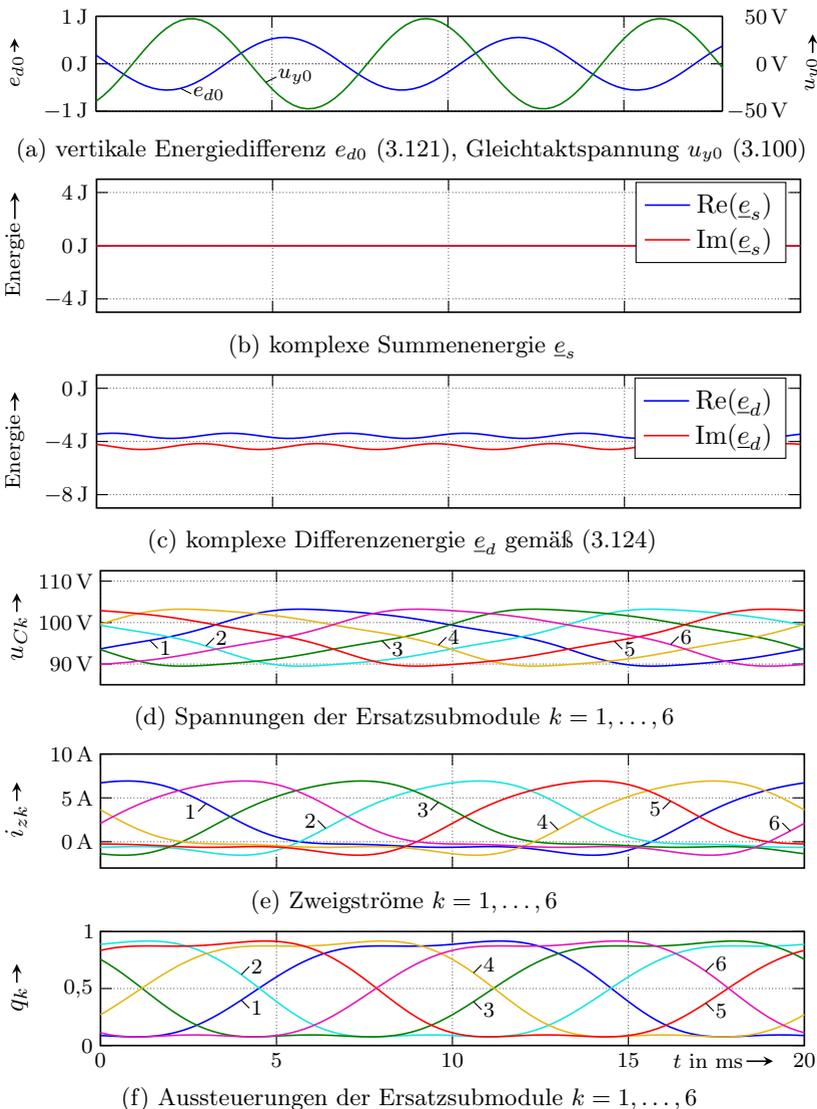


Abb. 3.16: Betrieb des M2C-Modells (3.86) ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie e_s . Abb. 3.8 zeigt die Zählpfeile. Die nicht dargestellten Systemgrößen e_{s0} , i_z und u_y sind konstant.

der Energien e_{d0} , e_s und e_d sowie die Submodulspannungen, Zweigströme und Aussteuerungen der Ersatzsubmodule. Die in Abb. 3.15 noch verbliebene Welligkeit von e_s verschwindet erwartungsgemäß, während sich die Welligkeit der vertikalen Energiedifferenz weiter reduziert. Der Verlauf der komplexen Differenzenergie e_d bleibt ähnlich zu dem Verlauf aus Abb. 3.15c bei eingepprägter zweiter Harmonischer im Kreisstrom.

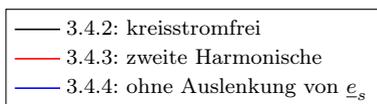
3.4.5 Vergleich zweier Kreisstromformen zur Reduktion der Spannungsschwankung

Die verschiedenen stationären Lösungen erlauben eine Abwägung zwischen dem Kondensatorbedarf, den Verlusten und der Belastung der Komponenten im stationären Betrieb. In [7] wird der Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie lediglich mit dem kreisstromfreien Betrieb verglichen, weshalb ein Vergleich zweier Verfahren naheliegt, die beide auf geringere Spannungsschwankung und reduzierten Kondensatorbedarf abzielen. Daher zeigt Abb. 3.17 die Schwankungsbreite der Zweigenergie (Energiehub) für den kreisstromfreien Betrieb $\dot{i}_s = 0$ und für die Kreisstromformen (3.103) und (3.116) in Abhängigkeit des Lastwinkels φ zusammen mit folgenden (bezogenen) Kenngrößen des Stroms:

- Effektivwert des Zweigstroms: $i_{z,\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_z^2 dt}$,
- Mittelwert des Zweigstrombetrags: $|i_z|_{\text{avg}} = \frac{1}{T} \int_0^T |i_z| dt$
- und Maximalwert des Zweigstrombetrags: $|i_z|_{\text{max}} = \max(|i_z|)$.

Der Energiehub ist auf $\frac{u_{DC} \hat{I}}{4\omega}$ bezogen und die Kenngrößen der Ströme sind zur besseren Vergleichbarkeit auf den kreisstromfreien Betrieb bei $\varphi = 0$ bezogen, ausgedrückt mit der gestrichelten Notation $\Delta w'_z$, $i'_{z,\text{eff}}$, $|i'_z|_{\text{avg}}$ und $|i'_z|_{\text{max}}$. Die Stelle des Bezugswerts ist mit einem Kreis \circ markiert.

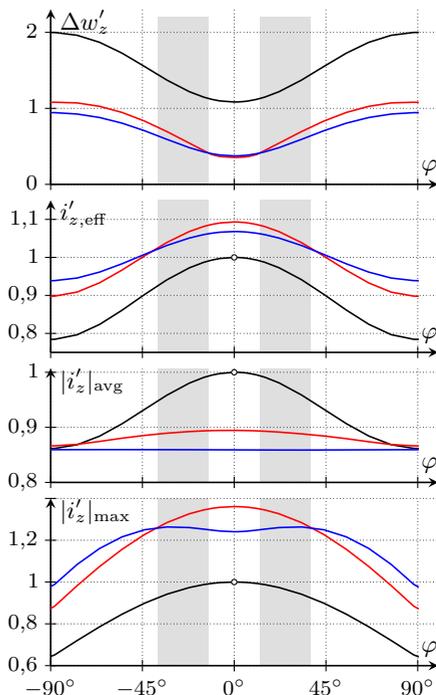
Das Aufschalten einer zweiten Harmonischen auf den Kreisstrom gemäß (3.103) oder die vollständige Kompensation der komplexen Summenenergie e_s mit dem Kreisstrom (3.116) verringern die Spannungsschwankung (bzw. Energiehub) der Submodulkondensatoren im Vergleich zum kreisstromfreien Betrieb, auf Kosten eines höheren Effektivwerts der Zweigströme. Dies stellt eine Reduktion der Kapazitätswerte und damit eine Verringerung der Kondensatorkosten in Aussicht, allerdings erkaufte mit steigenden ohmschen Verlusten insbesondere der Zweigdrosseln und



$$\Delta w'_z = \frac{\max(e_z) - \min(e_z)}{\frac{u_{DC} \hat{I}}{4\omega}}$$

$$\underline{I} = \hat{I} e^{j\varphi} \quad \arg \underline{U}_y = 0$$

Abb. 3.17: Energiehub $\Delta w'_z$ und Kenngrößen des Zweigstroms für drei Kreisstromformen. Im Lastwinkelbereich $-30^\circ \leq \varphi \leq 30^\circ$ ermöglicht der Betrieb ohne Auslenkung von e_s fast die gleiche Verringerung des Energiehubs, aber mit deutlich besseren Kenngrößen des Zweigstroms und ist daher ein attraktiver Kompromiss zwischen Kondensatoraufwand und Verlusten. Im grauen Bereich verringert er sowohl den Energiehub als auch die Verluste.



der Halbleiterbauelemente. Vernachlässigt man die Aufteilung der Verluste auf die einzelnen Bauelemente, erlaubt der Betragsmittelwert $|i_z|_{\text{avg}}$ des Zweigstroms eine vereinfachte Aussage zu den Durchlassverlusten bipolarer Halbleiterbauelemente.

Nur im Bereich kleiner Phasenverschiebungen ist der Energiehub bei reiner zweiter Harmonischer geringfügig besser, allerdings auf Kosten eines deutlich größeren Effektivwerts der Zweigströme und des maximalen Zweigstrombetrags. Ansonsten reduziert der Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie e_s die Spannungsschwankung stärker, wobei ab Phasenverschiebungen $|\varphi| > 45^\circ$ der Effektivwert des Zweigstroms und sein maximaler Betrag größer werden als beim Betrieb mit zweiter Harmonischer. Bemerkenswert ist, dass die Mittelwerte des Zweigstrombetrags unter den Werten des kreisstromfreien Betriebs liegen und der Betrieb mit $e_s = 0$ überall den niedrigsten Wert aufweist, was geringere Durchlassverluste erwarten lässt. In dem für Drehstrommaschinen rele-

vanten Lastwinkelbereich $-30^\circ \leq \varphi \leq 0$ ermöglicht der Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie fast die gleiche Verringerung des Energiehubs wie die Anwendung eines Kreisstroms mit reiner zweiter Harmonischer, aber mit dem Vorteil deutlich geringerer Kenngrößen der Ströme: Bei reiner Wirkleistung, also $\varphi = 0$, sind der Effektivwert $i'_{z,\text{eff}}$ um mehr als 2%, der Betragsmittelwert $|i'_z|_{\text{avg}}$ um mehr als 4% und der maximale Zweigstrombetrag $|i'_z|_{\text{max}}$ um mehr als 9% niedriger. Der Betrieb ohne Auslenkung der Summenenergie \underline{e}_s ist daher ein attraktiver Kompromiss zwischen Kondensatoraufwand und Verlusten. Im grau hinterlegten Lastwinkelbereich in Abb. 3.17 ist der Betrieb ohne Auslenkung der Summenenergie \underline{e}_s in allen Belangen der Verwendung einer zweiten Harmonischen überlegen, denn der Energiehub des Zweiges ist kleiner und alle Kenngrößen des Zweigstromes ebenfalls.

Der Betrieb ohne Auslenkung der Summenenergie \underline{e}_s bringt zusätzlich zu einer zweiten Harmonischen des Zweigstroms eine vierte Harmonische und lässt sich daher als sinnvolle Festlegung dieser beiden Harmonischen zur Reduktion der Kondensatorspannungsschwankung begreifen. Diese vorteilhaften Eigenschaften bei Verwendung einer zusätzlichen vierten Harmonischen im Kreisstrom wurden in [83] mit Hilfe einer numerischen Optimierung gefunden. Der hier untersuchte Weg auf Basis analytischer Lösungen hat demgegenüber den Vorteil, dass er ohne tabellierte Optimierungsergebnisse implementiert werden kann. Die hergeleiteten Kreisstromreferenzen (3.103) und (3.116) können, wie auch in [84] angestrebt, durch Momentanwerte der Klemmenspannung und des Ausgangsstroms berechnet werden.

Der hier dargestellte Vergleich wird in [24] aufgegriffen und am Beispiel des Gleichrichterbetriebs experimentell bekräftigt.

3.5 Zusammenfassung der Eigenschaften des Modells und der Herleitung

Während sich das geschaltete Modell aus Abschnitt 3.2 zur Simulation des Stromrichters zusammen mit der Modulation eignet, dient das Modell (3.86) der Energien in erster Linie der Analyse und dem Regelungsentwurf. Die durchgeführte Herleitung zeichnet sich im Vergleich zur üblichen Herangehensweise durch die Auffassung des Laststroms als zeitabhängigen Parameter aus, was in den Ersatzschaltungen auf Laststromquellen führt. Diese schon in [74, 26] ausgeführte Herangehensweise

ist keineswegs einschränkend, weil der Parameter auch aus einem (Last-) Modell entnommen werden kann. Damit kann ein wichtiger Wunsch des Regelungsentwurfs für Stromrichter verwirklicht werden, nämlich die möglichst getrennte Betrachtung von Last und Stromrichter, welche sich beim M2C durch die Wirkung der Zweigdrosseln auf den Laststrom erschwert: Bei Betrachtung der Last nimmt deren Strom die Rolle einer Systemgröße ein, während er bei Analyse des Stromrichters ein (zeitabhängiger) Parameter ist.

Die Herleitung der Energien nutzt die gleichen Eigenschaften des Systems wie in [7], wurde hier aber im Gegensatz zum dortigen Vorgehen an der einphasigen Schaltung durchgeführt und danach auf das dreiphasige System zurück übertragen.

In [59] wird ein Modell des M2Cs entwickelt, welches deutlich weniger Zustandsgrößen hat. Neben der Annahme nur eines kapazitiven Energiespeichers für den gesamten Stromrichter vernachlässigt die dort vorgeschlagene Ersatzschaltung auch die Kreisströme. Das so gewonnene Modell entspricht dem eines Zweipunkt-Spannungszwischenkreis-Stromrichters, wobei dessen Gleichspannungsseite durch einen (bidirektionalen) Hochsetzsteller gespeist wird. Der gleiche Abstraktionsgrad ließe sich durch Vernachlässigung der vertikalen Energiedifferenz e_{d0} und der komplexen Summen- und Differenzenergie \underline{e}_s und \underline{e}_d erreichen, also durch Streichen der Zeilen (3.86b) bis (3.86e), wobei lediglich die Leistungsbilanz (3.86a) für die insgesamt gespeicherte Energie und die Dynamik des Gleichstroms (3.86f) verbliebe.

Die rechten Seiten der für die Energien zuständigen Zeilen (3.86a), (3.86b), (3.86c) und (3.86d) stehen über die Beziehung (3.93) im Zusammenhang mit den transformierten Zweigleistungen, die in [45] bei der Modellbildung der Energien auftauchen, und dienen dort der Angabe von Stammfunktionen, analog den in Abschnitt 3.4 gezeigten Lösungen.

Durch die kompakte Schreibweise des Modells (3.86) lassen sich stationäre Lösungen bequem ermitteln und vergleichen, wie im Abschnitt 3.4 gezeigt. Aus dem dort durchgeführten Vergleich geht der in [7] vorgeschlagene Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie \underline{e}_s als attraktiver Kompromiss zwischen Kondensatoraufwand und Verlusten hervor.

4 Beiträge zur Regelung eines M2Cs

Fokus dieses Kapitels ist das Symmetrierungsproblem, bei dem die Energien eines M2Cs möglichst rasch ihren jeweils günstigsten Verlauf annehmen sollen, in Abhängigkeit des von der Last festgelegten Betriebs. Die Herausforderung besteht darin, die Energien schnell zu beeinflussen, ohne die Last zu verändern. So ist z. B. der Verlauf des Laststroms durch die jeweiligen Anforderungen der Last festgelegt und steht nicht mehr als Eingriff zur Beeinflussung der Energien zur Verfügung. Die Regelung der Gesamtenergie e_{s0} geschieht über den Gleichstrom i_{s0} , der als Eingang des Teilsystems (3.86a) fungiert. Die Gleichtaktspannung u_{y0} ist durch die *triplen harmonic injection* belegt. Daher steht nur der Kreisstrom zur Verfügung, um die verbleibenden Energien zu beeinflussen, deren Verhalten durch die Teilsysteme (3.86b) bis (3.86d), also durch das System

$$\dot{e}_{d0} = -2u_{y0}i_{s0} - \operatorname{Re}(\underline{i}_s^* \underline{u}_{y\Delta}) \quad (4.1a)$$

$$\dot{e}_s = u_{\text{DC}} \dot{i}_s - e^{-j3\theta} \underline{u}_y \underline{i}^* - 2\underline{i} u_{y0} - j\omega e_s \quad (4.1b)$$

$$\dot{e}_d = u_{\text{DC}} \dot{i} - e^{-j3\theta} \underline{i}_s^* \underline{u}_{y\Delta}^* - 2\underline{i}_s u_{y0} - 2i_{s0} \underline{u}_{y\Delta} - j\omega e_d \quad (4.1c)$$

beschrieben wird. Die Aufgabe besteht darin, die Energien dem Betriebsregime der Last so nachzuführen, dass die Kondensatorspannungsschwankungen so wenig wie möglich aus dem für den stationären Betrieb vorgesehenen Bereich austreten. Dabei sind der Laststrom \underline{i} , die Gleichspannung u_{DC} , die Klemmenspannung \underline{u}_y und die Gleichtaktspannung u_{y0} (ggf. zeitabhängige) Parameter und der Kreisstrom \underline{i}_s der für die Aufgabe verbleibende Freiheitsgrad. Die stationären Lösungen aus Abschnitt 3.4 können als Vorgabe der gewünschten Verläufe dienen.

Eine im Nieder- und Mittelspannungsbereich attraktive Lösung besteht darin, für jede der Abweichungen einen Summanden im Kreisstrom vorzusehen, der im jeweils zuständigen Teilsystem den Fehler zu reduzieren vermag, schließlich geht der Kreisstrom in jedes Teilsystem ein, wobei jeweils andere Frequenzen eine dominierende Rolle spielen. Diese Rückführung der Energiefehler auf den Kreisstrom wird in Abschnitt 4.2 näher betrachtet. Der Nachteil dieser Lösung besteht zum Einen in der

starken wechselseitigen Beeinflussung der Energiefehler durch die gemeinsame Rückführung auf den Kreisstrom und zum Anderen darin, dass die Berechnung einer Vorsteuerung, die den ersten Nachteil beheben könnte, der Lösung des Differenzialgleichungssystems (4.1) bedarf.

Abschnitt 4.3 stellt eine Lösung dieser Probleme vor, die im Wesentlichen auf drei Ideen beruht:

1. Die Parametrierung möglichst vieler Systemgrößen ohne Integration einer Differenzialgleichung anhand vorgegebener Verläufe.
2. Die Symmetrierung der Energien wird bei der Planung von Überführungen sichergestellt.
3. Das befreit die Rückführung von der Überführungsaufgabe, weil lediglich die Abweichungen von den nominellen symmetrischen Verläufen kompensiert werden müssen.

Das erste Ziel lässt sich besonders gut erreichen, wenn man die feste Vorgabe der Gleichtaktspannung aufgibt, um den Verlauf einer weiteren Energie vorgeben zu können. Wie in [7] gezeigt, lässt sich dabei die Ordnung des verbleibenden Systems, das integriert werden muss, verringern. In dieser Arbeit ist es gelungen, beide Aufgaben der Gleichtaktspannung vorteilhaft zu vereinen. Während der Überführungen trägt die Gleichtaktspannung zur Symmetrierung bei, ohne die *triplen harmonic injection* im stationären Betrieb aufzugeben.

Der nächste Abschnitt liefert zunächst einen Überblick über Symmetrierungslösungen und der anschließende Abschnitt 4.2 widmet sich der vertiefenden Analyse der Rückführung der Energiefehler auf den Kreisstrom. Abschnitt 4.3 handelt von der planungsbasierten Optimierung der Symmetrierung.

4.1 Überblick über Symmetrierungslösungen

Symmetrierungslösungen können wie folgt gruppiert werden:

natürliche Dämpfung Die Zweigwiderstände bewirken eine allmähliche Symmetrierung, ohne dass es einer expliziten Beeinflussung bedarf. Der Effekt ist besonders stark, wenn die Tastverhältnisse auf Grundlage einer stationären Lösung gesteuert werden [1]. Die ohnehin schwache Wirkung verringert sich oder verschwindet allerdings,

wenn der Einfluss der Spannungsschwankung auf die eingeprägte Zweigspannung kompensiert wird, wie in [34] bemerkt.

Diese besonders einfache Lösung hat wesentliche Nachteile, so ist die ohnehin relativ langsame Symmetrierung zudem von den eigentlich unerwünschten Zweigwiderständen abhängig. Außerdem wirken sich Abweichungen des Modells der Spannungsschwankung direkt als Spannungsfehler in der Ausgangsspannung aus, die letztlich nur durch Vergrößerung der Submodulkapazitäten reduziert werden können.

Modulation Schaltfrequente Harmonische in den Strömen und Spannungen von Multilevel-Stromrichtern können symmetrierende Wirkung entfalten. Insbesondere beim *flying-capacitor*-Stromrichter wird diese Eigenschaft genutzt [69, 112, 108, 66]. Die Behandlung des M2Cs findet sich in [68], wo eine Stromrichterphase betrachtet wird, und in [42], wo die Voraussetzungen für symmetrischen Betrieb anhand einer Analyse im Frequenzbereich ermittelt werden.

Verwendung des Kreisstroms Der Kreisstrom bildet Leistungsterme mit der Gleichspannung, mit der Ausgangsspannung und mit der Gleichtaktspannung, sodass der Ansatz von Kreisstromanteilen naheliegt, die mit den jeweiligen Spannungen symmetrierende Leistungen ergeben. Da sich die jeweils erforderlichen Frequenzen der Kreisstromanteile unterscheiden, entstehen neue Freiheitsgrade, die man als Stellgrößen nutzen kann. Bei der Herleitung werden für die Spannungen und Ströme in der Regel sinusförmige Verläufe konstanter Amplitude und festgelegter Frequenz angenommen, um die im Mittel eingeprägte Leistung zu bestimmen. Während sich an der gewünschten Stelle eine resultierende Leistung ergibt, entsteht an den jeweils anderen Stellen im Mittel kein Energieeintrag, weil die Momentanleistung in diesem Kontext mittelwertfrei ist. Eine vollständig entkoppelte Steuerung der Energien ist trotzdem nicht zu erwarten, weil die für eine Regelung zwangsläufig notwendige dynamische Änderung der Amplituden auch an den anderen Stellen dort nicht erwünschte resultierende Energie einträgt, die als Störung wirkt.

Die Wirkung der Kreisstromkomponenten wurde in [89] untersucht und Beispiele für die Nutzung des Kreisstroms im netzfrequenten Betrieb finden sich in [33, 97, 5].

Der 0-Hz-Betrieb des M2Cs setzt die Verwendung von Kreisströmen voraus, die in der Regel mit einem sinusförmigen [48, 4, 45] oder rechteckförmigen [32, 38] Ansatz für den Verlauf der Gleichtaktspannung kombiniert werden.

Stehen weder der Ausgangsstrom noch der Gleichstrom für die Symmetrierung zur Verfügung, eröffnet die Verwendung des Kreisstroms eine schnelle, vom Modulationsverfahren unabhängige Möglichkeit zur Symmetrierung. Im Folgenden wird dieses Symmetrierungsproblem betrachtet, da es durch die strengen Einschränkungen besonders anspruchsvoll ist und weil die dafür gefundenen Lösungsstrategien auf die weniger stark eingeschränkten Fälle übertragen werden können.

4.2 Rückführung der Energiefehler auf den Kreisstrom

Wird die Gleichtaktspannung zur Erweiterung des linearen Modulationsbereichs genutzt, verbleibt nur der Kreisstrom als Freiheitsgrad. Daher ist es naheliegend und üblich, eine Rückführung der Energiefehler auf den Kreisstrom anzusetzen. Im Folgenden wird eine in [45] vorgestellte Rückführung näher untersucht. Einige Ergebnisse der Abschnitte 4.2.1 und 4.2.4 sind auch in [23] erschienen.

4.2.1 Fehlerdynamik

Bei stationärem Betrieb der Last sollen die zeitlichen Verläufe der Energien e_{s0} , e_{d0} , \underline{e}_s und \underline{e}_d ebenfalls einem stationären Betrieb entsprechen. Da der Laststrom \underline{i} , die Gleichtaktspannung u_{y0} und der Gleichstrom i_{s0} zur Regelung der Last bzw. zur Regelung der Gesamtenergie e_{s0} verwendet werden, bleibt nur noch der Kreisstrom \underline{i}_s , um die Energien e_{d0} , \underline{e}_s und \underline{e}_d zu beeinflussen.

Fasst man den Kreisstrom \underline{i}_s als Eingang für das Teilsystem (4.1a) bis (4.1c) auf, kann man die Rückführung

$$\underline{i}_s = \underline{i}_{s,d} + \underline{i}_{s,b} \quad (4.2)$$

$$\text{mit } \underline{i}_{s,b} = k_d \underline{e}_{d,\text{err}}^* e^{-j(3\vartheta + \varphi_d)} - k_s \underline{e}_{s,\text{err}} + k_0 e_{d0,\text{err}} e^{j\varphi_0} \quad (4.3)$$

ansetzen. Dabei bezeichnet $\underline{i}_{s,d}$ den nominellen Kreisstrom (etwa zur Reduktion der Kondensatorspannungsschwankung) und $\underline{i}_{s,b}$ den Rückführungsanteil der die Fehler

$$e_{d0,\text{err}} = e_{d0} - e_{d0,d} \quad (4.4a)$$

$$\underline{e}_{s,\text{err}} = \underline{e}_s - \underline{e}_{s,d} \quad (4.4b)$$

$$\underline{e}_{d,\text{err}} = \underline{e}_d - \underline{e}_{d,d} \quad (4.4c)$$

mit den reellen Parametern k_d , k_s und k_0 wichtet und zurückführt. Die Winkel φ_d und φ_0 werden später so gewählt, dass die gewünschte Wirkung maximal wird. Die Herleitung der zugehörigen Fehlerdynamik setzt die Existenz einer nominellen Lösung von (4.1) voraus, welche die Verläufe der Referenzenergien $e_{d0,d}$, $\underline{e}_{s,d}$, $\underline{e}_{d,d}$ und des zugehörigen nominellen Kreisstroms $\underline{i}_{s,d}$ erfüllen müssen:

$$\dot{e}_{d0,d} = -2u_{y0}i_{s0} - \text{Re}(\underline{i}_{s,d}^* \underline{u}_{y\Delta}) \quad (4.5a)$$

$$\dot{\underline{e}}_{s,d} = u_{\text{DC}} \underline{i}_{s,d} - e^{-j3\vartheta} \underline{u}_{y\Delta}^* \underline{i}_{s,d}^* - 2\underline{i}_{s,d} u_{y0} - j\omega \underline{e}_{s,d} \quad (4.5b)$$

$$\dot{\underline{e}}_{d,d} = u_{\text{DC}} \underline{i}_{s,d} - e^{-j3\vartheta} \underline{i}_{s,d}^* \underline{u}_{y\Delta}^* - 2\underline{i}_{s,d} u_{y0} - 2i_{s0} \underline{u}_{y\Delta} - j\omega \underline{e}_{d,d}. \quad (4.5c)$$

Setzt man für den Kreisstrom des Systems (4.1) die Rückführung (4.2) ein und zieht die nominelle Lösung (4.5) ab, erhält man die Fehlerdynamik

$$\begin{aligned} \dot{e}_{d0,\text{err}} = & \text{Re}(\underline{u}_{y\Delta} k_s \underline{e}_{s,\text{err}}^* - \underline{u}_{y\Delta} e^{j\varphi_d} k_d \underline{e}_{d,\text{err}} e^{j3\vartheta}) \\ & - e_{d0,\text{err}} k_0 \text{Re}(\underline{u}_{y\Delta} e^{-j\varphi_0}) \end{aligned} \quad (4.6a)$$

$$\begin{aligned} \dot{\underline{e}}_{s,\text{err}} = & e_{d0,\text{err}} k_0 u_{\text{DC}} e^{j\varphi_0} - \underline{e}_{s,\text{err}} k_s u_{\text{DC}} \\ & + \underline{e}_{d,\text{err}}^* k_d e^{-j(3\vartheta+\varphi_d)} u_{\text{DC}} - j\omega \underline{e}_{s,\text{err}} \end{aligned} \quad (4.6b)$$

$$\begin{aligned} \dot{\underline{e}}_{d,\text{err}} = & \underline{u}_{y\Delta}^* [(e_{s,\text{err}}^* k_s - e_{d0,\text{err}} k_0 e^{-j\varphi_0}) e^{-j3\vartheta} - \underline{e}_{d,\text{err}} k_d e^{j\varphi_d}] \\ & + 2u_{y0} [e_{s,\text{err}} k_s - e_{d0,\text{err}} k_0 e^{j\varphi_0} - \underline{e}_{d,\text{err}}^* k_d e^{-j(3\vartheta+\varphi_d)}] \\ & - j\omega \underline{e}_{d,\text{err}}. \end{aligned} \quad (4.6c)$$

Der Dämpfungsterm für den Fehler der vertikalen Energiedifferenz $e_{d0,\text{err}}$ im zugehörigen Teilsystem (4.6a) wird maximal und der Dämpfungsterm für die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d im Teilsystem (4.1c) werden maximal, wenn man $\varphi_0 = \varphi_d = \arg \underline{u}_{y\Delta}$ wählt. Alternativ dazu kann man das Koordinatensystem an der Spannung $\underline{u}_{y\Delta}$ ausrichten, sodass $\arg \underline{u}_{y\Delta} = 0$ gilt, was die Drehung um $\arg \underline{u}_{y\Delta}$ erübrigt und mit $\underline{u}_{y\Delta} = \hat{u}_{y\Delta}$ die Notation der Fehlerdynamik vereinfacht:

$$\dot{e}_{d0,\text{err}} = \hat{u}_{y\Delta} \text{Re} \left(k_s \check{\underline{e}}_{s,\text{err}}^* - k_d \check{\underline{e}}_{d,\text{err}} e^{j3\vartheta} \right) - e_{d0,\text{err}} k_0 \hat{u}_{y\Delta} \quad (4.7a)$$

$$\dot{\check{\underline{e}}}_{s,\text{err}} = u_{\text{DC}} \left[e_{d0,\text{err}} k_0 - \check{\underline{e}}_{s,\text{err}} k_s + \check{\underline{e}}_{d,\text{err}}^* k_d e^{-j3\vartheta} \right] - j\omega \check{\underline{e}}_{s,\text{err}} \quad (4.7b)$$

$$\begin{aligned} \check{e}_{d,\text{err}} &= \hat{u}_{y\Delta} \left[(\check{e}_{s,\text{err}}^* k_s - e_{d0,\text{err}} k_0) e^{-j3\check{\vartheta}} - \check{e}_{d,\text{err}} k_d \right] \\ &+ 2u_{y0} \left[\check{e}_{s,\text{err}} k_s - e_{d0,\text{err}} k_0 - \check{e}_{d,\text{err}}^* k_d e^{-j3\check{\vartheta}} \right] - j\check{\omega} \check{e}_{d,\text{err}} \end{aligned} \quad (4.7c)$$

falls $\arg \underline{u}_{y\Delta} = 0$ sodass $\underline{u}_{y\Delta} = \hat{u}_{y\Delta}$.

Darin weist die Schreibweise von $\check{e}_{s,\text{err}}$, $\check{e}_{d,\text{err}}$, $\check{\vartheta}$ und $\check{\omega}$ auf die spezielle Ausrichtung an der Spannung $\underline{u}_{y\Delta}$ hin, durch die auch die Rückführung (4.3) die einfachere Form

$$\check{i}_{s,b} = \underbrace{k_d \check{e}_{d,\text{err}}^*}_{\check{i}_{bd}} e^{-j3\check{\vartheta}} - \underbrace{k_s \check{e}_{s,\text{err}}}_{-\check{i}_{bs}} + \underbrace{k_0 e_{d0,\text{err}}}_{i_{b0}} \quad (4.8)$$

annimmt. Die Summanden des zurückgeführten Kreisstroms (4.8) wurden zur späteren Verwendung abgekürzt. Wie die Definition (3.86g) von $\underline{u}_{y\Delta}$ erkennen lässt, entspricht die Ausrichtung an $\underline{u}_{y\Delta}$ einer Ausrichtung an der Klemmenspannung \underline{u}_y , wenn die Gegeninduktivität M_z null ist und gleich in dem Fall der in [45] verwendeten Ausrichtung, auch wenn dort in ruhenden Koordinaten gerechnet wird.

Trotz dieser Vereinfachungen bleibt die Wahl der Verstärkungen oder ein allgemeiner Stabilitätsnachweis angesichts der Kopplungen und der noch enthaltenen Abhängigkeit von der Gleichaktspannung u_{y0} schwierig. Im nächsten Abschnitt wird zunächst ein publiziertes Verfahren zur Einstellung der Fehlerverstärkungen aufgegriffen, bevor eigene Ergebnisse folgen.

4.2.2 Einstellung der Fehlerverstärkungen bei vernachlässigter Kopplung

In [45] wird ein Schema zur Einstellung der Verstärkungen k_0 , k_s und k_d der Rückführung (4.3) bzw. (4.8) vorgestellt, bei dem für jeden der Energiefehler eine separate Schleife aufgestellt wird. Die dort verwendeten ruhenden $0\alpha\beta$ -Koordinaten und die komponentenweise Zusammenstellung der offenen Kreise führen unwillkürlich auf *pulsierende Wirkleistungen*, welche durch Totzeiten oder Ersatztiefpässe berücksichtigt werden. An den offenen Kreisen der so aufgestellten Schleifen lassen sich tabellierte Einstellregeln anwenden. Im Unterschied zum dortigen Verfahren soll die Einstellung der Fehlerverstärkungen hier vom Fehlersystem (4.7) ausgehen. Die Vernachlässigung der Kopplung im Fehlersystem (4.7) führt allerdings zu drei trivialen Schleifen, deren offene Kreise beliebig hohe

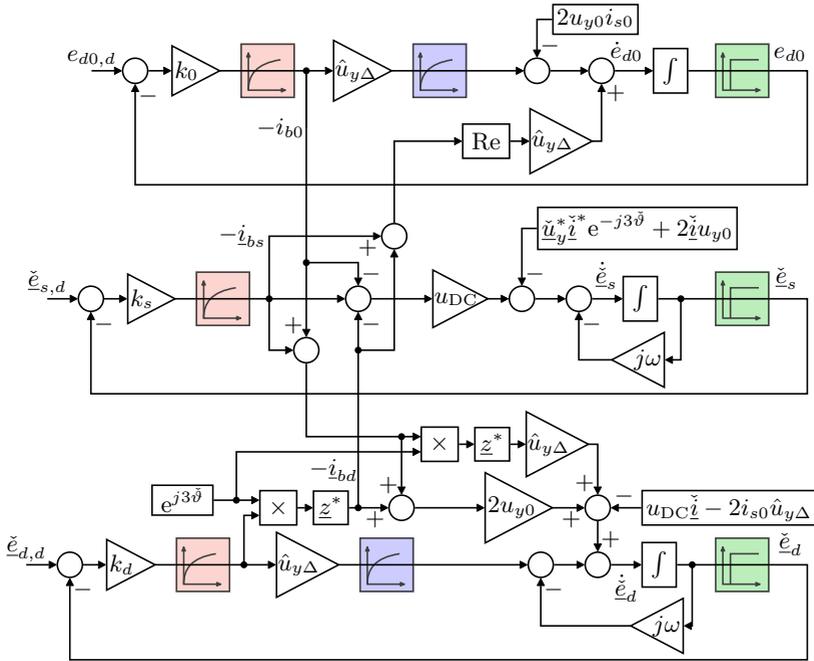


Abb. 4.1: Bis auf die angedeuteten Ersatztiefpässe und Totzeiten entspricht das Blockdiagramm dem System (4.9). Um die Einstellung der Verstärkungen k_0 , k_s und k_d in Anlehnung an [45] zu ermöglichen, werden die Kopplungen vernachlässigt und an den rot, blau und grün markierten Stellen Ersatztiefpässe und Totzeiten eingefügt, sodass das Blockdiagramm in Abb. 4.2 entsteht.

positive Verstärkungen zulassen, weshalb eine technisch sinnvolle Wahl der Verstärkungen durch Vernachlässigung der Kopplungen alleine nicht möglich ist. Der entscheidende Schritt zur Anwendung des Verfahrens auf das Fehlersystem in komplexen Variablen und rotierenden Koordinaten besteht darin, die separaten Teilsysteme zu ergänzen. D. h., an Stelle der Kopplungen treten Ersatztiefpässe, welche die verzögerte Entfaltung der zur Symmetrierung aufgebrauchten Leistungen nachbilden. Der geschlossene Kreis des unterlagerten Kreisstromreglers und die Messtotzeit und Istwertfilter können wie gewohnt berücksichtigt werden.

Das vollständige Blockdiagramm in Abb. 4.1 und das vereinfachte in Abb. 4.2 veranschaulichen die durchgeführten Schritte, wobei ersteres

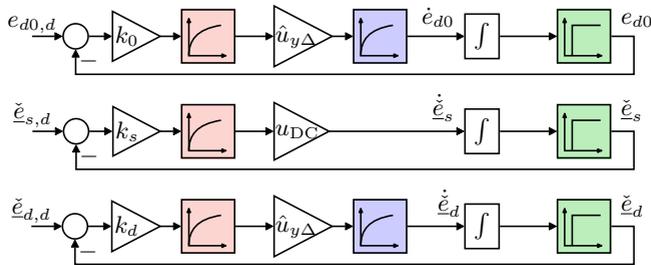


Abb. 4.2: Blockdiagramm zur Einstellung der Fehlerverstärkungen nach [45].

durch Einsetzen der Rückführung (4.8) in das System (4.1) gewonnen wurde, indem die Summanden \dot{i}_{b0} , \dot{i}_{bs} und \dot{i}_{bd} des zurückgeführten Kreisstroms zur Vereinfachung genutzt wurden:

$$\dot{e}_{d0} = -k_0 e_{d0, \text{err}} \hat{u}_{y\Delta} - 2i_{s0} u_{y0} - \hat{u}_{y\Delta} \text{Re}(\dot{i}_{bs} + \dot{i}_{bd}) \quad (4.9a)$$

$$\begin{aligned} \dot{\check{e}}_s &= -k_s \check{e}_{s, \text{err}} u_{\text{DC}} + (i_{b0} + \dot{i}_{bd}) u_{\text{DC}} \\ &\quad - 2\check{i} u_{y0} - \check{u}_y \check{i}^* e^{-3j\check{\vartheta}} - j\check{\omega} \check{e}_s \end{aligned} \quad (4.9b)$$

$$\begin{aligned} \dot{\check{e}}_d &= -k_d \check{e}_{d, \text{err}} \hat{u}_{y\Delta} + u_{\text{DC}} \check{i} - (i_{b0} + \dot{i}_{bs}^*) \hat{u}_{y\Delta} e^{-j3\check{\vartheta}} \\ &\quad - 2u_{y0} (i_{b0} + \dot{i}_{bs} + \dot{i}_{bd}) - 2i_{s0} \hat{u}_{y\Delta} - j\check{\omega} \check{e}_d. \end{aligned} \quad (4.9c)$$

Zur besseren Sichtbarkeit der symmetrierenden Leistung ist in (4.9) die für das jeweilige Teilsystem zuständige Kreisstromkomponente durch den Energiefehler und die Verstärkung ausgedrückt und die anderen Komponenten durch die Abkürzungen (4.8).

Die im ursprünglichen System (4.9) bzw. in Abb. 4.1 ersichtlichen Kopplungen werden vernachlässigt und an den blau markierten Stellen Tiefpässe eingefügt, um die Verzögerung der symmetrierenden Leistungen nachzubilden. Das führt auf die blauen Tiefpässe im vereinfachten Blockdiagramm in Abb. 4.2. Die roten Tiefpässe stehen für den Kreisstromregler und die grünen Totzeiten für die Verzögerung der Messung. Im Vergleich zum vollständigen Blockdiagramm in Abb. 4.1 lassen sich folgende Unterschiede erkennen:

- Das vereinfachte Blockdiagramm berücksichtigt nur die von der gewünschten Kreisstromkomponente gebildete Leistung, während die anderen Leistungen vernachlässigt werden.

- Für den blau hinterlegten Teil, der das verzögernde Verhalten der zur Symmetrierung aufgebrauchten Leistung nachbildet, gibt es keine direkte Entsprechung im vollständigen Blockdiagramm.

Bevor die Verstärkungen k_0 , k_s und k_d unter Berücksichtigung der offenen Kreise gewählt werden können, müssen die Zeitkonstanten der eingefügten Verzögerungsglieder und Totzeiten gewählt werden.

Für die vertikale Differenz e_{d0} spielen die Verzögerung des Stromreglers und die Messtotzeit eine untergeordnete Rolle (und werden vernachlässigt), da die halbe dominierende Totzeit durch die Frequenz des Wechselanteils der zur Symmetrierung aufgebrauchten Momentanleistung $i_{b0}\hat{u}_{y\Delta}$ bestimmt wird. In [45] wird halbe Periodendauer des Wechselanteils angenommenen, was hier der Annahme $T_{d0,\sigma} = \frac{\pi}{2\omega}$ entspricht. Diese Überlegungen erlauben die Parametrierung des blauen Tiefpasses in Abb. 4.2 und führen zur Übertragungsfunktion

$$G_{d0}(s) = \frac{V_{d0,S}}{s(1 + sT_{d0,\sigma})} \quad (4.10)$$

des offenen Kreises, wobei $V_{d0,S}$ die in diesem Kontext als konstant angenommene Klemmenspannung $\hat{u}_{y\Delta}$ und s die unabhängige Variable des Bildbereichs der Laplace-Transformation ist. Die Integrationszeit des I-Anteils, die gewöhnlich im Nenner der Übertragungsfunktion (4.10) erscheint, verbleibt hier in der Verstärkung $V_{d0,S}$ des offenen Kreises.

Einstellregeln nach *Symmetrischem Optimum* anhand der Übertragungsfunktion des offenen Kreises finden sich z. B. in [94]. Anhand des offenen Kreises (4.10) lautet die Fehlerverstärkung k_0 der vertikalen Energiedifferenz e_{d0} demnach

$$k_0 = \frac{1}{2V_{d0}T_{d0,\sigma}} = \frac{\omega}{4\hat{u}_{y\Delta}\pi}. \quad (4.11)$$

Die anderen Fehlerverstärkungen werden ebenfalls auf diese Weise eingestellt, was die Bestimmung der jeweiligen Verstärkung V_S des offenen Kreises und der Ersatzzeit T_σ zur Modellierung von Verzögerungen und Totzeiten erfordert, und die Einstellung der Verstärkung K_P lautet dann allgemein

$$K_P = \frac{1}{2V_S T_\sigma}. \quad (4.12)$$

Die Einstellungen, die sich nach diesem Schema ergeben, sind in Tab. 4.1 zusammengefasst. Für den Fehler $\underline{e}_{s,\text{err}}$ der komplexen Summenenergie \underline{e}_s

Tab. 4.1: Einstellungen der Fehlerverstärkungen der Rückführung (4.3) anhand der offenen Kreise in Abb. 4.2 für die Zahlenbeispiele $n_T = 10$ und $T_{\text{PWM}} = 205 \mu\text{s}$ sowie den Parametern in Tab. 3.4.

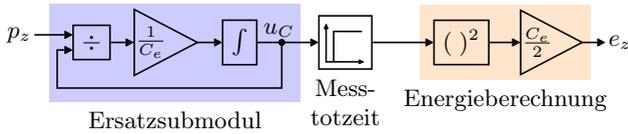
Fehler	$e_{d0,\text{err}}$	$e_{s,\text{err}}$	$e_{d,\text{err}}$
Verstärkung V_S	$\hat{u}_{y\Delta}$	u_{DC}	$\hat{u}_{y\Delta}$
Zeitkonstante T_σ	$\frac{\pi}{2\omega} = \frac{1}{4f}$	$n_T T_{\text{PWM}}$	$\frac{\pi}{2\omega} = \frac{1}{4f}$
Einstellung (4.12)	$k_0 = \frac{f}{\hat{u}_{y\Delta}}$	$k_s = \frac{1}{2u_{\text{DC}}n_T T_{\text{PWM}}}$	$k_d = \frac{f}{\hat{u}_{y\Delta}}$
Zahlenwert	$k_0 = 0,18 \text{ A/J}$	$k_s = 0,42 \text{ A/J}$	$k_d = 0,18 \text{ A/J}$

ist die dominierende Totzeit durch den Stromregler, die Modulation und die Messung bestimmt, weil die zur Symmetrierung aufgebrauchte Leistung mit Hilfe der Gleichspannung u_{DC} gebildet wird, wie man an dem Term $u_{\text{DC}}\dot{i}_s$ im zuständigen Teilsystem (4.1b) oder in Abb. 4.1 erkennt. Die konservative Annahme von $n_T = 10$ PWM-Perioden für die Zeitkonstante des (roten) Ersatztieffasses des geschlossenen Stromregelkreises führt auf eine eher zu niedrige Fehlerverstärkung k_s – zumindest im Kontext dieses Einstellschemas. Trotzdem ergibt sich ein mehr als doppelt so großer Wert im Vergleich zu den anderen Verstärkungen.

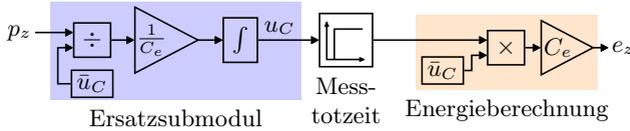
Der Fehler $e_{d,\text{err}}$ der komplexen Differenzenergie e_d wird mit der von dem Term $e^{-j3\vartheta} \underline{i}_{bd}^* \underline{u}_{y\Delta}^*$ erzeugten Leistung symmetriert, der im Teilsystem (4.1c) ersichtlich ist und im Blockdiagramm einem blauen Tiefpass entspricht. Die für dieses Verzögerungsglied angenommene Zeitkonstante von $\frac{\pi}{2\omega}$ dominiert das dynamische Verhalten des offenen Kreises, sodass die Verzögerungen des Stromreglers und der Messung, wie im Falle der vertikalen Energiedifferenz e_{d0} vernachlässigt werden.

Bemerkenswert ist, dass die Einstellungen unabhängig von der Kapazität der Submodule oder der Ersatzsubmodule sind. Das liegt an der gewählten Modellierung, die hier bei den Energien verbleibt, sodass sich der Übergang zu den Kondensatorspannungen und Zweigströmen erübrigt. Dies impliziert auch die Annahme gleicher Verzögerungszeiten von Spannungs- und Strommessung, sodass diese durch eine einzige Verzögerung modelliert werden können.

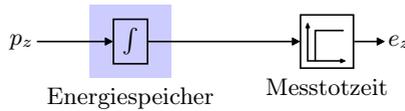
Zwar sind auch in [45] die Einstellungen unabhängig von der Kapazität der Ersatzsubmodule, dort jedoch, weil sich die Linearisierungen des



(a) Modell der Zweigenergie, basierend auf Abb. 3.6d, und Messtotzeit



(b) Blockdiagramm des linearisierten Modells (a)



(c) Blockdiagramm nach Vereinfachung von (b)

Abb. 4.3: Blockdiagramme zur Modellierung der Zweigenergie mit Messtotzeit: Nach der Linearisierung des Ersatzsubmoduls und der Energieberechnung im Blockdiagramm (a) ergibt sich das Blockdiagramm (b), welches sich zum Blockdiagramm (c) vereinfachen lässt.

Ersatzsubmoduls und der Energieberechnung wegzürzen, wie anhand der Blockdiagramme in Abb. 4.3a dargestellt. Die hier bevorzugte Vorgehensweise kommt ohne Linearisierung aus, weil sie bei den Energien verbleibt, und liefert die gleichen Ergebnisse, weil die Zweige (inklusive der Zweigdrosseln) als Energiespeicher modelliert werden. Ein Vorteil dieser Herangehensweise ist, dass der Energiespeicher aus Abb. 4.3c direkt für die Blockdiagramme in Abb. 4.1 und 4.2 angesetzt werden konnte.

Im nächsten Abschnitt werden die Einstellungen aus Tab. 4.1 durch Simulation der Fehlerdynamik (4.7) und durch Simulation des gesamten Stromrichters mit unterlagerten Stromreglern und Modulation erprobt.

4.2.3 Simulation der Fehlerdynamik und des gesamten Stromrichters

Die Simulationen in diesem Abschnitt dienen der Erprobung der im vorigen Abschnitt bestimmten Fehlerverstärkungen und dem Nachweis, dass

die Fehlerdynamik (4.7) die Verläufe der Energiefehler des Stromrichters (näherungsweise) vorhersagen kann. Dazu wird die Simulation der Fehlerdynamik (4.7) mit der des gesamten Stromrichters einschließlich unterlagerten Stromreglern und Modulation verglichen. Erstere nutzt die Ausrichtung an der Spannung $\underline{u}_{y\Delta}$ mit der Rückführung (4.8) und letztere nutzt die äquivalente Rückführung (4.3), die eine beliebige Ausrichtung unterstützt. Als Referenz dient die kreisstromfreie stationäre Lösung (3.101) mit *triplen harmonic injection* aus Abschnitt 3.4.2 und den Parametern aus Tab. 3.4 sowie den Fehlerverstärkungen aus Tab. 4.1.

Ein wichtiger Testfall ist der schnelle Wechsel zwischen zwei Arbeitsregimes der Last, also z. B. ein Sprung des Laststroms bzw. des Laststromsollwerts von Null auf $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle -23^\circ$, sodass die zugehörigen Referenzwerte der Energien ebenfalls springen. In diesem Kontext ist die Kreisfrequenz ω konstant und der Zeitverlauf des Winkels ϑ ist

$$\vartheta = \omega t + \vartheta_0, \quad (4.13)$$

wobei ϑ_0 die Stellung des Winkels ϑ zum Zeitpunkt $t = 0$ bestimmt und frei gewählt werden kann. Über die Variation von ϑ_0 variiert die Lage des Sprungs innerhalb der Periode.

Die Simulation des gesamten Stromrichters nutzt ein geschaltetes Modell, so wie in Abschnitt 3.2 beschrieben, und bildet die auf den Submodulen ausgeführte Modulation mit hoher Zeitauflösung nach, sodass die gleichen¹ Modulationsalgorithmen ausgeführt werden wie beim tatsächlichen System. Weitere Komponenten der Simulation sind die zeitdiskret implementierten Last- und Kreisstromregler sowie die Berechnung der Referenzwerte $e_{d0,d}$, $\underline{e}_{s,d}$ und $\underline{e}_{d,d}$ anhand der stationären Lösung (3.101) und eine Implementierung der Rückführung (4.3).

Die Simulation der Fehlerdynamik (4.7) benötigt neben den Anfangswerten der Energiefehler den Verlauf des Winkels $\check{\vartheta}$ und den der Gleichtaktspannung u_{y0} . Der Anfangswert entspricht dem Sprung, der durch die Umschaltung zwischen zwei stationären Lösungen entstehen kann.

Zur Berechnung der Anfangswerte wird angenommen, dass der Gleichstrom i_{s0} auf das zur Deckung der Ausgangsleistung benötigte Niveau

¹Derselbe C-Quelltext wird durch einen für die Simulation geeigneten Compiler übersetzt.

springen kann, sodass die gespeicherte Energie e_{s_0} konstant bleibt. Die Referenzwerte der anderen Energien erfahren Sprünge, was einem Neusetzen des Zustands der Fehlerdynamik (4.7) entspricht. Zur Berechnung dieses neuen Anfangszustands ist es sinnvoll, die Lösung (3.101) aus Abschnitt 3.4.2 in Abhängigkeit des Laststroms \underline{I} , des Gleichstroms I_{s_0} , der Spannungen \underline{U}_y und $\underline{U}_{y\Delta}$ sowie des Winkels ϑ anzuschreiben:

$$(\underline{I}, I_{s_0}, \underline{U}_y, \vartheta) \mapsto e_{d0,d}(\underline{I}, I_{s_0}, \underline{U}_y, \vartheta) \ni \mathbb{R} \quad (4.14a)$$

$$(\underline{I}, I_{s_0}, \underline{U}_y, \vartheta) \mapsto \underline{e}_{s,d}(\underline{I}, I_{s_0}, \underline{U}_y, \vartheta) \ni \mathbb{C} \quad (4.14b)$$

$$(\underline{I}, I_{s_0}, \underline{U}_{y\Delta}, \vartheta) \mapsto \underline{e}_{d,d}(\underline{I}, I_{s_0}, \underline{U}_{y\Delta}, \vartheta) \ni \mathbb{C}. \quad (4.14c)$$

Dann ergibt sich der Anfangszustand des Fehlersystems aus den Differenzen

$$e_{d0,\text{err}}|_{t=0} = \lim_{t \rightarrow 0^-} e_{d0,d} - \lim_{t \rightarrow 0^+} e_{d0,d} \quad (4.15a)$$

$$\underline{e}_{s,\text{err}}|_{t=0} = \lim_{t \rightarrow 0^-} \underline{e}_{s,d} - \lim_{t \rightarrow 0^+} \underline{e}_{s,d} \quad (4.15b)$$

$$\underline{e}_{d,\text{err}}|_{t=0} = \lim_{t \rightarrow 0^-} \underline{e}_{d,d} - \lim_{t \rightarrow 0^+} \underline{e}_{d,d}, \quad (4.15c)$$

wobei die Argumente der Funktionen weggelassen wurden. Außerdem wird in (4.15) unterstellt, dass die Energiefehler vor dem Zeitpunkt $t = 0$ Null sind, die Fehlerdynamik also lediglich durch den sprunghaften Wechsel der stationären Lösungen angeregt wird. Die Ausrichtung der Fehlerdynamik (4.7) an $\underline{u}_{y\Delta}$ lässt sich problemlos berücksichtigen, indem man in (4.15) bzw. (3.101) die Größen des ausgerichteten Systems einträgt. Die Spannung $\underline{U}_{y\Delta}$, der Laststrom \underline{I} und die Klemmenspannung \underline{U}_y werden um den Winkel $-\arg \underline{U}_{y\Delta}$ gedreht, sodass erstere reell wird während ϑ sich um diesen Wert erhöht.

Die Simulationsergebnisse des gesamten Stromrichters sind in Abb. 4.4 und die Simulationsergebnisse der Fehlerdynamik (4.7) in Abb. 4.5 dargestellt. Beim vollständigen Modell sind die Submodulspannungen, die Aussteuerungen der Zweige, die Zweigströme und die eingepprägten Zweigspannungen dargestellt, während die Simulation der Fehlerdynamik nur die Energiefehler liefert, aus denen nachträglich der zugehörige zurückgeführte Kreisstrom (4.8) berechnet wurde.

Die Ergebnisse des vollständigen Modells in Abb. 4.4 zeigen das typische Verhalten bei schneller Änderung des Laststroms: Angeregt durch den Laststromsprung nehmen die Submodulspannungen zunächst einen

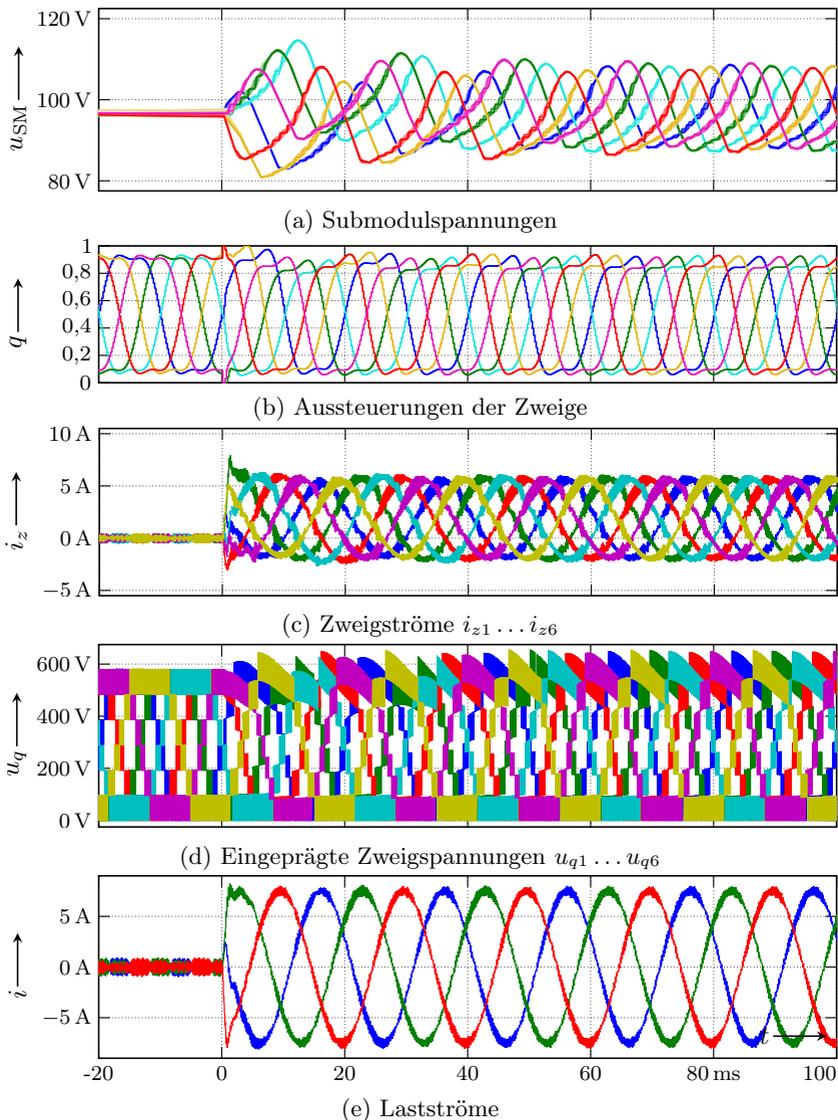


Abb. 4.4: Simulierte Submodulspannungen, Aussteuerungen der Zweige, Zweigströme und eingeprägte Zweigspannungen, wenn der Laststromsollwert bei $t = 0$ von Null auf $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle -23^\circ$ springt. Die zugehörigen Verläufe der Energiefehler und des Kreisstromsollwerts sind in Abb. 4.5 grau dargestellt.

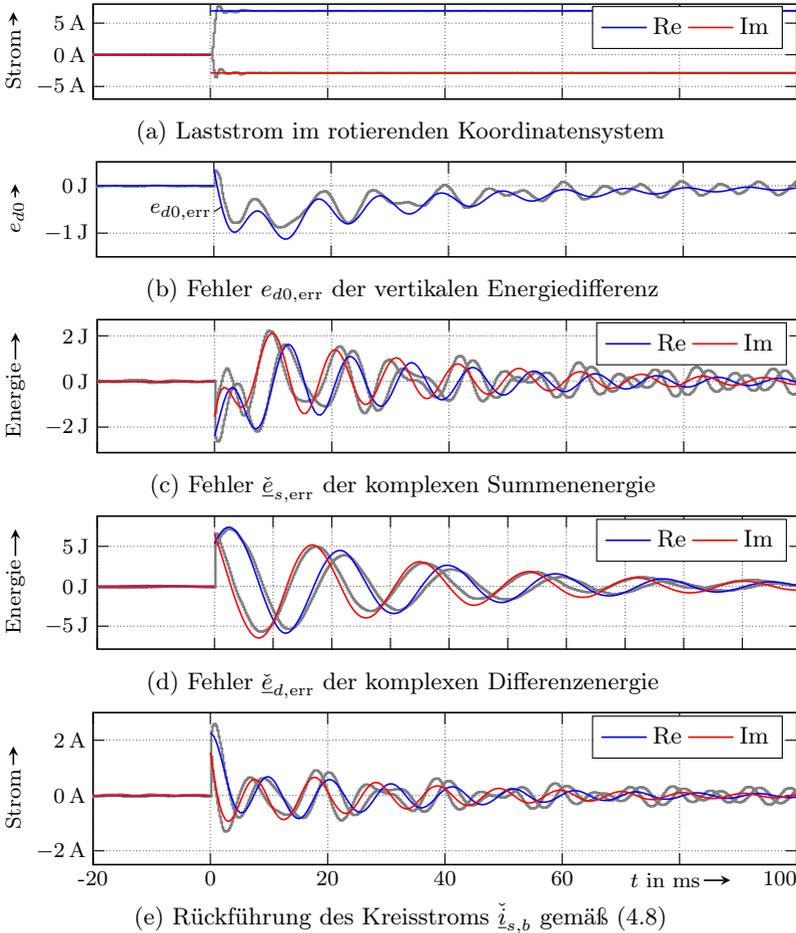


Abb. 4.5: Vergleich der Fehlerdynamik (4.7) mit den jeweiligen Verläufen des vollständigen Modells (grau), wenn der Laststrom bei $t = 0$ von Null auf $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle -23^\circ$ springt (a). Die stationäre Lösung (3.101) liefert die Sollwerte. An der Sprungstelle $t = 0$ wird der Zustand der Fehlerdynamik (4.7) neu gesetzt, um den Sprung zu berücksichtigen. Das Verhalten der Energiefehler (b) bis (d) und der zur Symmetrierung erforderliche Kreisstromanteil (e) wird gut vorhergesagt.

deutlich größeren Spannungsbereich ein als später im stationären Betrieb, der nach wenigen Perioden erreicht wird. Der für die Symmetrierung erforderliche Kreisstrom ist gering im Vergleich zu den durch die Lastströme hervorgerufenen Zweigstromanteilen. Diese Beobachtungen gelten auch bei anderer Lage des Laststromsprungs innerhalb der Periode, also bei Variation des Winkels ϑ_0 und beim Sprung von $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle -23^\circ$ auf Null oder auf einen anderen Wert.

Zum Vergleich der Fehlerdynamik (4.7) mit dem vollständigen Modell sind die jeweiligen Verläufe des letzteren zusätzlich in Abb. 4.5 in grau dargestellt. Die grauen Verläufe entstammen der gleichen Simulation wie die Ergebnisse in Abb. 4.4. Die Simulationsergebnisse der Fehlerdynamik bilden das Abklingen der Energiefehler und den Verlauf des zurückgeführten Kreisstroms (4.8) sehr gut nach. Obwohl sich deren Herleitung auf Idealisierungen, wie der Annahme idealer Stromeinprägung, stützt, ergibt sich eine bemerkenswert gute Übereinstimmung zu den Simulationsergebnissen des geschalteten Modells. Das stationäre Verhalten der Energiefehler des vollständigen Modells wird durch bleibende Regelabweichungen des Kreisstromreglers und durch Spannungsfehler der Modulation dominiert, deren Einflüsse bei der Herleitung der Fehlerdynamik vernachlässigt wurden. Kurz nach dem Laststromsprung ist insbesondere die Regelabweichung des Kreisstromreglers eine wichtige Ursache für Abweichungen, denn der Stromsollwert hat einen ausgeprägten Wechselanteil, dem der Regler nur mit größerer Regelabweichung folgt. Die zeitdiskrete Implementierung und die Verzögerungen durch die Modulation sind für die Erklärung der Abweichungen kurz nach dem Sprung demgegenüber nachrangig.

Die Einstellungen aus Tab. 4.1 lassen die Energiefehler über einige Perioden abklingen. Weil aber die Fehlerverstärkungen nicht nur das Verhalten des ihnen zugeordneten Fehlers, sondern auch das der jeweils anderen beeinflussen, führt die Vernachlässigung dieser Kopplungen auf ungünstige Einstellungen. Das erkennt man auch an der viel geringeren Dämpfung, die nicht dem Verhalten eines nach *Symmetrischem Optimum* eingestellten Kreises entspricht. Die Kopplungen können nicht durch größere Fehlerverstärkungen dominiert werden, weil sie bei steigenden Verstärkungen ebenfalls intensiver werden. Die Fehlerverstärkungen dürfen nicht zu hoch werden, da sonst die zur Symmetrierung der jeweils anderen Energien benötigten Kreisstromanteile zu stark gedämpft werden. Die Fehlerverstärkungen sind also weniger durch die verzögerte Stromeinprägung begrenzt, sondern eher durch die Notwendigkeit, die

jeweils anderen Kreisstromanteile zu akzeptieren. Nach diesen Überlegungen bekommt die Modellierung des dynamischen Verhaltens der zur Symmetrierung von vertikaler Energiedifferenz e_{d0} und komplexer Differenzenergie e_d benutzten Leistungen mehr Gewicht. Demnach sollte auch die für die Symmetrierung der komplexen Summenenergie e_s zuständige Verstärkung k_s unter Beachtung des dynamischen Verhaltens der Symmetrierungsleistungen geschehen.

Wegen der guten Vorhersage der Energiefehler des vollständigen Modells durch die Fehlerdynamik (4.7), werden im Folgenden die Fehlerverstärkungen anhand des einfacheren Systems eingestellt. Die vollständige Simulation kann zur Kontrolle der Einstellungen herangezogen werden.

Im folgenden Abschnitt wird die Fehlerdynamik (4.7) in ein lineares zeitinvariantes System transformiert, was die Einstellung der Verstärkungen unter Berücksichtigung der Kopplungen und eine Stabilitätsanalyse anhand von Eigenwerten ermöglicht.

4.2.4 Einstellung der Fehlerverstärkungen anhand von Eigenwerten

Für den Betrieb ohne Gleichtaktspannung, also für $u_{y0} = 0$, kann unter Anwendung von [110] die Fehlerdynamik (4.7) in ein lineares zeitinvariantes System transformiert werden. Dies ermöglicht eine bessere Einstellung der Fehlerverstärkungen unter Berücksichtigung der Kopplung und eine Analyse der Stabilität anhand der Eigenwerte des transformierten Systems, wie im folgenden Abschnitt ausgeführt.

Der Satz aus [110] besagt, dass die Fundamentalmatrix des linearen, zeitvarianten, autonomen Systems

$$\dot{x} = \mathbf{A}(t)x, \quad x \in \mathbb{R}^\nu, \quad t \mapsto \mathbf{A}(t) \ni \mathbb{R}^{\nu \times \nu} \quad (4.16)$$

der Ordnung $\nu \in \mathbb{N}^+$ die Form

$$\Phi(t, 0) = e^{\mathbf{A}_1 t} e^{\mathbf{A}_2 t} \quad (4.17)$$

hat, dann und nur dann, wenn eine konstante Matrix \mathbf{A}_1 existiert, welche die Bedingung

$$\mathbf{A}_1 \mathbf{A}(t) - \mathbf{A}(t) \mathbf{A}_1 = \dot{\mathbf{A}}(t) \quad (4.18)$$

erfüllt. Die zweite konstante Matrix \mathbf{A}_2 erhält man dann aus

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}(0) - \mathbf{A}_1. \quad (4.19)$$

Die Transformation

$$x = e^{\mathbf{A}_1 t} \bar{x} \quad (4.20)$$

überführt (4.16) in das lineare zeitinvariante System

$$\dot{\bar{x}} = \mathbf{A}_2 \bar{x}, \quad (4.21)$$

wie [110] weiter ausführt. Außerdem können nach [110] Stabilitätsaussagen zum System (4.16) anhand der Eigenwerte von \mathbf{A}_1 und \mathbf{A}_2 getroffen werden.

Die Fehlerdynamik (4.7) lässt sich mit der Wahl des Zustands

$$\mathbb{R}^5 \ni x = [e_{d0}, \operatorname{Re}(e_{s,\text{err}}), \operatorname{Im}(e_{s,\text{err}}), \operatorname{Re}(e_{d,\text{err}}), \operatorname{Im}(e_{d,\text{err}})]^T \quad (4.22)$$

in der Form (4.16) schreiben, wobei die (periodische) Zeitabhängigkeit der Matrix $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{5 \times 5}$ durch die Abhängigkeit des Winkels ϑ von der Zeit entsteht. Für den Fall $u_{y0} = 0$ kann die Systemmatrix \mathbf{A} in der Form

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_k + \cos(3\vartheta)\mathbf{A}_d + \sin(3\vartheta)\mathbf{A}_q \quad (4.23)$$

geschrieben werden, wobei die Matrizen \mathbf{A}_k , \mathbf{A}_d und \mathbf{A}_q unter Verwendung der Abkürzungen

$$a = k_0 \hat{u}_{y\Delta} \quad b = k_s u_{\text{DC}} \quad c = k_d \hat{u}_{y\Delta} \quad (4.24a)$$

$$d = k_0 u_{\text{DC}} \quad e = k_s \hat{u}_{y\Delta} \quad f = k_d u_{\text{DC}} \quad (4.24b)$$

geschrieben werden können als²

$$\mathbf{A}_k = \begin{pmatrix} -a & e & 0 & 0 & 0 \\ d & -b & \omega & & \\ 0 & -\omega & -b & & \\ 0 & & & -c & \omega \\ 0 & & & -\omega & -c \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

$$\mathbf{A}_d = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -c & 0 \\ 0 & & & f & \\ 0 & & & & -f \\ -a & e & & & \\ 0 & & -e & & \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

²Nulleinträge sind ausgelassen bis auf die erste Zeile bzw. Spalte.

$$\mathbf{A}_q = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & c \\ 0 & & & & -f \\ 0 & & & -f & \\ 0 & & -e & & \\ a & -e & & & \end{pmatrix}. \quad (4.27)$$

Die Eigenwerte von (4.23) sind trotz der verbleibenden Zeitabhängigkeit konstant und die Matrix

$$\mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & & & & \\ 0 & & & & \\ 0 & & & 3\omega & \\ 0 & & -3\omega & & \end{pmatrix} \quad (4.28)$$

ist eine Lösung von (4.18) und das Matrixexponential von $\mathbf{A}_1 t$ lautet

$$e^{\mathbf{A}_1 t} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & & \\ 0 & & 1 & & \\ 0 & & & \cos(3\omega t) & \sin(3\omega t) \\ 0 & & & -\sin(3\omega t) & \cos(3\omega t) \end{pmatrix}, \quad (4.29)$$

das sich mit Hilfe der Diagonalisierung

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{S} \operatorname{diag}(0, 0, 0, -j3\omega, j3\omega) \mathbf{S}^{-1} \quad (4.30)$$

durch die Matrix

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & & & \\ 0 & & 1 & & \\ 0 & & & 1 & 1 \\ 0 & & & -j & j \end{pmatrix} \quad (4.31)$$

bestimmen lässt. Die zugehörige Matrix \mathbf{A}_2 lautet

$$\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_k + \cos(3\vartheta_0) \mathbf{A}_d + \sin(3\vartheta_0) \mathbf{A}_q - \mathbf{A}_1, \quad (4.32)$$

wobei ϑ_0 die Stellung des Winkels ϑ zum Zeitpunkt $t = 0$ bezeichnet. Erwartungsgemäß sind die Eigenwerte von \mathbf{A}_2 unabhängig von ϑ_0 , wie man auch am zugehörigen charakteristischen Polynom

$$\begin{aligned} 0 &= \lambda^5 + [2c + 2b + a]\lambda^4 \\ &+ [2\omega^2 - 2ef - de + c^2 + (4b + a)c + b^2 + 2ab]\lambda^3 \end{aligned} \quad (4.33)$$

$$\begin{aligned}
 &+ [(c + b + a)2\omega^2 - (2c + 2b + a)ef - (c + b)de \\
 &\quad + 2bc^2 + (b^2 + ab)2c + ab^2]\lambda^2 \\
 &+ [\omega^4 + (ac + c^2 + b^2 + 2ab - 2ef - de)\omega^2 + e^2f^2 \\
 &\quad + (de^2 - (2bc + ab)e)f - bcde + b^2c^2 + ab^2c]\lambda \\
 &+ a\omega^4 + (ab^2 - aef + (c - b)de)\omega^2
 \end{aligned}$$

erkennt.

In [110] findet sich unter den genannten Voraussetzungen die Bedingung

$$\operatorname{Re}(\underline{\lambda}_{1,l}) + \operatorname{Re}(\underline{\lambda}_{2,k}) < 0 \quad \forall l, k \in 1, \dots, \nu \quad (4.34)$$

für asymptotische Stabilität von (4.16), wobei $\underline{\lambda}_{1,l}$ der l -te Eigenwert von \mathbf{A}_1 und $\underline{\lambda}_{2,k}$ der k -te Eigenwert von \mathbf{A}_2 ist.³ Und weil \mathbf{A}_1 im vorliegenden Fall die Eigenwerte

$$\underline{\lambda}_{1,1} = \underline{\lambda}_{1,2} = \underline{\lambda}_{1,3} = 0 \quad \text{und} \quad \underline{\lambda}_{1,4} = \underline{\lambda}_{1,5}^* = -j3\omega \quad (4.35)$$

hat, deren Realteile Null sind, müssen die Eigenwerte von \mathbf{A}_2 in der linken Halbebene liegen.

Abb. 4.6 zeigt die Ortskurven⁴ der Eigenwerte von \mathbf{A}_2 bei separater und gemeinsamer Variation der Fehlerverstärkungen. Da nur ein (Kurven-)Parameter variiert werden kann, werden zwei der drei Verstärkungen k_0 , k_s und k_d jeweils zu Null gesetzt oder alle drei werden gemeinsam skaliert. Die separate Variation in Abb. 4.6a zeigt wachsende Dämpfung der komplexen Eigenwertpaare bei steigender Verstärkung k_s oder k_d und wachsende Dämpfung bei dem Eigenwert auf der reellen Achse wenn die Verstärkung k_0 wächst. Die jeweils nicht beeinflussten Eigenwerte bleiben auf der imaginären Achse. Sind mehr als eine Fehlerverstärkung nicht Null, gehen die einfachen Zusammenhänge verloren, wie die Ortskurven in Abb. 4.6b bei gemeinsamer Skalierung der Fehlerverstärkungen von Null bis zum Zweifachen der Werte aus Tab. 4.1 offenbaren.

Die drei Freiheitsgrade k_0 , k_s und k_d reichen nicht für eine Polvorgabe von \mathbf{A}_2 , sodass der Rückgriff auf eine Kostenfunktion zur Bewertung der Polkonstellation naheliegt. Eine Platzierung der komplexen Pole in der Nähe oder auf der Winkelhalbierenden des zweiten und dritten

³Die explizite Beachtung vielfacher Eigenwerte spielt für die Aussage von (4.34) keine Rolle, ermöglicht aber immer die Indizierung von Eins bis ν .

⁴Ähnlich den anhand rationaler Übertragungsfunktionen (manuell) konstruierten *Wurzelortskurven* [86].

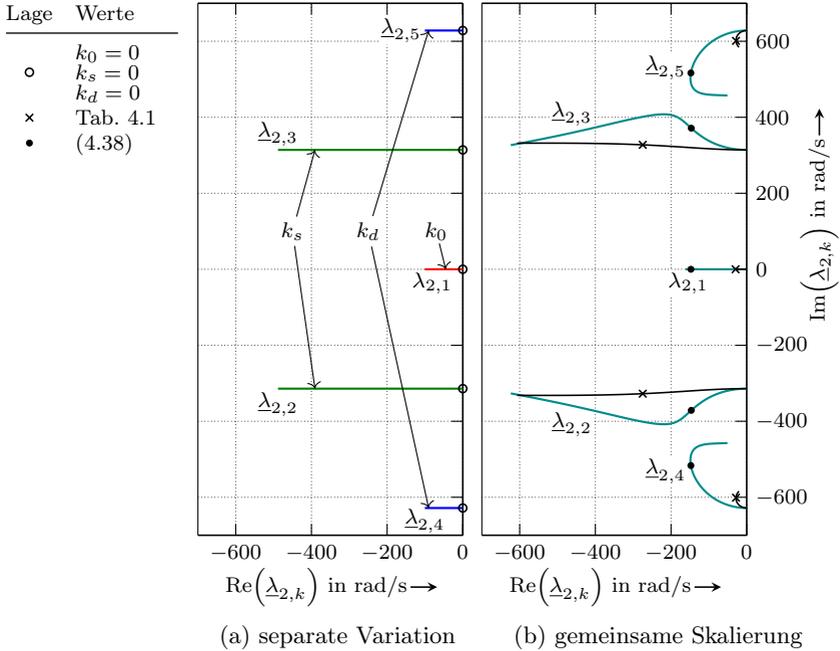


Abb. 4.6: Ortskurven der Eigenwerte der Systemmatrix \mathbf{A}_2 bei separater Variation (a) und bei gemeinsamer Skalierung (b) der Fehlerverstärkungen k_0 , k_s und k_d . Die separate Variation beeinflusst den Realteil einzelner Pole und lässt eine Zuordnung der Verstärkungen zu den Polen erkennen, während die nicht beeinflussten Pole auf der imaginären Achse an den mit Kreisen ○ markierten Stellen verbleiben.

Diese Zuordnung geht bei der gemeinsamen Skalierung verloren, wie die Ortskurven mit durchgezogener schwarzer Linie — zeigen, die bei gemeinsamer Skalierung von Null bis zum Zweifachen der Einstellungen aus Tab. 4.1 entstehen. Kreuze × markieren die Einstellung nach Tab. 4.1. Die mit türkiser Linie — dargestellte Ortskurve ergibt sich bei gemeinsamer Skalierung von Null bis zum Zweifachen der auf die Kostenfunktion (4.36) optimierten Verstärkungen, wobei Punkte • die optimierte Einstellung (4.38) markieren. Diese Ergebnisse erschienen erstmals in [23].

Quadranten (in Anlehnung an die Polverteilungen aus [94, S. 88]) gelingt nur für jeweils ein Polpaar, aber nicht für beide Polpaare gemeinsam. Demgegenüber gelang die Einstellung möglichst geringer und gleicher Realteile aller Pole durch numerische Minimierung der Kostenfunktion

$$K_{\text{Re}(\lambda)} = \max(L_{\text{Re}(\lambda)}) - \min(L_{\text{Re}(\lambda)}) + 3 \max(L_{\text{Re}(\lambda)}), \quad (4.36)$$

welche die Lage der Pole anhand ihrer Realteile

$$L_{\text{Re}(\lambda)} = [\text{Re}(\lambda_{2,1}), \dots, \text{Re}(\lambda_{2,5})] \quad (4.37)$$

bewertet. Diese Kostenfunktion bevorzugt Konstellationen mit geringem Unterschied zwischen dem größten und kleinsten Realteil, sodass die Pole möglichst gleiche Realteile haben, und sie begünstigt einen geringen Realteil des am weitesten rechts liegenden Pols dreifach. Die Matlab-Funktion `fminsearch` findet ausgehend von den Startwerten $k_0 = k_s = k_d = 1 \text{ A/J}$ die Einstellung

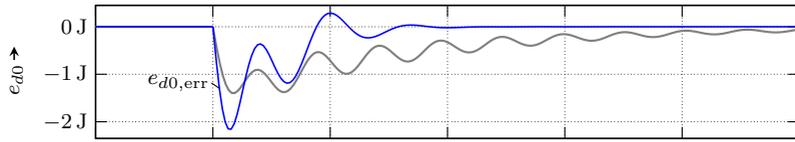
$$k_0 = 0,61 \text{ A/J} \quad k_s = 0,20 \text{ A/J} \quad k_d = 0,58 \text{ A/J}, \quad (4.38)$$

welche die Kostenfunktion (4.36) minimiert. Die türkise Linie — in Abb. 4.6b zeigt die Ortskurve bei gemeinsamer Skalierung von Null bis zum Zweifachen der optimierten Einstellung (4.38). Die optimierte Konstellation ist mit Punkten • markiert und bewirkt fast gleiche Realteile aller Pole. Im Vergleich zur Einstellung aus Tab. 4.1 ermöglicht die optimierte Einstellung (4.38) eine bessere Dämpfung des reellen Pols $\lambda_{2,1}$ und des komplexen Polpaars $\lambda_{2,4} = \lambda_{2,5}^*$ auf Kosten einer schwächeren Dämpfung des Polpaars $\lambda_{2,2} = \lambda_{2,3}^*$. Die optimierte Einstellung (4.38) zeichnet sich, wie die bisherige Einstellung aus Tab. 4.1 auch, durch (fast) gleiche Werte von k_0 und k_d aus, aber die Verhältnisse zu k_s sind umgekehrt, denn die Verstärkung k_s ist deutlich geringer, und die Verstärkungen k_0 und k_d sind deutlich größer.

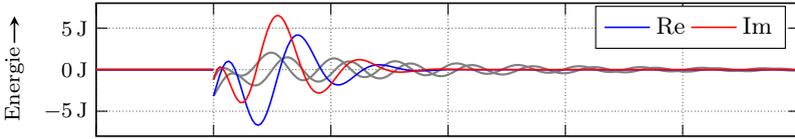
Die Simulationsergebnisse der Fehlerdynamik (4.7) in Abb. 4.7 zeigen ein deutlich besseres Abklingen der Energiefehler bei optimierter Einstellung (4.38) im Vergleich zu den in grau dargestellten Verläufen der bisherigen Einstellung aus Tab. 4.1. Zusätzlich ist die Summe

$$K = |e_{d0,\text{err}}| + |\check{e}_{s,\text{err}}| + |\check{e}_{d,\text{err}}| \quad (4.39)$$

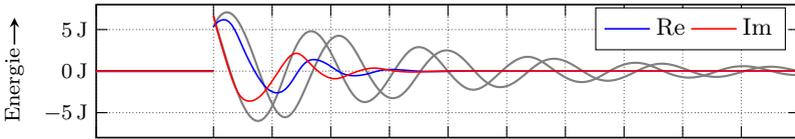
der Fehlerbeträge in Abb. 4.7d dargestellt, welche im Fall der optimierten Einstellung (4.38) schon nach 29 ms auf 10 % ihres Anfangswertes abklingt.



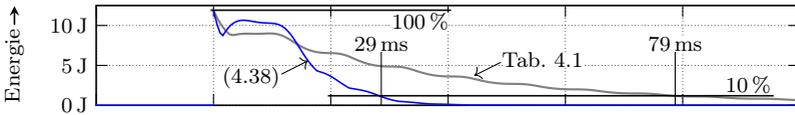
(a) Fehler $e_{d0,err}$ der vertikalen Energiedifferenz



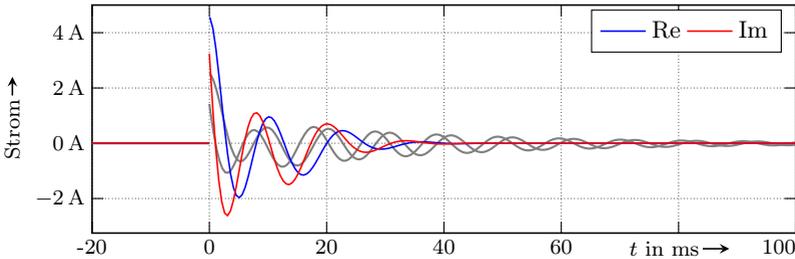
(b) Fehler $\check{e}_{s,err}$ der komplexen Summenenergie



(c) Fehler $\check{e}_{d,err}$ der komplexen Differenzenergie



(d) Summe der Fehlerbeträge (4.39)



(e) Rückführung des Kreisstroms $\check{i}_{s,b}$ gemäß (4.8)

Abb. 4.7: Vergleich der optimierten Einstellung (4.38) (blau bzw. rot) mit der nicht optimierten Einstellung gemäß Tab. 4.1 (grau) durch Simulation der Fehlerdynamik (4.7). Der Laststrom springt wie in Abb. 4.5a, während die Sollwerte bzw. der Anfangswert von (4.7) mit der stationären Lösung (3.98) berechnet wurden.

Das entspricht einer Verbesserung von über 60 % im Vergleich zu den nicht optimierten Einstellungen, bei denen diese Zeit 79 ms beträgt. Angesichts dieser Verbesserung ist der anfänglich langsamere Abbau der Summe der Fehlerbeträge unproblematisch. Die Amplituden des zur Symmetrierung aufgebrauchten Kreisstroms $\check{i}_{s,b}$ sind ebenfalls anfänglich höher, klingen aber schneller ab, wie aus Abb. 4.7e ersichtlich.

Im Einklang zur Annahme $u_{y0} = 0$, welche hier die Lösbarkeit von (4.18) sichert und die Grundlage zur weiteren Analyse legt, wurden die Simulationen aus Abb. 4.7 ohne Aussteuerung der Gleichtaktspannung durchgeführt. Daher greifen sie auch auf die stationäre Lösung (3.98) aus Abschnitt 3.4.1 mit den Parametern aus Tab. 3.4 zurück. Dieser Unterschied wirkt sich aber hauptsächlich auf den Verlauf des Fehlers $e_{d0, \text{err}}$ der vertikalen Energiedifferenz aus, weniger auf die Verläufe der anderen Energiefehler. Die grauen Verläufe aus Abb. 4.7 sind also zu den blauen und roten Verläufen aus Abb. 4.5 vergleichbar und die Verbesserungen der optimierten Einstellung (4.38) sind auch für den Betrieb mit Aussteuerung der Gleichtaktspannung zu erwarten.

Nutzt man die mit $u_{y0} = 0$ anhand der Eigenwerte von \mathbf{A}_2 optimierten Verstärkungen (4.38) für den Betrieb mit *triplen harmonic injection*, ergeben sich die in Abb. 4.8 dargestellten Verläufe. Das Abklingen hängt vom Winkel ϑ_0 ab und die Schar der Verläufe entsteht durch Variation des Winkels ϑ_0 . Trotzdem ist die optimierte Einstellung (4.38) den Einstellungen aus Tab. 4.1 überlegen, und die Summe der Fehlerbeträge klingt vergleichbar schnell ab, wie ohne *triplen harmonic injection* in Abb. 4.7.

In [23] werden die hier gezeigten Ergebnisse durch Messungen untermauert. Abweichend zur Summe der Fehlerbeträge (4.39) wird in [23] die Summe der quadrierten Fehlerbeträge genutzt, weil diese weniger empfindlich ist auf die in der Messung stets vorhandenen kleinen Abweichungen im stationären Betrieb. Daher können sich die ermittelten Abklingzeiten unterscheiden. Außerdem wird in [23] die Gültigkeit der Fehlerdynamik (4.7) zum Zwecke der Verstärkungseinstellung auch für den Betrieb mit zweiter Harmonischer im Kreisstrom experimentell bestätigt.

4.2.5 Einstellung der Fehlerverstärkungen bei Aussteuerung der Gleichtaktspannung

Die Stabilitätsanalyse der Fehlerdynamik kann im Fall $u_{y0} = 0$ anhand von Eigenwerten durchgeführt werden, wie im vorigen Abschnitt gezeigt.

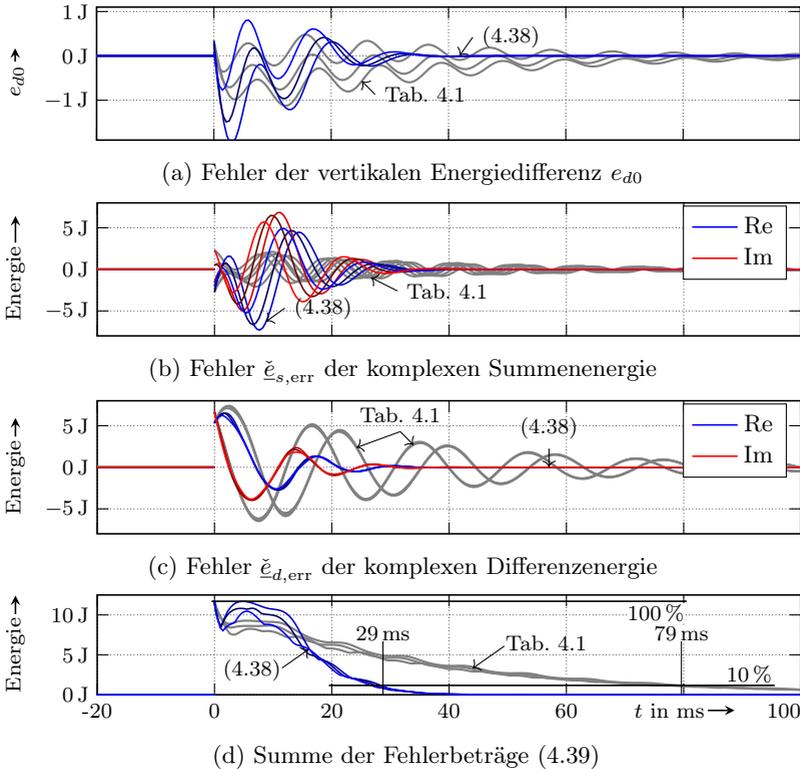


Abb. 4.8: Lösungsschar der Fehlerdynamik (4.7) bei Variation von ϑ_0 , zum Vergleich der Fehlerverstärkungen aus Tab. 4.1, mit den optimierten Einstellungen (4.38). Des Laststromsollwert springt an der Stelle $t = 0$ von Null auf $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle -23^\circ$.

Die optimierten Einstellungen reduzieren die Zeit bis zum Unterschreiten von 10 % des Anfangsfehlerbetrags von 79 ms auf 29 ms, was einer Verbesserung von mehr als 60 % entspricht. Angesichts dieser Verbesserung ist der anfänglich langsamere Abbau der Summe der Fehlerbeträge unproblematisch.

Wird die Gleichtaktspannung u_{y0} z. B. zur Erweiterung des linearen Modulationsbereichs angesteuert, kann dieses Verfahren nicht direkt angewendet werden, da die Eigenwerte von $\mathbf{A}(t)$ in (4.16) nicht mehr konstant sind. Dieser Abschnitt ist daher der Einstellung der Verstärkungen gewidmet, wenn die Gleichtaktspannung u_{y0} z. B. für eine *tripplen harmonic injection* angesteuert wird. Die Einstellung der Verstärkungen wird daher anhand von Simulationen der Fehlerdynamik (4.7) optimiert, wobei der dabei abgedeckte Suchraum die Übertragbarkeit und die Eigenschaften der gefundenen Einstellungen bestimmt. In einem ersten Schritt werden daher die Anfangswerte ausgewählt, mit denen die Fehlerdynamik (4.7) simuliert wird.

Die Energien der hier betrachteten Lösung (3.101) sind entweder konstant, wie die gespeicherte Energie e_{s0} und die komplexe Differenzenergie e_d oder durchlaufen drei Perioden während einer Grundschwingungsperiode, wie man auch in Abb. 3.14 erkennt. Im Kontext der Energien und der Fehlerdynamik (4.7) kann deswegen die Variation des Anfangswinkels auf den Bereich von Null bis $2\pi/3$ eingeschränkt werden.

Auf Basis der summierten Fehlerbeträge lässt sich eine Kostenfunktion zur numerischen Optimierung der Fehlerverstärkungen konstruieren. Oft nutzt man das Integral

$$K_e = \int_0^{t_e} K t dt \quad (4.40)$$

über die mit der Zeit gewichtete Summe der Fehlerbeträge, dessen Wert hier vom Startwinkel ϑ_0 abhängt. Die Optimierung bezieht sich daher auf die Kostenfunktion

$$K_{e,\max} = \max_{\vartheta_0 \in [0, 2\pi/3]} \frac{1}{K_0} \int_0^{t_e} K t dt, \quad (4.41)$$

welche das auf den Anfangswert $K_0 = K|_{t=0}$ normierte Integral (4.40) durch Variation von $\vartheta_0 \in [0, 2\pi/3]$ maximiert, wodurch stets das ϑ_0 mit dem ungünstigsten Verlauf verwendet wird.

Das in der Kostenfunktion (4.41) geforderte Maximieren kann in Matlab zweckmäßigerweise mit `fmincon` implementiert werden, wenn man das Vorzeichen der Zielfunktion umkehrt. Das Minimieren der Kostenfunktion in Abhängigkeit der Fehlerverstärkungen erfolgt mit `fminsearch`. Der Rechenaufwand ist moderat, da lediglich die Fehlerdynamik (4.7) und nicht das vollständige System simuliert werden muss, aber sehr viel größer als die Optimierung der Eigenwerte im vorherigen Abschnitt.

Tab. 4.2: Vergleich der drei untersuchten Methoden zur Einstellung der Fehlerverstärkungen anhand der Zahlenwerte, die sich für die Beispielwerte in Tab. 3.4 ergeben.

Abschnitt und Beschreibung der Methode	Verstärkung in A/J		
	k_0	k_s	k_d
4.2.2 Vernachlässigung der Kopplung, <i>Symmetrisches Optimum</i> , siehe Tab. 4.1.	0,18	0,42	0,18
4.2.4 Einstellung anhand der Eigenwerte von \mathbf{A}_2 im Fall $u_{y0} = 0$, liefert Optimum (4.38).	0,61	0,20	0,58
4.2.5 Minimierung der Kostenfunktion (4.41)	0,54	0,19	0,47

Oft zieht man den Stellaufwand in die Kostenfunktion mit ein, um ein Anwachsen der nicht begrenzten Fehlerverstärkungen zu verhindern. Das ist hier nicht notwendig, weil die Kostenfunktion (4.41) bei sehr hohen Fehlerverstärkungen durch die Wirkung der Kopplungen in der Fehlerdynamik (4.7) zunimmt.

Die mit der Einstellung $t_e = 0,04\text{s}$ optimierten Fehlerverstärkungen sind zusammen mit den zuvor ermittelten Einstellungen in Tab. 4.2 eingetragen und die Lösungsschar mit dieser Einstellung in Abb. 4.9 dargestellt. Die Einstellung unterscheidet sich nur wenig von den im vorigen Abschnitt anhand der Eigenwerte von \mathbf{A}_2 ermittelten Verstärkungen und bringt auch nur eine geringe Verbesserung der Abklingzeit von 29 ms auf 26 ms mit sich. Daher fällt der Vergleich zur Einstellung bei vernachlässigter Kopplung (Abschnitt 4.2.2) ähnlich aus: Insbesondere die Verstärkung k_0 des Fehlers der vertikalen Differenz e_{d0} ist gegenüber der nicht optimierten Einstellung dreimal höher. Die Verstärkung k_s der komplexen Summe \underline{e}_s ist etwa halbiert und die der komplexen Differenz \underline{e}_d mehr als verdoppelt.

Die Kostenfunktion (4.41) hängt von der Amplitude und der Phasenverschiebung des Laststroms vor und nach dem angesetzten Laststromsprung ab, weil die mit (4.15) ermittelten Anfangswerte der zu lösenden Fehlerdynamik (4.7) davon abhängig sind. Die Anwendbarkeit des Ergebnisses ist daher stärker eingeschränkt als bei der Einstellung unter vernachlässigter Kopplung oder der Einstellung anhand der Eigenwerte von \mathbf{A}_2 . Eine Variation der Phasenverschiebung des Laststroms, also ein Sprung von Null auf $\underline{I} = 7,5\text{ A}\angle\varphi$, bei sonst unveränderten Einstellungen (Tab. 3.4) offenbart jedoch nur geringe Veränderungen, wie man in Abb. 4.10 sieht, sodass

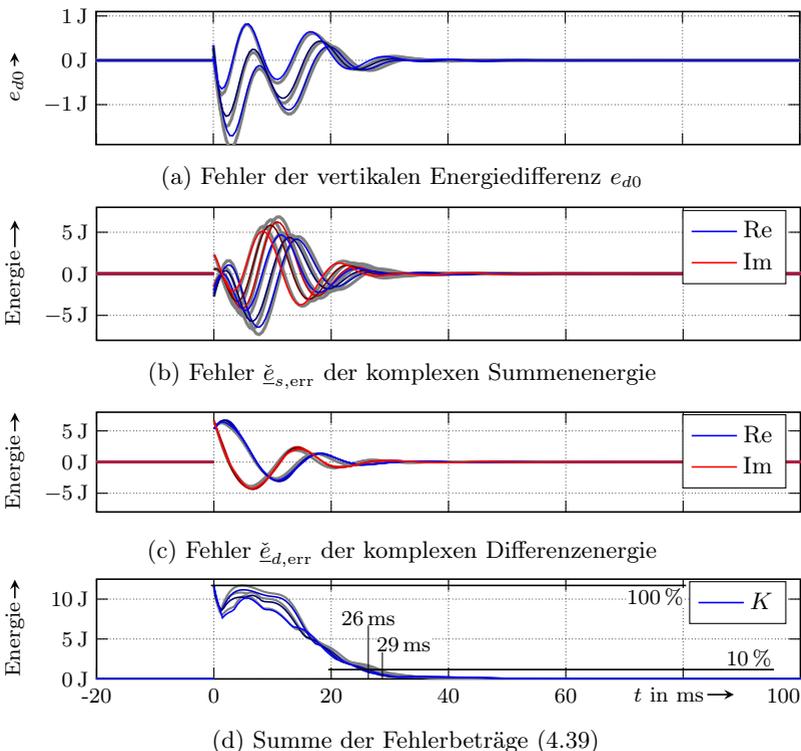


Abb. 4.9: Verläufe der Energiefehler und deren Betragssumme bei Variation von ϑ_0 , mit den Fehlerverstärkungen, welche die Kostenfunktion (4.41) minimieren. Die Fehler und die Betragssumme klingen etwas schneller ab, als bei der anhand der Eigenwerte von \mathbf{A}_2 gefundenen Einstellung (4.38) aus Abschnitt 4.2.5 (grau). Der Laststromsollwert springt bei $t = 0$ von Null auf $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle -23^\circ$.

Die Berücksichtigung der *triplen harmonic injection* verbessert die Abklingzeit von 29 ms auf 26 ms, also um etwas mehr als 10%. Diese geringe Verbesserung ist mit einem deutlich höheren numerischen Aufwand erkauft.

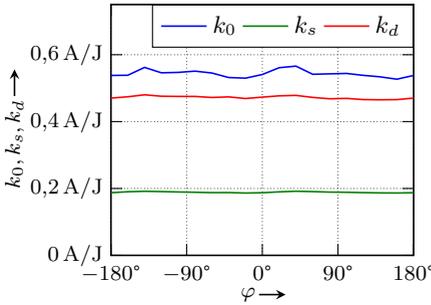


Abb. 4.10: Die Phasenverschiebung φ des Laststroms $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle \varphi$ wirkt sich nur gering auf die Werte der Verstärkungen k_0 , k_s und k_d aus, bei denen die Kostenfunktion (4.41) minimal wird (Berechnungsspanne $t_e = 0,04 \text{ s}$ beibehalten).

die Einstellungen aus Tab. 4.2 unabhängig vom Laststrom beibehalten werden können, wenn man eine suboptimale Einstellung akzeptiert.

Abb. 4.11 zeigt die simulierten Verläufe der Submodulspannungen, Aussteuerungen der Zweige, Zweigströme und eingepprägten Zweigspannungen bei optimierten Einstellungen. Im Vergleich zu den Verläufen bei nicht optimierten Einstellungen in Abb. 4.4 wird der stationäre Betrieb deutlich schneller erreicht, wie man vor allem an den Submodulspannungen sieht, die schon nach etwa einer Grundschwingungsperiode den stationären Verläufen entsprechen. Darüber hinaus nehmen die Aussteuerungen der Zweige fast sofort nach dem Sprung den im stationären Betrieb vorgesehenen Abstand von der unteren und oberen Grenze ein. Diese deutlich schnellere Reaktion erhöht die Zweigströme kaum.

4.2.6 Anpassung der Einstellungen an veränderte Parameter

Wie die Ausführungen der vorigen Abschnitte zeigen, kann die Symmetrierung der Energien deutlich verbessert werden, wenn man die Kopplung beim Einstellen der Verstärkungen berücksichtigt. Im Gegensatz zur einfachen Einstellung bei vernachlässigter Kopplung, untersucht in Abschnitt 4.2.2, stehen keine geschlossenen Lösungen für die in den Abschnitten 4.2.4 und 4.2.5 ermittelten Verstärkungen zur Verfügung. Eine Normierung der Parameter der Fehlerdynamik (4.7) kann dieses Defizit abschwächen wie im Folgenden gezeigt. Der Modulationsgrad

$$m_{\Delta} = 2 \frac{\hat{u}_{y\Delta}}{u_{\text{DC}}} \tag{4.42}$$

setzt Gleichspannung und Ausgangsspannung $\hat{u}_{y\Delta}$ im ausgerichtetem Koordinatensystem in Beziehung und ermöglicht es, die Abkürzungen (4.24)

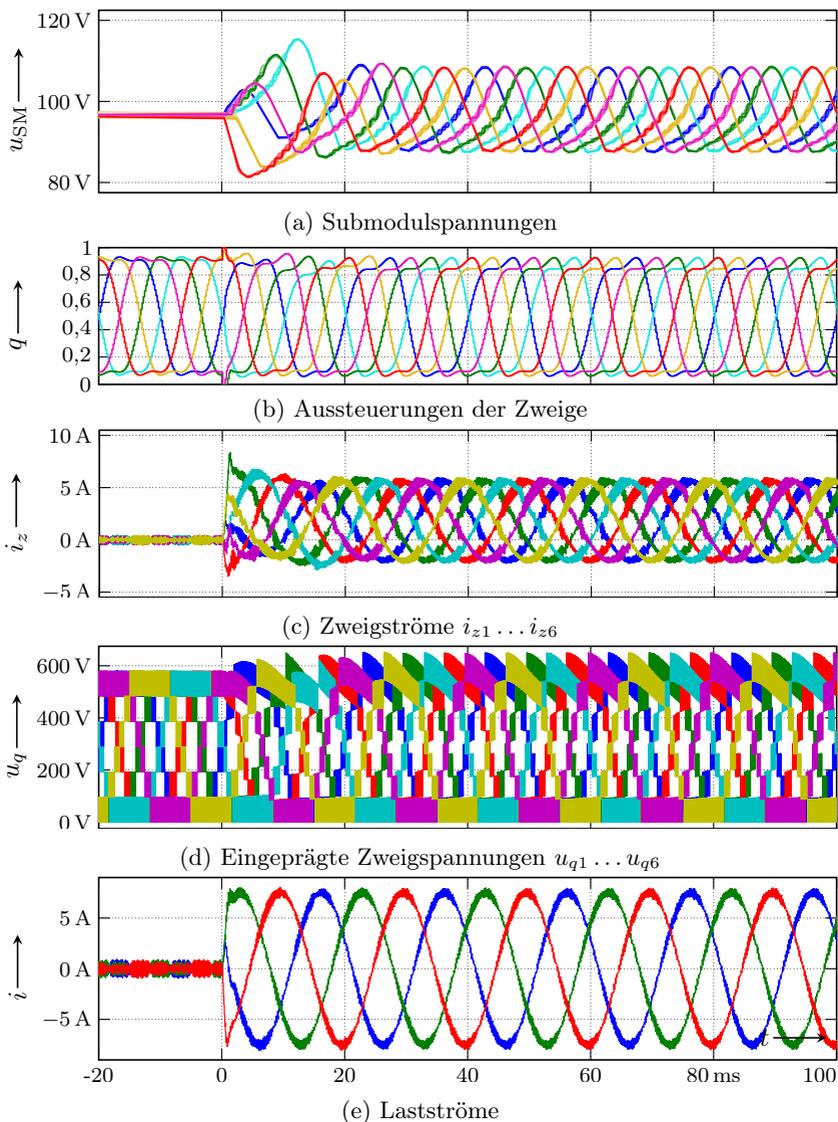


Abb. 4.11: Simulierte Submodulspannungen, Aussteuerungen, Zweigströme und eingeprägte Zweigspannungen, bei optimierten Einstellungen, wenn der Laststromsollwert bei $t = 0$ von Null auf $\underline{I} = 7,5 \text{ A} \angle -23^\circ$ springt. Typische Verläufe der Energiefehler bei optimierten Einstellungen zeigt Abb. 4.9.

zu vereinfachen:

$$a = \frac{m_\Delta}{2}d \quad b = k_s u_{\text{DC}} \quad c = \frac{m_\Delta}{2}f \quad (4.43a)$$

$$d = k_0 u_{\text{DC}} \quad e = \frac{m_\Delta}{2}b \quad f = k_d u_{\text{DC}}. \quad (4.43b)$$

Die verbleibenden Abkürzungen d , b und f entsprechen den mit u_{DC} skalierten Verstärkungen k_0 , k_s und k_d . Bei gegebener Kreisfrequenz ω genügt es demnach, die Eigenwerte von \mathbf{A}_2 in Abhängigkeit des Modulationsgrads m_Δ mittels der skalierten Verstärkungen d , b und f einzustellen. Dafür bietet sich die Kostenfunktion

$$K_\delta = [\lambda_{2,1} - \delta]^2 + [\text{Re}(\lambda_{2,3}) - \delta]^2 + [\text{Re}(\lambda_{2,5}) - \delta]^2 \quad (4.44)$$

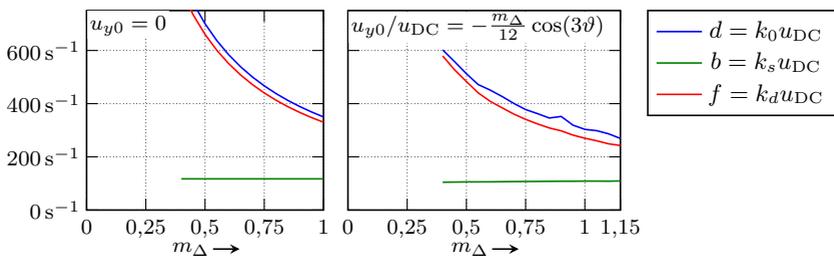
an, mit der ein vorgegebener Realteil δ der Eigenwerte begünstigt wird. Mit der Einstellung $\delta = -148$ rad/s nehmen die Realteile der Eigenwerte möglichst den Wert an, der sich bei der Einstellung (4.38) ergibt. Abb. 4.12a zeigt die Werte der skalierten Verstärkungen in Abhängigkeit des Modulationsgrads m_Δ , mit denen die Realteile der Eigenwerte von \mathbf{A}_2 dem Wert $\delta = -148$ rad/s möglichst nahe kommen, wie bei der Einstellung (4.38).

Die Verwendung des Modulationsgrades und die skalierten Verstärkungen lassen sich auch auf die Optimierung aus Abschnitt 4.2.5 übertragen. Abb. 4.12b zeigt die skalierten Verstärkungen, welche die Kostenfunktion (4.36) minimieren.

In beiden Fällen sind die Verstärkungen $d = k_0 u_{\text{DC}}$ und $f = k_d u_{\text{DC}}$ umgekehrt proportional zum Modulationsgrad, während die Verstärkung $b = k_s u_{\text{DC}}$ konstant bleibt. Diese Abhängigkeiten ergeben sich auch nach Abschnitt 4.2.2, wo die Kopplung vernachlässigt wird, wie die geschlossenen Ausdrücke in Tab. 4.1 zeigen.

4.2.7 Zusammenfassung der untersuchten Einstellungen

Die in den vorherigen Abschnitten betriebene Analyse der Fehlerdynamik führt auf zwei neue Einstellvorschriften, welche die Kopplungen berücksichtigen. Beide Verfahren führen systematisch auf schnellere Einstellungen, als sie sich bei den bekannten Verfahren unter Vernachlässigung der Kopplung ergeben. So konnte die Zeit bis zum Abklingen der Summe der Fehlerbeträge unter 10 % ihres Anfangswertes für das Beispielsystem von 79 ms auf 26 ms verkürzt werden, was einer Verbesserung von 67 % entspricht.



(a) Minimalstellen von (4.44) (b) Minimalstellen von (4.41)

Abb. 4.12: Werte der skalierten Verstärkungen d , b und f in Abhängigkeit des Modulationsgrades m_Δ für die Methode aus Abschnitt 4.2.4 (a) und aus Abschnitt 4.2.5 (b). Um die Eigenwerte von \mathbf{A}_2 auf gleichen Realteil $\delta = -148 \text{ rad/s}$ zu bringen, wie die Einstellung (4.38) aus Abschnitt 4.2.4, kommt die Kostenfunktion (4.44) zum Einsatz. Wird die Gleichtaktspannung u_{y0} mittels *triplen harmonic injection* zur Erweiterung des linearen Modulationsbereichs genutzt, basiert die Optimierung auf der aufwendigeren Kostenfunktion (4.41) aus Abschnitt 4.2.5.

In beiden Fällen sind die Verstärkungen $d = k_0 u_{\text{DC}}$ und $f = k_d u_{\text{DC}}$ umgekehrt proportional zum Modulationsgrad m_Δ , während die Verstärkung $b = k_s u_{\text{DC}}$ konstant bleibt. Kommt eine *triplen harmonic injection* zum Einsatz, sind die Verstärkungen etwas niedriger.

Besonders aufschlussreich ist die Erkenntnis, dass die Fehlerdynamik (4.7) in ein lineares zeitinvariantes System überführt werden kann, vorausgesetzt die Gleichtaktspannung u_{y0} ist Null. Diese Vereinfachung ist Grundlage zur besonders effizienten Optimierung der Eigenwerte des Fehlerystems und sichert für den Fall $u_{y0} = 0$ dessen Stabilität. In diesem Fall ist sie der im Anhang von [7] vorgeschlagenen Analyse der Fehlerdynamik als periodisches Differentialgleichungssystem deutlich überlegen, da sie ohne Mittelung und deren Einschränkungen auf langsames Abklingen der Fehler auskommt.

Die Analyse der Fehlerdynamik (4.7) offenbart folgende Eigenschaften der Rückführung (4.3) der Energiefehler auf den Kreisstrom:

Vorteile Die Energien des M2Cs werden dem von der Last vorgegebenen Regime nachgeführt, ohne Laststrom oder -spannung zu beeinflussen. Die dämpfende Wirkung der Rückführung setzt lediglich eine hohe Ausgangsfrequenz ω , eine hohe Gleichspannung u_{DC} und einen hohen Betrag von $\underline{u}_{y\Delta}$, also der Klemmenspannung \underline{u}_y , voraus.

Nachteile Die Rückführung ist sowohl für kleine Abweichungen während des stationären Betriebs zuständig als auch für die großen Abweichungen, die bei abrupten Lastwechseln auftreten. Die Kopplungen, welche durch die gemeinsame Nutzung des Kreisstroms entstehen, erschweren die Einstellung der Verstärkungen, weil sie nicht vernachlässigt werden können, wenn man ein zügiges Abklingen der Energiefehler bevorzugt. Außerdem müssen zwischen dem dynamischen und stationären Verhalten Kompromisse gemacht werden, weil die Rückführung für beides zuständig ist.

Eine Verbesserung des Großsignalverhaltens durch eine Vorsteuerung ist schwierig, denn die Sollverläufe der Energien \underline{e}_s und \underline{e}_d müssen so gestaltet werden, dass jede Vorgabe für sich genommen den gleichen (Vorsteuerungs-) Kreisstrom ergibt, denn der Kreisstrom \dot{i}_s kann sowohl aus dem Teilsystem (3.86c) durch Einsetzen von \underline{e}_s und $\dot{\underline{e}}_s$ als auch aus dem Teilsystem (3.86d) durch Einsetzen von \underline{e}_d und $\dot{\underline{e}}_d$ berechnet werden. Darüber hinaus muss der Kreisstrom auch mit der Vorgabe für die vertikale Energiedifferenz e_{d0} verträglich sein, denn das zuständige Teilsystem (3.86b) stellt eine Gleichung für deren Ableitung \dot{e}_{d0} und den Kreisstrom dar. Lösungen des Differentialgleichungssystems, bestehend aus (3.86b), (3.86c) und (3.86d), erfüllen diese Bedingung, weshalb sich die Suche nach einer Vorsteuerung besonders einfach gestaltet, wenn die Lösungen einfach spezifiziert werden können.

In den folgenden Abschnitten wird eine Methode vorgestellt, die das Verhalten der Energien bei Lastwechseln verbessert, um die oben identifizierten Nachteile der Rückführung zu mindern.

4.3 Planungsbasierte Optimierung der Symmetrierung

4.3.1 Grundidee

Ziel der folgenden Abschnitte ist es, das Verhalten der Symmetrierung beim Wechsel zwischen zwei Arbeitsregimes zu verbessern, und zwar auf Basis einer Steuerung der Energien. Dieses Steuerungsproblem ist eine besondere Herausforderung, weil kein flacher Ausgang von (3.86) bekannt ist. Es verbleibt stets eine interne Dynamik. Trotzdem lohnt sich die flachheitsbasierte Berechnung möglichst vieler Systemgrößen, um die Ordnung der internen Dynamik zu minimieren und eine Vereinfachung des Problems zu erreichen.

Diesem Ziel kommt man näher, wenn man zusätzlich zum üblicherweise verwendeten Kreisstrom auch die Gleichtaktspannung zur Symmetrierung der Energien nutzt. Üblicherweise wird der Gleichtaktspannung eine dritte Harmonische der Ausgangsspannung \underline{u}_y eingeprägt, um den linearen Modulationsbereich zu erweitern, wie im Abschnitt 3.4.2 für den stationären Betrieb dargestellt. Zu diesem Zweck nimmt [7] die Gleichtaktspannung in den gewählten Ausgang auf, mit dem Nachteil, dass die Gleichtaktspannung nicht mehr als Regeleingriff zur Verfügung steht. Die interne Dynamik besteht dann aus den Teilsystemen (3.86b) und (3.86d), also aus der vertikalen Energiedifferenz e_{d0} und der komplexen Differenzenergie \underline{e}_d . Schon in [7] wird die Aufnahme von e_{d0} in den Ausgang vorgeschlagen,⁵ aber zu Gunsten eines Ausgangs mit höherer Ordnung der internen Dynamik nicht weiter verfolgt. Ein wesentliches Ergebnis der hier dargestellten Herangehensweise ist die Verwendung der Gleichtaktspannung sowohl als Stellgröße für die Symmetrierung als auch zum Einprägen einer dritten Harmonischen der Ausgangsspannung zur Erweiterung des linearen Modulationsbereichs, mit dem Vorteil, dass die interne Dynamik nur noch aus der komplexen Differenzenergie besteht.

Im Gegensatz zu der üblichen Behandlung des Laststroms als System- bzw. Zustandsgröße spielt der Laststrom hier die Rolle eines zeitveränderlichen Parameters. Insbesondere dann, wenn der Laststrom durch einen Trajektorienfolgeregler geregelt wird, ist diese Vorgehensweise ganz natürlich: Dann liefert die Trajektorienplanung der Last den nominellen Laststrom, seine Ableitung und die nominelle Lastspannung \underline{u}_y , die wiederum bei der Trajektorienplanung des M2Cs verwendet werden. Abweichungen des Laststroms vom nominellen Wert entsprechen im Kontext der M2C-Regelung einer Parameterabweichung, deren Behandlung besonders einfach ist, weil der Laststrom und seine Ableitung durch den Laststromregler bereitgestellt werden können.

Die Regelung der Last ist besonders einfach, wenn die Last durch ein Modell beschrieben werden kann, das differentiell flach ist. Dies ist keine schwerwiegende Einschränkung, denn viele technische Systeme haben diese Eigenschaft, wie z. B. Synchronmaschinen [19], Asynchronmaschinen [65], doppeltgespeiste Asynchronmaschinen [28, 27] oder Wechselrichter mit LC -Filter [39]. Auch bei netzseitigen Stromrichtern lässt sich diese Eigenschaft vorteilhaft nutzen [20]. Im Folgenden wird ein differentiell flaches Lastmodell vorausgesetzt, ohne dass dies eine

⁵Und ist ebenda wie hier Voraussetzung für eine interne Dynamik 2. Ordnung.

gravierende Einschränkung bedeutet. Die Vorgehensweise kann in zwei Schritte unterteilt werden:

Regelung der Last Das Verhalten der Last wird mit Hilfe einer flachheitsbasierten Trajektorienplanung spezifiziert, die zweckmäßigerweise auch für die Regelung der Last verwendet wird. Der Laststrom spielt hier die Rolle einer Systemgröße, deren nomineller Verlauf durch die Planung gegeben wird. Die Ableitung des Laststroms und die Klemmenspannung können ebenfalls auf diesem Weg ermittelt werden.

Regelung des Stromrichters Aus Sicht der Stromrichterregelung sind der Laststrom und dessen Ableitung zeitabhängige Parameter und deren Verlauf ist aus dem vorherigen Schritt bekannt. Die ebenfalls durch den vorherigen Schritt festgelegte Klemmenspannung kann wegen der Eingangstransformation (3.69) einfach gestellt werden. Die Verläufe der Energien e_{s0} , e_{d0} , \underline{e}_s und \underline{e}_d werden so geplant, dass der Stromrichter möglichst schnell dem Betriebsregime der Last nachgeführt wird.

Diese gestaffelte Herangehensweise an das Planungs- und Regelungsproblem wurde bisher in [26] auf die einphasige Schaltung angewendet. Die separate Modellierung von Stromrichter und Last bildet auch für die dreiphasige Schaltung die Grundlage des Lösungsansatzes [21, 22], weil sie, im Gegensatz zur gemeinsamen Modellierung von Stromrichter und Last, einen Rollenwechsel des Laststroms ermöglicht. Außerdem ermöglicht sie den problemlosen Zugriff auf die Klemmenspannung.

Insbesondere bei der Überführung zwischen unterschiedlichen Arbeitsregimes kann die planungsbasierte Stromrichterregelung zur Symmetrierung beitragen, wo bisher nur die Rückführung der Energiefehler auf den Kreisstrom allein zur Symmetrierung verwendet wird. Für die Planung ist es notwendig, die Verläufe der Systemgrößen des M2Cs in Abhängigkeit eines (noch zu wählenden) Ausgangs vorab zu ermitteln, was für alle Systemgrößen bis auf eine der komplexen Energien gelungen ist, wie im folgenden Abschnitt gezeigt. Lediglich der Verlauf einer komplexen Energie (entweder der Differenzenergie \underline{e}_d oder der Summenenergie \underline{e}_s) wird durch Integration einer Differentialgleichung ermittelt.

Einige Ergebnisse der Abschnitte 4.3.2 bis 4.3.7 sind auch in [21, 22] erschienen.

4.3.2 Berechnung der Systemgrößen

In diesem Abschnitt werden zwei Ausgänge des M2C-Modells (3.86) diskutiert, die eine Berechnung aller Systemgrößen, ausgenommen einer komplexen Energie, ermöglichen, also eine interne Dynamik zweiter Ordnung haben. Dies entspricht auch der durch die in [7] untersuchten Ausgänge erzielten geringsten Ordnung der internen Dynamik.

Wählt man die gespeicherte Energie e_{s0} , die vertikale Energiedifferenz e_{d0} , die komplexe Summenenergie \underline{e}_s und die Klemmenspannung \underline{u}_y als Ausgang

$$y = (e_{s0}, e_{d0}, \underline{e}_s, \underline{u}_y) \quad (4.45)$$

des M2C-Modells (3.86), dann lassen sich der Gleichstrom i_{s0} und die ihn treibende Spannung u_{x0} , sowie der Kreisstrom \underline{i}_s und die ihn treibende Spannung \underline{u}_x durch Funktionen von y und seinen Ableitungen berechnen, ohne eine Differentialgleichung zu lösen. Der Laststrom \underline{i} wird dabei als zeitabhängiger Parameter aufgefasst, mit bekanntem Zeitverlauf und bekannter Ableitung $\frac{d}{dt}\underline{i}$. Eine Berechnung der Klemmenspannung \underline{u}_y ist nicht nötig, da sie Teil des Ausgangs ist. Die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d ist weder Teil des Ausgangs y noch lässt sie sich aus y und Ableitungen von y berechnen, ohne eine Differentialgleichung zu integrieren.

Durch Umstellen der Leistungsbilanz (3.86a) erhält man den Gleichstrom

$$i_{s0} = \frac{\dot{e}_{s0} + \operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_y^*)}{u_{\text{DC}}} =: \mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) \quad (4.46)$$

und durch Einsetzen der Ableitung von (4.46) in das Teilsystem (3.86f) und anschließendes Umstellen erhält man die den Gleichstrom i_{s0} treibende Spannung

$$u_{x0} = L_m \frac{d}{dt} i_{s0} = L_m \frac{\ddot{e}_{s0} + \frac{d}{dt} (\operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_y^*))}{u_{\text{DC}}} =: \mathcal{O}_{ux0}(\ddot{e}_{s0}, \underline{u}_y, \underline{\dot{u}}_y). \quad (4.47)$$

Die Gleichtaktspannung u_{y0} und der Kreisstrom \underline{i}_s ergeben sich als Lösung der Teilsysteme (3.86b) und (3.86c): Mit Hilfe der Abkürzung

$$\underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y) = -e^{-j3\theta} \underline{u}_y^* \dot{\underline{e}}_s - \dot{\underline{e}}_s - j\omega \underline{e}_s \quad (4.48)$$

kann man das für die komplexe Summenenergie \underline{e}_s zuständige Teilsystem (3.86c) auf den Kreisstrom

$$\underline{i}_s = \frac{2\underline{i} u_{y0} - \underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y)}{u_{\text{DC}}} \quad (4.49)$$

umstellen und in das für die vertikale Energiedifferenz e_{d0} zuständige Teilsystem (3.86b) einsetzen. Daraus kann die Gleichtaktspannung

$$u_{y0} = \frac{\operatorname{Re}(\underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y) \underline{u}_{y\Delta}^*) - \dot{e}_{d0} u_{\text{DC}}}{2\operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_{y\Delta}^*) + 2\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) u_{\text{DC}}} \quad (4.50)$$

$$=: \mathcal{O}_{uy0}(\dot{e}_{s0}, \dot{e}_{d0}, \underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y)$$

als Funktion von y und \dot{y} ermittelt werden. Setzt man die Gleichtaktspannung (4.50) in (4.49) ein und verwendet die Umformung

$$\operatorname{Re}(\underline{x}^* \underline{y}) \underline{z} - \underline{y} \operatorname{Re}(\underline{z} \underline{x}^*) = j \operatorname{Im}(\underline{z} \underline{y}^*) \underline{x} \quad (4.51)$$

zur Vereinfachung, erhält man den Kreisstrom

$$\underline{i}_s = \mathcal{O}_{is}(\dot{e}_{s0}, \dot{e}_{d0}, \underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y) := \frac{j \operatorname{Im}(\underline{i} \underline{C}^*(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y) \frac{\underline{u}_{y\Delta}}{u_{\text{DC}}} - \mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) \underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y) - \dot{e}_{d0} \dot{\underline{i}}}{\operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_{y\Delta}^*) + \mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) u_{\text{DC}}} \quad (4.52)$$

als Funktion von y und \dot{y} . Der in den Nennern von \mathcal{O}_{is} und \mathcal{O}_{uy0} auftauchende Leistungsterm $\operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_{y\Delta}^*)$ kann vereinfacht werden, denn durch Einsetzen von (3.86g) sieht man, dass die Abhängigkeit von ω entfällt:

$$\operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_{y\Delta}^*) = \operatorname{Re}\left(\underline{i} \underline{u}_y^* - j\omega M_z \underline{i} \underline{i}^* - M_z \underline{i} \frac{d}{dt} \underline{i}^*\right) \quad (4.53)$$

$$= \operatorname{Re}\left(\underline{i} \underline{u}_y^* - M_z \underline{i} \frac{d}{dt} \underline{i}^*\right). \quad (4.54)$$

Mit der Ableitung des Kreisstroms (4.52) und dem Teilsystem (3.86e) lässt sich die den Kreisstrom treibende Spannung

$$\underline{u}_x = (L_z + M_z) \left[\dot{\mathcal{O}}_{is}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \ddot{\underline{e}}_s, \dot{e}_{s0}, \ddot{e}_{s0}, \dot{e}_{d0}, \ddot{e}_{d0}, \underline{u}_y, \dot{\underline{u}}_y) + j\omega \mathcal{O}_{is}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \dot{e}_{s0}, \dot{e}_{d0}, \underline{u}_y) \right] \quad (4.55)$$

berechnen. Somit lassen sich mit Hilfe von (4.46), (4.47), (4.50), (4.52) und (4.55) die Ströme i_{s0} , \underline{i}_s und deren treibende Spannungen u_{x0} , \underline{u}_x sowie die Gleichtaktspannung u_{y0} aus y und dessen Ableitungen berechnen. Die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d kann auf diesem Weg nicht aus y

und dessen Ableitungen berechnet werden, ohne Integration einer Differentialgleichung, denn das für \underline{e}_d zuständige Teilsystem (3.86d) ist die zum Ausgang y gehörige interne Dynamik von (3.86).

Die Integration von (3.86d) gelingt durch den Ansatz $\underline{e}_d = \underline{A}_d e^{-j\vartheta}$ mit dem zeitabhängigen Faktor \underline{A}_d , da die rechte Seite von (3.86d) bis auf den Term $j\omega \underline{e}_d$ nicht von \underline{e}_d abhängt. Die Ableitung des Faktors kann mit Hilfe von y und Zeitableitungen von y berechnet werden und durch anschließende Integration der Faktor selbst und damit die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d .

Bei der Parametrierung über den Ausgang y besteht die erwartbare Singularität bei $u_{\text{DC}} = 0$ und die an der Stelle $\text{Re}(j \underline{u}_{y\Delta}^*) + \mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0})u_{\text{DC}} = 0$. Während erstere bei Kurzschlüssen auf der Gleichspannungsseite auftreten kann, tritt die zweite auf, wenn die Summe von abgegebener und aufgenommener Leistung zu null wird. Das ist der Fall, wenn die Leistung auf der Wechselspannungsseite oder die auf der Gleichspannungsseite längere Zeit null ist, weil die jeweils andere Leistung ebenfalls null werden muss, damit die gespeicherte Energie nicht zu groß oder zu klein wird. Aus demselben Grund müssen beim Wechsel der Energieflussrichtung beide Leistungen möglichst zeitgleich das Vorzeichen wechseln, weshalb die Singularität während dieses Vorgangs zu einem (isolierten) Zeitpunkt auftreten kann. Diese isoliert auftretende Singularität kann durch die Planung von \underline{e}_s und e_{d0} behandelt werden, in dem man die Nullstellen der Zähler von (4.50) und (4.52) auf den Zeitpunkt legt, zu denen der Nenner das Vorzeichen wechselt. Dazu setzt man zweckmäßigerweise sowohl $\underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y)$ als auch \dot{e}_{d0} zu dem entsprechenden Zeitpunkt zu null, denn wenn $\underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y) = 0$ und $\dot{e}_{d0} = 0$ gilt, sind die Zähler von (4.50) und (4.52) null, unabhängig von \underline{i} und \underline{u}_y . Die Existenz der links- und rechtsseitigen Grenzwerte können (gegebenenfalls mit der Regel von de l'Hospital) durch die Planung gesichert werden, solange die Nullstelle des Nenners steiler durchlaufen wird als die des Zählers. Zusätzlich müssen der links- und rechtsseitige Grenzwert von (4.52) identisch sein, um einen stetigen Verlauf des Kreisstroms sicherzustellen.

Diese Behandlung der Singularität ist nicht möglich, wenn eine der Leistungen über einen längeren Zeitraum null ist, wie etwa bei rein induktiver oder kapazitiver Last oder wenn der Laststrom \underline{i} null ist. Ein Ausweg bestünde darin, einen Wechselanteil in der gespeicherten Energie e_{s0} vorzusehen, sodass die Nullstellen des Gleichstroms $\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y)$ isoliert auftreten und die oben beschriebene Strategie anwendbar ist. Ein weiterer Ausweg besteht darin, die Berechnung mit einem anderen Ausgang zu

versuchen.

Tauscht man im Ausgang (4.45) die komplexe Summenenergie \underline{e}_s gegen die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d , erhält man den alternativen Ausgang

$$y_a = (e_{s0}, e_{d0}, \underline{e}_d, \underline{u}_y), \quad (4.56)$$

dessen zugehörige interne Dynamik aus dem für \underline{e}_s zuständigen Teilsystem (3.86c) besteht und bei der Berechnung der Systemgrößen auf eine kubische Gleichung führt, wie im Folgenden gezeigt.

Die Berechnung des Gleichstroms i_{s0} und seiner treibenden Spannung u_{x0} ändern sich nicht und entsprechen den Lösungen (4.46) und (4.47). Die Gleichtaktspannung und der Kreisstrom können nun aus dem Gleichungssystem gelöst werden, das sich aus den Teilsystemen (3.86b) und (3.86d) ergibt. Dabei ist es zweckmäßig, die Abkürzung

$$\underline{D}(\dot{e}_{s0}, \underline{e}_d, \dot{e}_d, \underline{u}_y) = i u_{\text{DC}} - 2\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) \underline{u}_{y\Delta} - \dot{e}_d - j\omega e_d \quad (4.57)$$

einzuführen, wenn man das für die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d zuständige Teilsystem (3.86d) auf den Kreisstrom

$$i_s = \frac{e^{-j3\theta} \underline{u}_{y\Delta}^* \underline{D}^* - 2u_{y0} \underline{D}}{|\underline{u}_{y\Delta}|^2 - 4u_{y0}^2} \quad (4.58)$$

umstellt, um diesen aus dem für die vertikale Energiedifferenz e_{d0} zuständigen Teilsystem (3.86b) zu eliminieren. Das führt auf die kubische Gleichung

$$\dot{e}_{d0} = -2\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) u_{y0} + \frac{2u_{y0} \text{Re}(\underline{u}_{y\Delta}^* \underline{D}) - \text{Re}(e^{j3\theta} \underline{u}_{y\Delta}^2 \underline{D})}{|\underline{u}_{y\Delta}|^2 - 4u_{y0}^2} \quad (4.59)$$

für die Gleichtaktspannung u_{y0} , die mit den (reellen) Koeffizienten

$$a = 8\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) \quad c = 2\text{Re}(\underline{u}_{y\Delta}^* \underline{D}) - 2\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) |\underline{u}_{y\Delta}|^2 \quad (4.60)$$

$$b = 4\dot{e}_{d0} \quad d = -\text{Re}(e^{j3\theta} \underline{u}_{y\Delta}^2 \underline{D}) - \dot{e}_{d0} |\underline{u}_{y\Delta}|^2 \quad (4.61)$$

auf die Form

$$a u_{y0}^3 + b u_{y0}^2 + c u_{y0} + d = 0 \quad (4.62)$$

gebracht werden kann und die für $a \neq 0$, d. h., wenn der Gleichstrom nicht null ist, mindestens eine reelle Lösung hat. Aus der Diskriminante

$$\delta_{(4.62)} = \frac{1}{4} \left[\frac{2b^2}{27a^3} - \frac{bc}{3a^2} + \frac{d}{a} \right]^2 + \left[\frac{3ac - b^2}{9a^2} \right]^3 \quad (4.63)$$

lässt sich ohne einschränkende Abschätzungen keine weitere Aussage über die in der Praxis zu erwartenden Lösungen von (4.62) treffen. Wenn der Gleichstrom $\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y)$ null ist, vereinfacht sich die kubische Gleichung zu der quadratischen Gleichung

$$a' u_{y0}^2 + b' u_{y0} + c' = 0 \quad (4.64)$$

mit den Koeffizienten

$$a' = 4\dot{e}_{d0} \quad (4.65a)$$

$$b' = 2\operatorname{Re}(\underline{u}_{y\Delta}^* \underline{D}') \quad (4.65b)$$

$$c' = -\operatorname{Re}(e^{j3\theta} \underline{u}_{y\Delta}^2 \underline{D}') - \dot{e}_{d0} |\underline{u}_{y\Delta}|^2 \quad (4.65c)$$

und den Lösungen

$$u_{y0} = \frac{-b' \pm \sqrt{b'^2 - 4a'c'}}{2a'}. \quad (4.66)$$

Die Schreibweise \underline{D}' zeigt an, dass die durch (4.57) eingeführte Abkürzung \underline{D} bei $\mathcal{O}_{is0}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) = 0$ die einfachere Form

$$\underline{D}'(\underline{e}_d, \dot{e}_d) = i u_{\text{DC}} - \dot{e}_d - j\omega e_d \quad (4.67)$$

annimmt und unabhängig wird von der Änderungsrate \dot{e}_{s0} der gespeicherten Energie und der Klemmenspannung \underline{u}_y . Reelle Lösungen zur Berechnung der Gleichtaktspannung aus (4.64) existieren, wenn die Diskriminante

$$\delta_{(4.64)} = 4a'c' - b'^2 \quad (4.68)$$

$$= -4\dot{e}_{d0} (\operatorname{Re}(e^{j3\theta} \underline{u}_{y\Delta}^2 \underline{D}') + \dot{e}_{d0} |\underline{u}_{y\Delta}|^2) - 4\operatorname{Re}(\underline{u}_{y\Delta}^* \underline{D}')^2 \quad (4.69)$$

negativ oder null ist. Die quadratische Gleichung vereinfacht sich ihrerseits zu einer linearen Gleichung, wenn \dot{e}_{d0} null wird, weil dann der Koeffizient von u_{y0}^2 verschwindet. In diesem Fall lautet die Lösung

$$u_{y0} = \frac{\operatorname{Re}(e^{j3\theta} \underline{u}_{y\Delta}^2 \underline{D}')}{2\operatorname{Re}(\underline{u}_{y\Delta}^* \underline{D}')} \quad \text{falls } \mathcal{O}_{is0} = 0 \quad \text{und} \quad \dot{e}_{d0} = 0. \quad (4.70)$$

Die Lösung des Kreisstroms i_s gewinnt man durch Einsetzen einer Lösung für die Gleichtaktspannung u_{y0} in (4.58). Im Vergleich zur Berechnung

der Gleichtaktspannung u_{y0} mit (4.50) und des Kreisstroms \underline{i}_s mit (4.52) als Funktionen des Ausgangs y und seinen Ableitungen, bietet die alternative Berechnung über den Ausgang y_a mehr Freiheitsgrade, um die Lösbarkeit nach u_{y0} und \underline{i}_s zu erhalten, selbst wenn der Gleichstrom oder der Laststrom zu null wird, denn die Abkürzung \underline{D}' ist immer von \underline{e}_d und $\dot{\underline{e}}_d$ abhängig. Für den Betrieb mit rein induktivem oder kapazitivem Laststrom oder wenn der Laststrom null ist, ist der Ausgang y_a vorteilhafter, weil man die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d und die vertikale Energiedifferenz e_{d0} anpassen kann und nicht auf eine Anpassung der gespeicherten Energie e_{s0} ausweichen muss, die konstant bleiben kann. Außerdem vereinfacht sich die interne Dynamik bei $\underline{i} = 0$ zu

$$\dot{\underline{e}}_s = \underline{i}_s u_{DC} - j\omega \underline{e}_s. \quad (4.71)$$

Allerdings erschwert die zur Lösung der kubischen Gleichung (4.62) notwendige Fallunterscheidung eine Verwendung des alternativen Ausgangs y_a außerhalb der oben genannten Betriebsfälle, weshalb sich die folgenden Ausführungen auf den Ausgang y beschränken.

4.3.3 Trajektorienplanung für die Last

Die Betrachtung beschränkt sich auf Lastmodelle, die differentiell flach sind und daher die Berechnung des Laststroms \underline{i} und seiner Ableitung sowie der Klemmenspannung \underline{u}_y aus einem flachen Ausgang y_L und seinen Ableitungen ermöglichen:

$$\underline{i} = \underline{Q}_i(y_L, \dot{y}_L, \dots, y_L^{(\sigma)}), \quad \sigma \in \mathbb{N} \quad (4.72)$$

$$\frac{d}{dt} \underline{i} = \dot{\underline{Q}}_i(y_L, \dot{y}_L, \dots, y_L^{(\sigma+1)}) \quad (4.73)$$

$$\underline{u}_y = \underline{Q}_{uy}(y_L, \dot{y}_L, \dots, y_L^{(\epsilon)}), \quad \epsilon \in \mathbb{N}. \quad (4.74)$$

Beispielhaft wird im Folgenden eine induktive Last mit Gegenspannung \underline{u}_Q und Reihenwiderstand R_Q angenommen, und durch

$$L_Q \frac{d}{dt} \underline{i} = \underline{u}_y - \underline{u}_Q - (R_Q + j\omega L_Q) \underline{i} \quad (4.75)$$

modelliert. Dies ist ein flaches System, wobei der Strom \underline{i} ein flacher

Angang $\underline{y}_L = \underline{i}$ ist und die Berechnung

$$\underline{i} = \mathcal{O}_i(\underline{y}_L) := \underline{y}_L \quad (4.76)$$

$$\frac{d}{dt}\underline{i} = \dot{\mathcal{O}}_i(\underline{y}_L, \dot{\underline{y}}_L) := \dot{\underline{y}}_L \quad (4.77)$$

$$\begin{aligned} \underline{u}_y = \mathcal{O}_{uy}(\underline{y}_L, \dot{\underline{y}}_L) := \\ L_Q \dot{\mathcal{O}}_i(\underline{y}_L, \dot{\underline{y}}_L) + \underline{u}_Q - (R_Q + j\omega L_Q)\mathcal{O}_i(\underline{y}_L). \end{aligned} \quad (4.78)$$

ermöglicht. Die Stellgröße \underline{u}_y des Lastmodells und der Laststrom \underline{i} wurden passend zu den Variablen des M2C-Modells (3.86) bezeichnet, um die Verschaltung von M2C und Last wiederzugeben. Durch die Behandlung des Laststroms als zeitabhängigen Parameter und durch die Möglichkeit, die Klemmenspannung einzuprägen, eignet sich das M2C-Modell (3.86) besonders gut für induktive Lasten und dieser Fall wird hier weiter verfolgt. Bei verschwindender Induktivität L_Q dominiert die von den Zweigdrosseln stammende Induktivität $L_z - M_z$ das Verhalten des Laststroms, was mit der alternativen Stellgrößentransformation (3.74) und einem auf (3.75) basierenden M2C-Modell abgebildet werden kann. Die im Folgenden ausgeführten Trajektorienplanungen der Last und des M2Cs bleiben auch im zweiten Fall formal gültig.

Die nominellen Verläufe der Klemmenspannung, des Laststroms und seiner Ableitung wird durch eine Solltrajektorie $t \mapsto \underline{i}_d(t)$ für den Laststrom festgelegt. Ein Trajektorienfolgeregler für den Laststrom \underline{i} ist durch

$$\begin{aligned} \underline{u}_y = \underline{u}_Q + (R_Q + j\omega L_Q)\underline{i} \\ + L_Q \left[\frac{d}{dt}\underline{i}_d + k_P(\underline{i}_d - \underline{i}) + k_I \int_0^t (\underline{i}_d - \underline{i}) dt' \right] \end{aligned} \quad (4.79)$$

mit den Reglerparametern $k_P > 0$ und $k_I > 0$ gegeben.

Für die Planung der Last genügt es, einen stetigen Verlauf des Stroms sicherzustellen, was durch den Ansatz

$$\underline{i}_d = \underline{I}_A + (\underline{I}_B - \underline{I}_A)F_1(\tau_L), \quad \tau_L = \frac{t}{T_L} \quad (4.80)$$

gelingt, welcher mit Hilfe der linearen Rampe

$$F_1(\tau) = \begin{cases} 0 & \tau < 0 \\ \tau & 0 \leq \tau \leq 1 \\ 1 & \tau > 0 \end{cases} \quad (4.81)$$

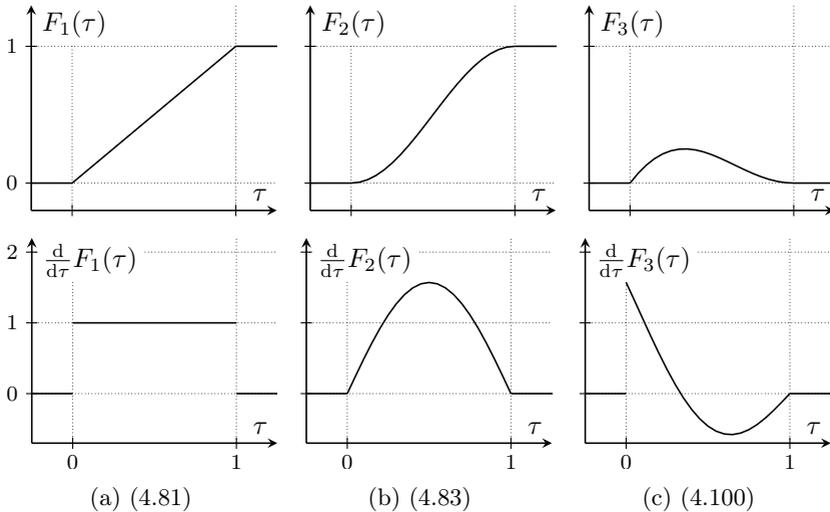


Abb. 4.13: Eine Anforderung an die Trajektorienplanung ist es, die Stetigkeitsanforderungen der Systemgrößen zu erfüllen. Um diese Teilaufgabe vorteilhaft zu bewältigen, werden die dargestellten Funktionen skaliert und verschoben: (a) lineare Rampe, (b) Rampe mit stetigem Verlauf der ersten Ableitung, (c) vorgegebene Ableitung an der Stelle $\tau = 0$. Die Rampe $F_1(\tau)$ verwirklicht eine lineare Überführung von Null nach Eins, wenn die normierte Zeit τ von Null bis Eins läuft, d. h., die Ableitung $\frac{d}{d\tau}F_1(\tau)$ ist währenddessen Eins. Die Funktion $F_2(\tau)$ überführt ebenfalls von Null nach Eins, hat aber während der gesamten Zeit $-\infty < \tau < \infty$ eine stetige Ableitung. Durch Skalieren von $F_3(\tau)$ kann man die Ableitung an der Stelle $\tau = 0$ festlegen, während die Stetigkeit von $F_3(\tau)$ überall erhalten bleibt. Erstmals erschienen in [21].

(dargestellt in Abb. 4.13a) innerhalb von $0 \leq t \leq T_L$ den stationären Betrieb mit $\dot{i}_d = \underline{I}_A$ verlässt und auf den stationären Betrieb mit $\dot{i}_d = \underline{I}_B$ überführt.

4.3.4 Trajektorienplanung für den M2C

Aufgabe der Trajektorienplanung für den M2C ist es, die nominellen Verläufe für den Ausgang y vorzugeben und den stationären Betrieb des M2Cs baldmöglichst anzunehmen. Bei der Trajektorienplanung für den M2C wird der Laststrom als zeitabhängiger Parameter aufgefasst, dessen

Verlauf durch die Trajektorienplanung für die Last gegeben ist. Der von der Planung für die Last stammende nominelle Verlauf der Klemmenspannung \underline{u}_y kann ebenfalls übernommen werden, da die Klemmenspannung eine Komponente des Ausgangs y ist.

Zur Ermittlung stationärer Arbeitsregimes von (3.86) können zwei Möglichkeiten unterschieden werden:

1. Direkte Vorgabe der Trajektorien für $y = (e_{s0}, e_{d0}, \underline{e}_s, \underline{u}_y)$ und Integration des für die komplexe Differenzenergie zuständigen Teilsystems (3.86d) liefert alle restlichen Systemgrößen. Anschließend überprüft man, ob die resultierenden Verläufe der Systemgrößen, also auch der Tastverhältnisse, technisch realisierbar sind, was in der Regel die ohnehin erforderliche Transformation in die natürlichen Größen verlangt.
2. Einsetzen gewünschter Betriebsbedingungen in das Modell (3.86) des M2Cs und anschließende Integration, wie in Abschnitt 3.4 gezeigt. Die technische Realisierbarkeit der resultierenden Verläufe muss ebenfalls geprüft werden.

Bei Möglichkeit 1 muss lediglich eine komplexe Systemgröße durch Integration ermittelt werden, aber die Vorgabe insbesondere von e_{d0} bzw. \underline{e}_s ist schwieriger, wenn der Gleichtaktspannung u_{y0} eine dritte Harmonische der Ausgangsspannung aufgeprägt werden soll, um den Bereich linearer Modulation zu erweitern. Bei Möglichkeit 2 ist die Ordnung des zu integrierenden Systems in der Regel höher, denn die Vorgaben von Verläufen von Systemgrößen, die nicht dem Ausgang $y = (e_{s0}, e_{d0}, \underline{e}_s, \underline{u}_y)$ angehören, ziehen in der Regel Differentialgleichungen für die Komponenten von y nach sich. Die Überführungen werden hier mit Möglichkeit 1 verwirklicht, wobei die Verläufe der Energien e_{s0} , e_{d0} , \underline{e}_s anhand der Gestalt der stationären Lösungen angesetzt werden, zu deren Berechnung sich Möglichkeit 2 anbietet. Denn im Falle stationären Betriebs vereinfacht sich die Integration erheblich, wie schon im Abschnitt 3.4 gesehen. Die dort untersuchten Lösungen für e_{s0} , e_{d0} und \underline{e}_s können durch die Form

$$e_{s0N} = E_{s0} \quad (4.82a)$$

$$e_{d0N} = \operatorname{Re}(\underline{E}_{d0c} e^{j3\vartheta}) \quad (4.82b)$$

$$\underline{e}_{sN} = \underline{E}_p e^{j3\vartheta} + \underline{E}_n e^{-j3\vartheta} \quad (4.82c)$$

beschrieben werden, indem man den reellen Parameter E_{s0} und die komplexen Parameter \underline{E}_{d0c} , \underline{E}_p und \underline{E}_n entsprechend wählt. Bei stationärem

Betrieb sind diese Parameter konstant. Daher erscheint es sinnvoll, die Überführung mit Hilfe der Rampenfunktion

$$F_2(\tau) = \begin{cases} 0 & \tau < 0 \\ \frac{1 - \cos(\tau\pi)}{2} & 0 \leq \tau \leq 1 \\ 1 & \tau > 0 \end{cases} \quad (4.83)$$

(dargestellt in Abb. 4.13b) und auf Basis der Ansätze

$$E_{s0} = A_{s0}F_2(1 - \tau_{M2C}) + B_{s0}F_2(\tau_{M2C}) \quad (4.84)$$

$$\underline{E}_{d0c} = \underline{A}_{d0}F_2(1 - \tau_{M2C}) + \underline{B}_{d0}F_2(\tau_{M2C}) \quad (4.85)$$

$$\underline{E}_p = \underline{A}_pF_2(1 - \tau_{M2C}) + \underline{B}_pF_2(\tau_{M2C}) \quad (4.86)$$

$$\underline{E}_n = \underline{A}_nF_2(1 - \tau_{M2C}) + \underline{B}_nF_2(\tau_{M2C}) \quad (4.87)$$

zu gestalten, wobei E_{s0} , \underline{E}_{d0c} , \underline{E}_p und \underline{E}_n dadurch während der Überführung $0 \leq \tau_{M2C} \leq 1$ nicht mehr konstant sind. Dabei ermöglicht die normierte Zeit $\tau_{M2C} = \frac{t}{\tau_{M2C}}$ eine von der Überführungszeit τ_L der Last unabhängige Überführung für den Stromrichter. Die mit A bezeichneten konstanten Parameter A_{s0} , \underline{A}_{d0} , \underline{A}_p und \underline{A}_n der Ansätze werden so gewählt, dass sie den Betrieb vor der Überführung wiedergeben und die mit B bezeichneten (ebenfalls konstanten) Parameter geben den Betrieb nach der Überführung wieder. Daraus lassen sich die Ableitungen

$$\dot{e}_{s0N} = (B_{s0} - A_{s0})\dot{\tau}_{M2C}F_2'(\tau_{M2C}) \quad (4.88a)$$

$$\dot{e}_{d0N} = \text{Re}((\underline{B}_{d0} - \underline{A}_{d0}) [\dot{\tau}_{M2C}F_2'(\tau_{M2C}) + j3\omega F_2(\tau_{M2C})] e^{j3\vartheta}) \quad (4.88b)$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_{sN} &= (\underline{B}_p - \underline{A}_p) [\dot{\tau}_{M2C}F_2'(\tau_{M2C}) + j3\omega F_2(\tau_{M2C})] e^{j3\vartheta} \\ &+ (\underline{B}_n - \underline{A}_n) [\dot{\tau}_{M2C}F_2'(\tau_{M2C}) - j3\omega F_2(\tau_{M2C})] e^{-j3\vartheta} \end{aligned} \quad (4.88c)$$

angeben, wobei F_2' die Ableitung von F_2 nach der normierten Zeit bezeichnet. Die Ableitungen sind besonders übersichtlich, wenn man vorher die Ansätze (4.84) bis (4.87) mit der Umformung

$$A F_2(1 - \tau) + B F_2(\tau) = A + (B - A)F_2(\tau) \quad (4.89)$$

vereinfacht, weil F_2 dann nur einmal auftritt. Die noch benötigten zweiten Ableitungen können ebenfalls sehr einfach angegeben werden.

Der nominelle Gleichstrom (4.46) und der nominelle Kreisstrom (4.52) müssen stetig sein, damit die jeweiligen treibenden Spannungen berechnet werden können. Durch die Überblendung mittels F_2 garantiert der Ansatz (4.82) zwar stetige Ableitungen der vorgegebenen Energien, aber im Verlauf der Ausgangsspannung \underline{u}_y , die in den Funktionen zur Berechnung der Ströme auftritt, können Sprungstellen auftreten. Ein Ausweg bestünde darin, die Planung der Last einzuschränken und Sprünge zu vermeiden. Dadurch könnte nicht das volle dynamische Potenzial des Stromrichters und der Last ausgenutzt werden. Aus diesem Grund wird hier eine andere Strategie verfolgt, bei der die Ableitungen der Energien an den Sprungstellen der Ausgangsspannung so angepasst werden, dass sich ein stetiger Gleichstrom und ein stetiger Kreisstrom ergeben.

Aus der Stetigkeit des Gleichstroms i_{s0} kann man eine Beziehung der links- und der rechtsseitigen Ableitung von e_{s0} an jeder der Sprungstellen $t_s \in \{0, T_L\}$ der Klemmenspannung \underline{u}_y herleiten. Das geschieht durch Gleichsetzen der links und rechtsseitigen Grenzwerte an den Sprungstellen t_s :

$$\lim_{t \rightarrow t_s^-} i_{s0} = \lim_{t \rightarrow t_s^+} i_{s0} \quad (4.90)$$

$$\lim_{t \rightarrow t_s^-} \mathcal{O}_{i_{s0}}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y) = \lim_{t \rightarrow t_s^+} \mathcal{O}_{i_{s0}}(\dot{e}_{s0}, \underline{u}_y). \quad (4.91)$$

Setzt man (4.46) ein und berücksichtigt die Stetigkeit des Laststroms \underline{i} , die Annahme einer konstanten Gleichspannung u_{DC} sowie die Schreibweise

$$\lim_{t \rightarrow t_s^-} \dot{e}_{s0} = \dot{e}_{s0}(t_s^-) \quad \lim_{t \rightarrow t_s^+} \dot{e}_{s0} = \dot{e}_{s0}(t_s^+) \quad (4.92)$$

$$\lim_{t \rightarrow t_s^-} \underline{u}_y = \underline{u}_y(t_s^-) \quad \lim_{t \rightarrow t_s^+} \underline{u}_y = \underline{u}_y(t_s^+) \quad (4.93)$$

für die links- und rechtsseitigen Werte der Ableitungen von e_{s0} und \underline{u}_y , erhält man die Bedingung

$$\frac{\dot{e}_{s0}(t_s^-) + \operatorname{Re}(\underline{i}^* \underline{u}_y(t_s^-))}{u_{DC}} = \frac{\dot{e}_{s0}(t_s^+) + \operatorname{Re}(\underline{i}^* \underline{u}_y(t_s^+))}{u_{DC}}. \quad (4.94)$$

Aufgelöst nach $\dot{e}_{s0}(t_s^+)$ ergibt sich die Forderung

$$\dot{e}_{s0}(t_s^+) = \dot{e}_{s0}(t_s^-) + \operatorname{Re}(\underline{i}^* [\underline{u}_y(t_s^-) - \underline{u}_y(t_s^+)]), \quad (4.95)$$

die eingehalten werden muss, um eine stetige Parametrierung des Gleichstroms i_{s0} zu erhalten, wenn \underline{u}_y an der Stelle $t = t_s$ springt. Die linksseitige Ableitung $\dot{e}_{s0}(t_s^-)$ kann einer vorherigen Planung entnommen oder mit (3.86a) bestimmt werden.

Analog dazu müssen die Stetigkeitsbedingungen für den Kreisstrom \underline{i}_s bei dessen Parametrierung durch (4.52) berücksichtigt werden. Hier sind es Sprünge in $\underline{u}_{y\Delta}$ und ggf. \dot{e}_{d0} , die durch Sprünge von $\underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y)$ kompensiert werden müssen. Setzt man auf der rechten Seite der Stetigkeitsbedingung

$$\lim_{t \rightarrow t_s^-} \underline{i}_s = \lim_{t \rightarrow t_s^+} \underline{i}_s \quad (4.96)$$

die Berechnung (4.52) des Kreisstroms ein, ergibt sich eine Gleichung für $\lim_{t \rightarrow t_s^+} \underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y)$:

$$\underline{i}_s(t_s^-) = \frac{j \operatorname{Im}(\underline{i} \underline{C}^*(t_s^+)) \frac{\underline{u}_{y\Delta}(t_s^+)}{u_{\text{DC}}} - i_{s0} \underline{C}(t_s^+) - \dot{e}_{d0}(t_s^+) \underline{i}}{\operatorname{Re}(\underline{i} \underline{u}_{y\Delta}^*(t_s^+)) + i_{s0} u_{\text{DC}}}. \quad (4.97)$$

Dabei dient die Abkürzung $\lim_{t \rightarrow t_s^+} \underline{C}(\underline{e}_s, \dot{\underline{e}}_s, \underline{u}_y) = \underline{C}(t_s^+)$ einer kürzeren Notation. Außerdem sind der Gleichstrom i_{s0} und der Laststrom \underline{i} stetig und eine Unterscheidung von links- und rechtsseitigem Grenzwert nicht nötig. Die Lösung

$$\underline{C}(t_s^+) = - \frac{i_{s0} \underline{i}_s(t_s^-) u_{\text{DC}} + \underline{i} [\operatorname{Re}(\underline{i}_s(t_s^-) \underline{u}_{y\Delta}^*(t_s^+)) + \dot{e}_{d0}(t_s^+)]}{i_{s0}} \quad (4.98)$$

liefert den Wert von \underline{C} in (4.48), aus der die Bedingung

$$\dot{\underline{e}}_s(t_s^+) = -\underline{C}(t_s^+) - e^{-j3\theta} \underline{i}^* \underline{u}_y^*(t_s^+) - j\omega \underline{e}_s, \quad (4.99)$$

für die Ableitung der komplexen Summenenergie \underline{e}_s hervorgeht, die bei einem Sprung von \underline{u}_y trotzdem eine stetige Parametrierung des Kreisstroms \underline{i}_s ermöglicht. Eine Unterscheidung von $\lim_{t \rightarrow t_s^+} \underline{e}_s$ und $\lim_{t \rightarrow t_s^-} \underline{e}_s$ erübrigt sich wegen der Stetigkeit von \underline{e}_s .

Die Bedingungen (4.95) und (4.99) beziehen sich auf die Ableitungen der Trajektorien für e_{s0} bzw. \underline{e}_s und lassen sich zweckmäßigerweise durch die Ergänzung der ursprünglichen Ansätze e_{s0N} und \underline{e}_{sN} erfüllen. Durch

Skalieren der in Abb. 4.13c dargestellten Hilfsfunktion

$$F_3(\tau) = \begin{cases} 0 & \tau < 0 \\ \sin(\tau \frac{\pi}{2}) - F_2(\tau) & 0 \leq \tau \leq 1 \\ 0 & \tau > 0 \end{cases} \quad (4.100)$$

kann die Ableitung an der Stelle $\tau = 0$ eingestellt werden, ohne die Stetigkeit der Funktion zu gefährden, was die ergänzten Ansätze

$$e_{s0M} = e_{s0N} + C_{s0}F_3(\tau_L) + D_{s0}F_3(1 - \tau_L) \quad (4.101a)$$

$$\underline{e}_{sM} = \underline{e}_{sN} + \underline{C}_sF_3(\tau_L) + \underline{D}_sF_3(1 - \tau_L) \quad (4.101b)$$

motiviert. Die Parameter C_{s0} und \underline{C}_s dienen der Sprungstelle $t = 0$ und können aus (4.95) und (4.99) bestimmt werden. Die Parameter D_{s0} und \underline{D}_s sind für die Sprungstelle $t = T_L$ vorgesehen und können auf analoge Weise berechnet werden, mit dem Unterschied, dass nun die linksseitige Ableitung eingestellt wird. Die Eigenschaften $F_3(0) = 0$ und $F_3(1) = 0$ ermöglichen eine besonders einfache Implementierung der Bedingung (4.99), weil sie bei $\tau = 0$ und $\tau = 1$ die ursprünglichen Werte von \underline{e}_{sN} erhalten und bei Auswertung von (4.99) für \underline{e}_s eingesetzt werden können.

Mit den obigen Ausführungen können nun Trajektorien für den Ausgang y konstruiert, und die Systemgrößen des über diesen Ausgang steuerbaren Teilsystems des M2Cs berechnet werden. Lediglich die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d muss durch Integration ermittelt werden, um die Informationen zur Berechnung der natürlichen Größen zu erhalten. Zur Veranschaulichung zeigt Abb. 4.14 eine Überführung zwischen zwei stationären Regimes mit Hilfe der Ansätze

$$e_{s0,d} = e_{s0M} \quad (4.102a)$$

$$e_{d0,d} = e_{d0N} \quad (4.102b)$$

$$\underline{e}_{s,d} = \underline{e}_{sM}. \quad (4.102c)$$

Die nicht dargestellte gespeicherte Energie e_{s0} bleibt konstant und muss in diesem Beispiel nicht auf Unstetigkeiten in der Klemmenspannung \underline{u}_y reagieren, denn diese wird durch die Lastspannungsquelle \underline{u}_Q auf 240 V fixiert, weil Lastwiderstand und -induktivität der Einfachheit zu Null angenommen wurden. Diese im Kontext der Trajektorienplanung zulässige

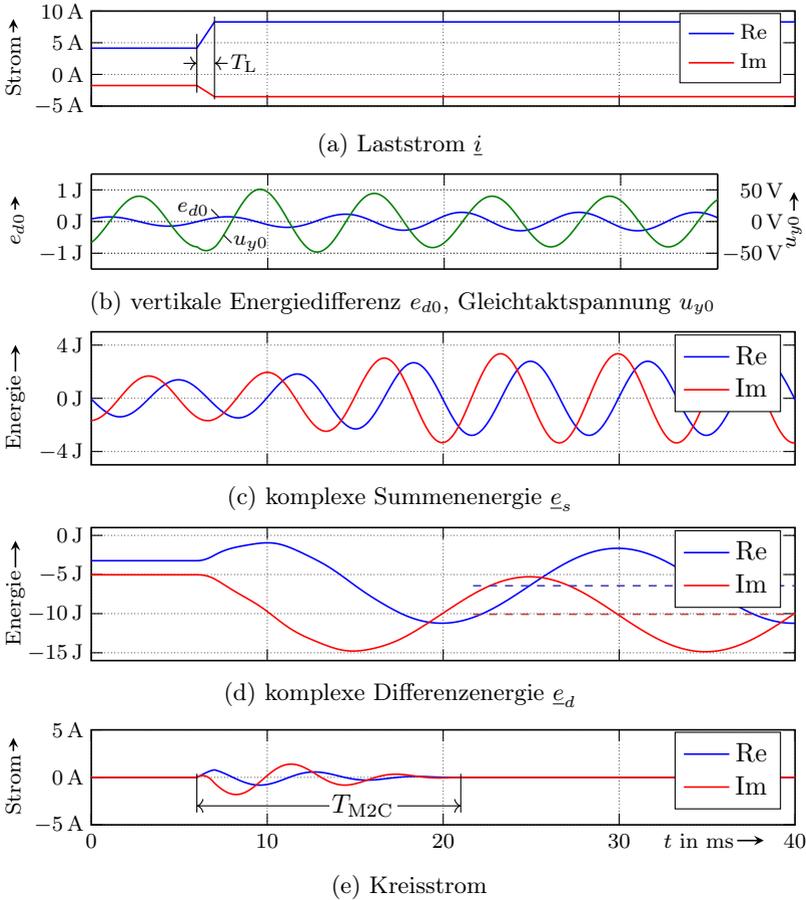


Abb. 4.14: Beispielverläufe einer Überführung zwischen zwei stationären Regimes bei Speisung einer Lastspannungsquelle $\underline{u}_Q = 240 \text{ V}$ mit Hilfe der Ansätze (4.102) ohne Symmetrierung. Die gespeicherte Energie e_{s0} wird konstant gehalten und die Klemmenspannung \underline{u}_y entspricht \underline{u}_Q (beide nicht dargestellt), während der Laststrom innerhalb von $T_L = 1 \text{ ms}$ von $\underline{i} = 4,5 \text{ A} \angle -23^\circ$ auf $\underline{i} = 9 \text{ A} \angle -23^\circ$ erhöht wird.

Nach Ablauf der Überführungszeit $T_{M2C} = 15 \text{ ms}$ treten die dem Ausgang $y = (e_{s0}, e_{d0}, \underline{e}_s, \underline{u}_y)$ angehörenden Energien in den neuen stationären Betrieb ein. Die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d verfehlt den symmetrischen Betrieb (gestrichelt) und erreicht ihn auch nach langer Zeit nicht. Das ist nachteilig für die Verläufe Kondensatorspannungen, zu sehen in Abb. 4.15.

Vereinfachung führt zu konsistenten Verläufen, verlangt aber einen anderen Laststromregler, da sie dem oben vorgestellten Regler (4.79) seinen Freiheitsgrad entzieht. Später wird diese Vereinfachung zurückgenommen.

Man erkennt in Abb. 4.14 die Wirkung der angesetzten Überblendungen (4.85), (4.86) und (4.87) in den Verläufen von e_{d0} , u_{y0} und \underline{e}_s . Der Anfangswert der komplexen Differenzengie \underline{e}_d wurde so eingestellt, dass die Verläufe von einem stationären Betrieb ausgehen. Ab dem Start der Überführung tritt eine große Abweichung auf, die auch nach der Überführung weit vom neuen gewünschten stationären Wert abweicht. Denn der Kreisstrom steuert in diesem Beispiel lediglich die dem Ausgang angehörenden Energien. Dies führt zu unsymmetrischen Verläufen der Kondensatorspannungen und bewirkt eine schlechte Ausnutzung des Aussteuerbereichs, wie man an den zugehörigen Verläufen in Abb. 4.15 sieht.

Um den symmetrischen stationären Wert auch für die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d zu erreichen wird die Trajektorie von \underline{e}_s um den mit F_2 gefensternten Wechselanteil

$$\underline{e}_{sK} = \underline{K} [F_2(2\tau_{M2C}) + F_2(1 - 2\tau_{M2C}) - 1] e^{-j2\vartheta} \quad (4.103)$$

erweitert, dessen Amplitude und Phasenlage mit der komplexen Konstante \underline{K} eingestellt werden kann:

$$e_{s0,d} = e_{s0M} \quad (4.104a)$$

$$e_{d0,d} = e_{d0N} \quad (4.104b)$$

$$\underline{e}_{s,d} = \underline{e}_{sM} + \underline{e}_{sK}. \quad (4.104c)$$

Die Fensterung in (4.103) garantiert, dass die Anfangs- und Endwerte der mit \underline{e}_{sM} ursprünglich angesetzten Überführung nicht verändert werden. Diese ausblendende Eigenschaft muss auch für die Ableitungen gelten, was durch das Verschwinden der Ableitungen von F_2 bei $\tau_{M2C} = 0$ und $\tau_{M2C} = 1$ gewährleistet wird. Die anderen Energien werden wie gehabt übernommen, sodass sich der zu optimierende Ansatz (4.104) ergibt. Die Berechnung des Parameters \underline{K} wird im nächsten Abschnitt erklärt.

4.3.5 Berechnung des verbleibenden Parameters

Die Berechnung des verbleibenden Parameters \underline{K} fußt auf der Forderung, dass der Verlauf der komplexen Differenzenergie \underline{e}_d am Ende der Über-

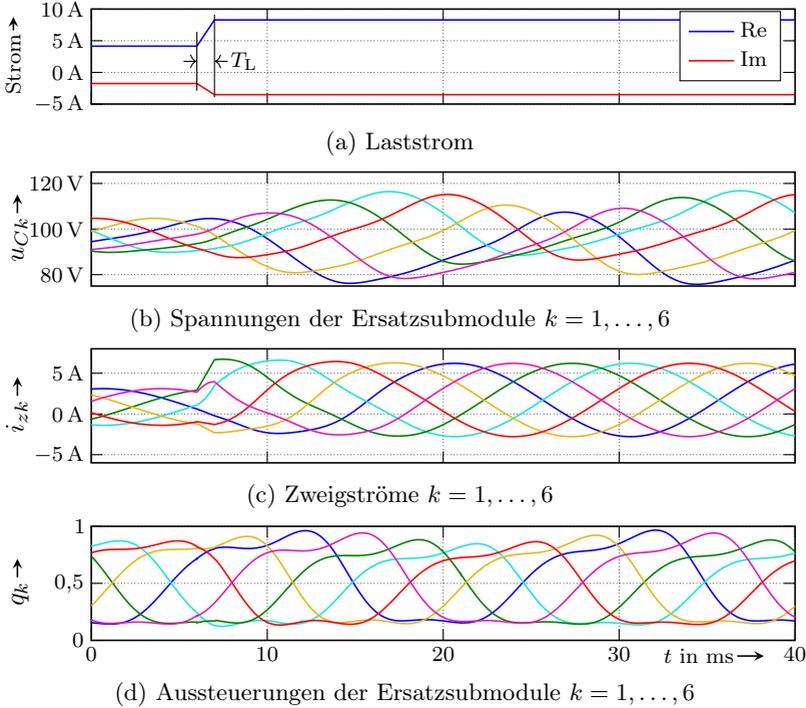


Abb. 4.15: Verläufe der Kondensatorspannungen, Zweigströme und Aussteuerungen bei der Überführung ohne Symmetrierung aus Abb. 4.14. Zur besseren Orientierung wird der Laststrom wiederholt (a).

führung in den neuen stationären Betrieb eintritt. Diese Bedingung lässt sich als Gleichung für \underline{K} auffassen:

$$\underline{e}_{d,\text{ref}}(T_{M2C}) = \underline{e}_{d,d}(\underline{K}, T_{M2C}). \quad (4.105)$$

Dabei entspricht $\underline{e}_{d,\text{ref}}(T_{M2C})$ dem gewünschten stationären Wert von \underline{e}_d am Ende der Überführung und $\underline{e}_{d,d}(\underline{K}, T_{M2C})$ dem vorausberechneten Wert an dieser Stelle in Abhängigkeit der Konstanten \underline{K} . Ersterer lässt sich einfach bestimmen, wie an den Beispielen in Abschnitt 3.4 ersichtlich. Die Berechnung von $\underline{e}_{d,d}$ ist aufwändiger, da sie auf die Trajektorien für e_{s0} , e_{d0} und \underline{e}_s zurückgreift, um die rechte Seite des Teilsystems (3.86d) zu ermitteln und anschließend zu integrieren.

Im Sinne einer effizienten Implementierung des Verfahrens ist eine analytische Berechnung des Integrals und der Lösung von (4.105) wünschenswert, wie sie bei dem deutlich einfacheren Fall der einphasigen Schaltung in [26] möglich war. Bisher ist eine geschlossene Lösung von (4.105) mit den hier gezeigten Ansätzen nicht gelungen. Um die Wirksamkeit des Verfahrens zu untersuchen, wird daher ein numerischer Ansatz verfolgt, bei dem die Bedingung (4.105) als Kostenfunktion

$$G(\underline{K}) = |\underline{e}_{d,\text{ref}}(T_{M2C}) - \underline{e}_{d,d}(\underline{K}, T_{M2C})| \quad (4.106)$$

ausgedrückt wird, um sie einem numerischen Minimierungsverfahren zugänglich zu machen. Die Integration der internen Dynamik (3.86d) mittels Trapezregel und einer Zeitdiskretisierung, die der Abtastrate der Stromrichterregelung entspricht, war dabei ausreichend. Von einer numerischen Lösung von (4.105) wurde abgesehen, zugunsten der Minimierung $G(\underline{K})$, weil letzteres robust ist, wenn keine Lösungen von (4.105) existieren.

Abb. 4.16 zeigt dieselbe Überführung der Last wie Abb. 4.14, aber mit dem optimierten Ansatz (4.104). Sowohl die dem Ausgang angehörenden Energien e_{s0} , e_{d0} und \underline{e}_s als auch die komplexe Differenzenergie \underline{e}_d treten nach Ablauf der Überführungszeit T_{M2C} in den neuen symmetrischen stationären Betrieb ein. Die optimierte Überführung gewährleistet symmetrische Verläufe der Kondensatorspannungen, wie in Abb. 4.17 ersichtlich. Die Trajektorienplanung (4.104) überführt die Energien des Stromrichters in endlicher Zeit in den neuen stationären, symmetrischen Betrieb und verringert die üblicherweise auftretenden Kondensatorspannungsschwankungen. Sie ist eine Lösung für das zu Beginn dieses Kapitels vorgebrachte Steuerungsproblem. Während der Überführung wird die Gleichtaktspannung u_{y0} allerdings deutlich höher angesteuert als im stationären Betrieb, weil die Wirkung des Kreisstroms i_s auf die vertikale Energiedifferenz e_{d0} ausgeglichen werden muss, wie in Abb. 4.16b zu sehen. Dieser im Sinne einer guten Symmetrierung erwünschten Kompensation sind Grenzen gesetzt, weil der Stellbereich der Gleichtaktspannung sehr eingeschränkt ist und u_{y0} idealerweise nicht von dem für die *triplen harmonic injection* benötigten Verlauf abweichen darf. Bei sinkendem Gleichstrombetrag muss die Aussteuerung der Gleichtaktspannung noch erhöht werden, um die Wirkung aufrecht zu halten, was die Situation verschärft. Die Reserve an der unteren Grenze der Aussteuerungen q_k ist dabei kritischer, denn diese lässt sich nur durch Anheben der Gleichspannung u_{DC} erhöhen. Die Reserve an der oberen Aussteuerungsgrenze lässt sich durch Anheben der gespeicherten Energie e_{s0} vergrößern, wenn die Spannungsgrenze

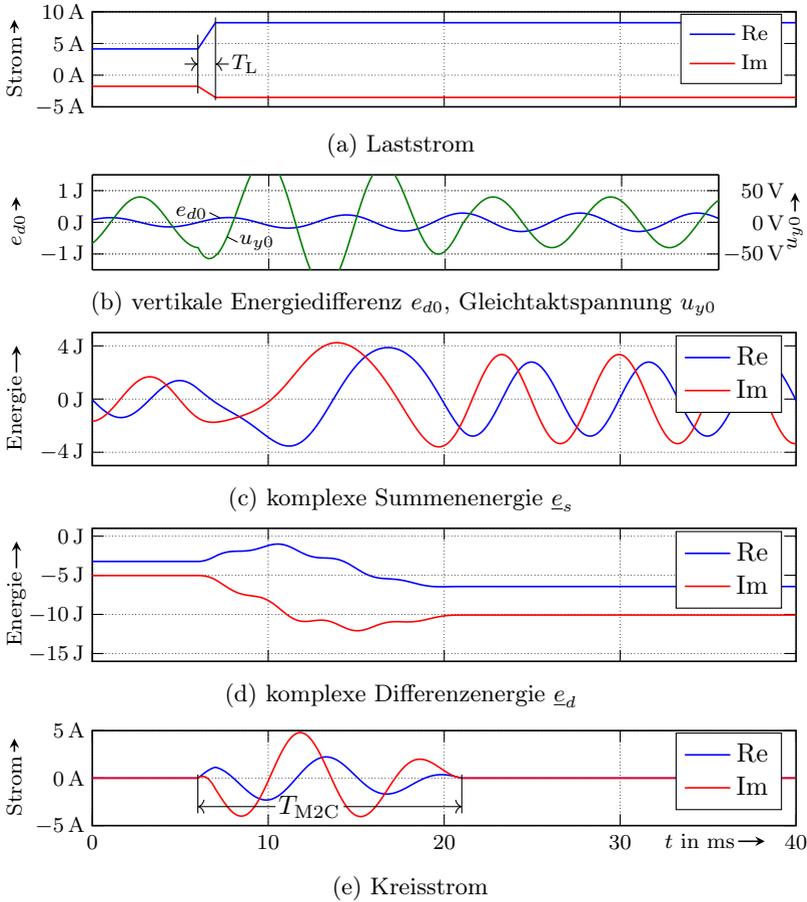


Abb. 4.16: Beispielverläufe einer Überführung zwischen zwei stationären Regimes bei Speisung einer Lastspannungsquelle $\underline{u}_Q = 240 \text{ V}$ mit Hilfe der Ansätze (4.104) mit Symmetrierung. Die Verläufe der Last sind identisch zu Abb. 4.14, aber die Verläufe aller Energien treten nach Ablauf der Überführungszeit in den symmetrischen stationären Betrieb ein.

Auch die nicht dem Ausgang angehörende komplexe Differenzenergie \underline{e}_d erreicht den symmetrischen Betrieb, was die vorteilhaften Verläufe der Kondensatorspannungen in Abb. 4.17 ermöglicht.

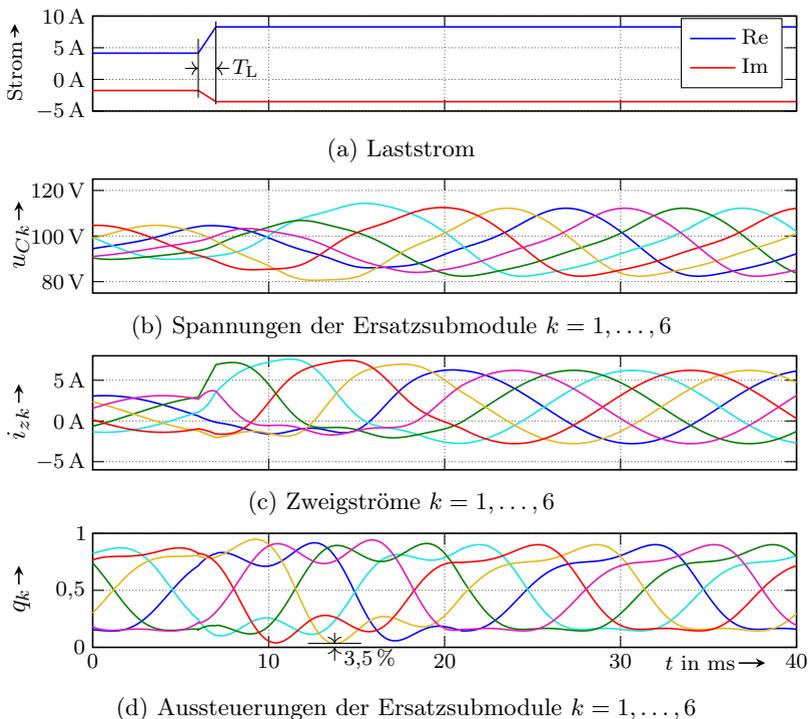


Abb. 4.17: Verläufe der Kondensatorspannungen, Zweigströme und Aussteuerungen bei der Überführung mit Symmetrierung aus Abb. 4.16. Zur besseren Orientierung wird der Laststrom wiederholt (a).

der Submodule noch nicht erreicht ist. Wie in Abb. 4.16b dargestellt, beträgt die kleinste Reserve an der unteren Grenze 3,5% des Stellbereichs. Im nächsten Abschnitt wird diese Reserve allein durch eine andere Trajektorienplanung vergrößert.

4.3.6 Verbesserung des Verlaufs der Gleichtaktspannung

Die Planung der vertikalen Energiedifferenz e_{d0} nahe am Verlauf des symmetrischen Betriebs verlangt eine unerwünscht hohe Aussteuerung der Gleichtaktspannung während der Überführungen. Denn die Gleichtaktspannung muss die durch den Term $\operatorname{Re}(\underline{i}_s^* \underline{u}_{y\Delta})$ in das für e_{d0} zuständige Teilsystem (4.1a) eingebrachte Leistung mit dem Produkt $2u_{y0}i_{s0}$ kompensieren. Lässt man durch geeignete Trajektorienplanung den Verlauf der vertikalen Energiedifferenz e_{d0} so abweichen, dass er der eingebrachten Leistung nachgibt, verringert sich der Kompensationsaufwand und damit die Aussteuerung der Gleichtaktspannung. Der Wechselanteil (4.103) für die komplexe Summenenergie $\underline{e}_{s,d}$ hat sich zur Erweiterung des nominellen Verlaufs der vertikalen Energiedifferenz e_{d0} um den Anteil

$$e_{d0K} = \operatorname{Re}(\underline{e}_{sK} \underline{u}_Q^*) / u_{\text{DC}} \quad (4.107)$$

als nützlich erwiesen. Diese Erweiterung führt auf den Ansatz

$$e_{s0,d} = e_{s0M} \quad (4.108a)$$

$$e_{d0,d} = e_{d0N} + e_{d0K} \quad (4.108b)$$

$$\underline{e}_{s,d} = \underline{e}_{sM} + \underline{e}_{sK}, \quad (4.108c)$$

kann problemlos in der bisherigen Planung berücksichtigt werden und beschreibt die Reaktion von e_{d0} auf die Leistung $\operatorname{Re}(\underline{i}_s^* \underline{u}_{y\Delta})$ recht genau, indem die Spannung $\underline{u}_{y\Delta}$ durch die Gegenspannung \underline{u}_Q approximiert wird und der Kreisstromanteil durch $\underline{e}_s / u_{\text{DC}}$ genähert wird.

Die Verläufe in Abb. 4.18 zeigen eine verringerte Aussteuerung der Gleichtaktspannung durch den Ansatz (4.108) im Vergleich zur Abb. 4.16. Die untere Reserve der Aussteuerung wird durch die alternative Planung von 3,5% auf 9% angehoben, wie in Abb. 4.19 zu sehen. Die verringerte Reserve an der oberen Grenze der Aussteuerung kann durch leichtes Anheben der gespeicherten Energie ausgeglichen werden. Nutzt man die größere Reserve zur Absenkung der Gleichspannung, verringert oder erübrigt sich die Anhebung der gespeicherten Energie.

Die hier beschriebene Verbesserung des Verlaufs der Gleichtaktspannung wurde in [22] auch experimentell nachgewiesen.

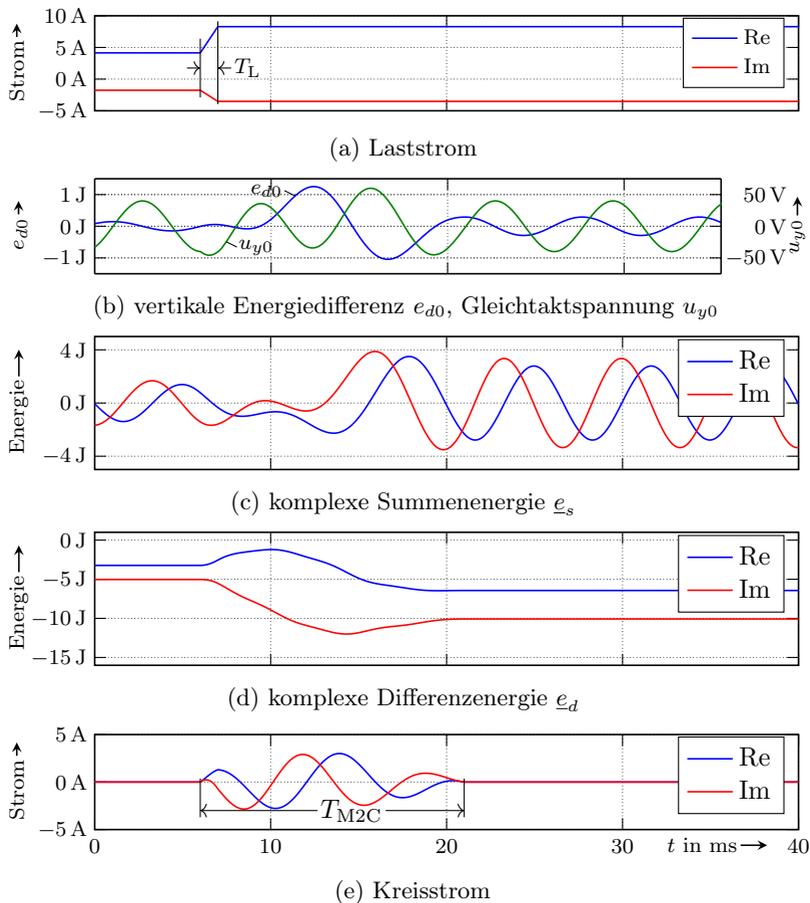


Abb. 4.18: Beispielverläufe einer Überführung zwischen zwei stationären Regimes bei Speisung einer Lastspannungsquelle $\underline{u}_Q = 240 \text{ V}$ mit verbesserter Gleichtaktspannung durch die Ansätze (4.108).

Die Verläufe der Last sind identisch zu Abb. 4.14, und die Verläufe aller Energien treten, wie in Abb. 4.16, nach Ablauf der Überführungszeit in den symmetrischen stationären Betrieb ein, aber mit deutlich geringerer Aussteuerung der Gleichtaktspannung während der Überführung, was eine größere Aussteuerungsreserve der Zweige bewirkt, wie in Abb. 4.19 zu sehen.

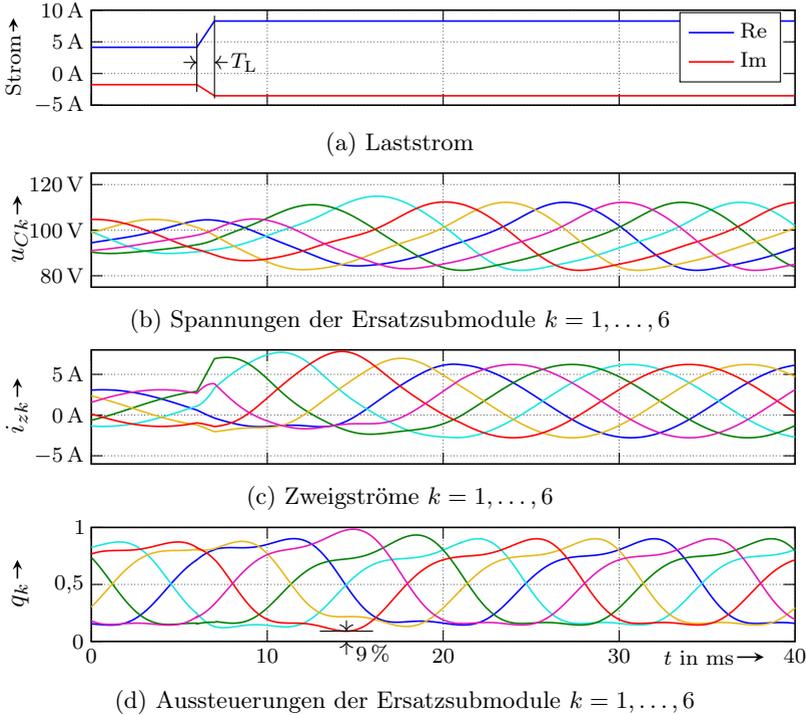


Abb. 4.19: Verläufe der Kondensatorspannungen, Zweigströme und Aussteuerungen bei der Überführung mit verbesserter Gleichtaktspannung aus Abb. 4.18. Zur besseren Orientierung wird der Laststrom wiederholt (a). Der Ansatz (4.108) verringert die Amplitude der Gleichtaktspannung während der Überführung und erhöht die Reserve an der unteren Aussteuerungsgrenze von 3,5% auf 9% im Vergleich zu Abb. 4.17.

4.3.7 Messergebnisse

Einige Ergebnisse der hier dargestellten Experimente sind auch in [22] erschienen. Zur Erprobung der geplanten Trajektorien dient die im zweiten Teil beschriebene Modellanlage, deren Echtzeitsystem gemäß der in Abb. 4.20 und Abb. 4.21 dargestellten Blockdiagramme programmiert ist. Mit Hilfe der Variablen $F \in \{0, 1\}$ kann zwischen zwei Betriebsarten umgeschaltet werden:

Rückführung der Energiefehler ($F = 0$) Die Rückführung (4.3) ist zuständig für die Überführung der Energien e_{d0} , e_s und e_d zum neuen stationären Betrieb und für die Kompensation von Abweichungen. Die Verstärkungen wurden zu $k_s = 5 \text{ A/J}$, $k_d = 4 \text{ A/J}$, und $k_0 = 2 \text{ A/J}$ gewählt.

optimierte Trajektorien ($F = 1$) Überführungen werden mit den optimierten Trajektorien (4.108) ausgeführt, während die Rückführung (4.3) aktiv bleibt, um die verbleibenden Abweichungen zu kompensieren. Weil die Trajektorien das System (3.86) lösen, werden verbleibende Abweichungen nur durch die bei der Modellbildung gemachten Annahmen und Vereinfachungen verursacht. D. h. der Rückführungsanteil des Kreisstroms ist null, wenn die optimierte Trajektorienplanung auf das Modell (3.86) angewendet wird.

Der netzseitige Zweipunktstromrichter stellt eine Spannung von $u_{DC} = 650 \text{ V}$ bereit und der lastseitige M2C-Stromrichter speist bei einer Frequenz von $50,875 \text{ Hz}$ eine ohmsch-induktive Last mit dem nominellen Widerstand $R_Q = 26,6 \Omega$ und der nominellen Induktivität $L_Q = 3,14 \text{ mH}$. Für diese Werte wurde offline das Betriebsregime in Abb. 4.22 geplant, das aus vier Zeitabschnitten (variabler Länge) besteht, in denen die oben beschriebene optimierte Planung berechnet wurde. Der im ersten Abschnitt konstant gehaltene Laststrom von $3,9 \text{ A}$ wird im zweiten Abschnitt auf $8,1 \text{ A}$ überführt und im dritten Abschnitt gehalten. Im vierten Abschnitt wird der Laststrom auf $3,9 \text{ A}$ zurückgenommen. Vor allem an den in Abb. 4.22g markierten Stellen erkennt man die stetige Parametrierung des Gleichstroms trotz unstetiger Leistung auf der Wechselspannungsseite durch Einhalten der Bedingung (4.95) für die Ableitung der gespeicherten Energie. Die Trajektorienplanung gleicht das Leistungsdefizit durch Sprünge in $\dot{e}_{s0,d}$ aus, und greift dabei kurzzeitig auf die gespeicherte Energie des M2Cs zurück, was sich in diesem Beispiel nicht sichtbar auf den Verlauf von $e_{s0,d}$ auswirkt.

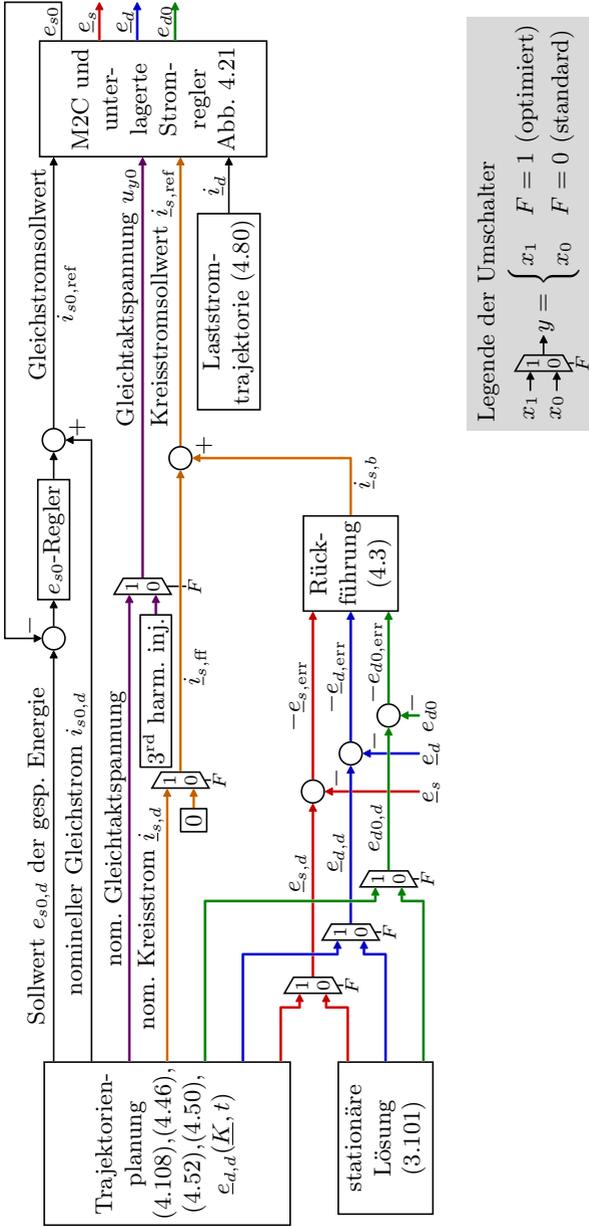


Abb. 4.20: Blockdiagramm des implementierten Regelungssystems zum Vergleich der optimierten Trajektorienplanung, zugeschaltet bei $F = 1$, mit der sonst bei $F = 0$ allein für die Symmetrierung verantwortlichen Rückführung (4.3). Erstmals erschienen in [21]. Die unterlagerten Stromregler und die Transformationen von Messgrößen des M2Cs und der Last in die Variablen der Regelung sind im rechten Block zusammengefasst und in Abb. 4.21 aufgelöst dargestellt.

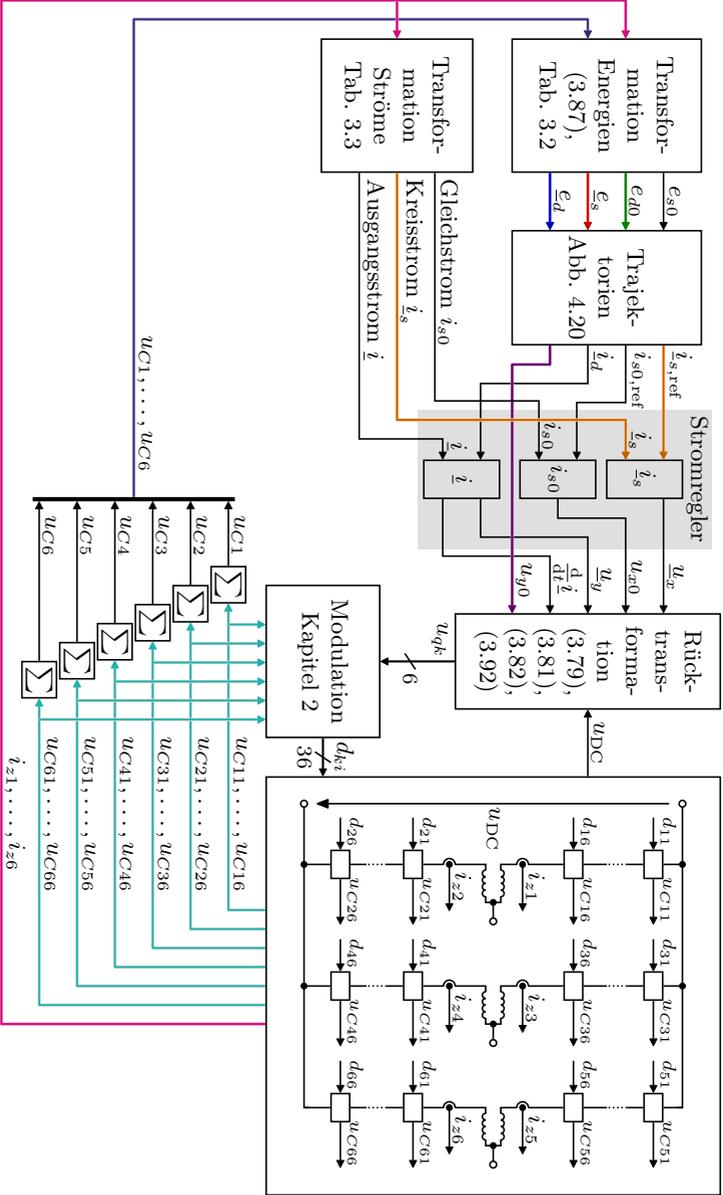


Abb. 4.21: Blockdiagramm des implementierten Regelungssystems: Stromregler, Transformationen und Modulation.

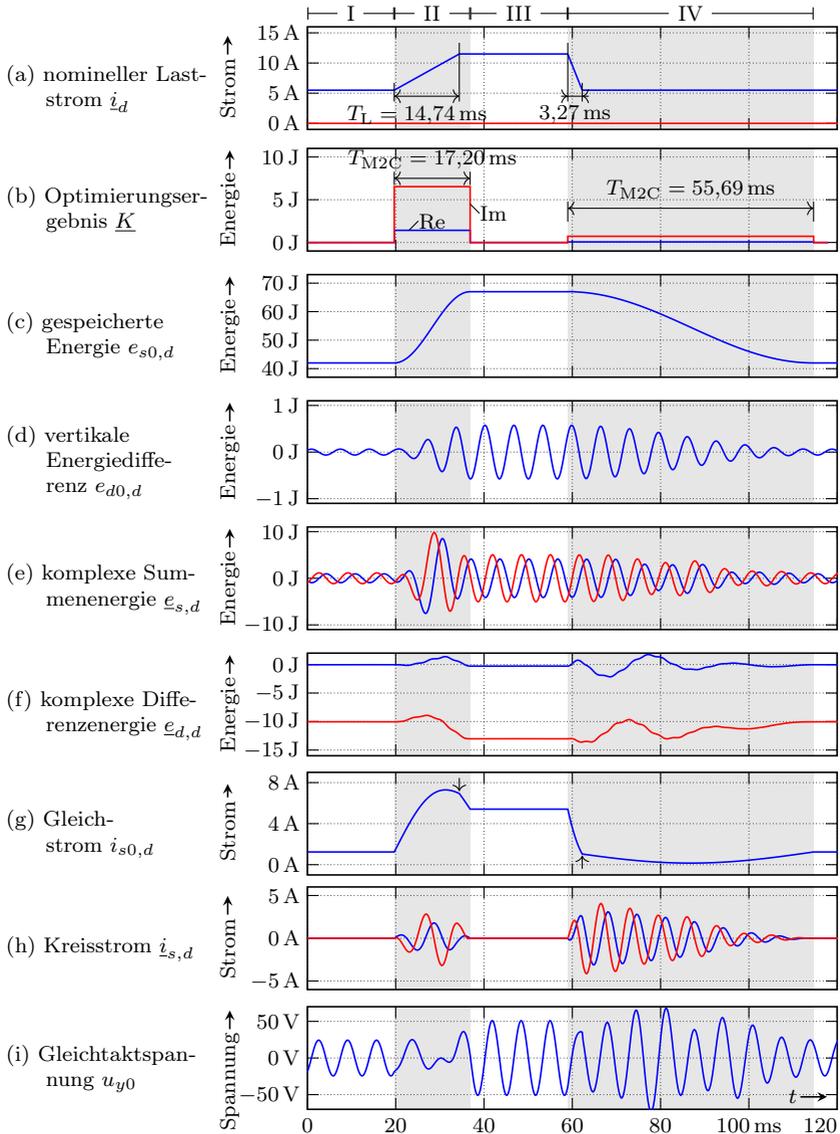


Abb. 4.22: Trajektorienplanung für die Messung: Last (a), Optimierungsergebnis \underline{K} (b) sowie nominelle Trajektorien des Stromrichters (c) bis (i). In den Abschnitten I und III herrscht ein stationärer Betrieb und in den Abschnitten II und IV finden die Überführungen statt. Die Überführung des Laststroms endet früher als die Überführung der Größen des Stromrichters.

Die zur Parametrierung der Trajektorien (4.80) und (4.108) benötigten Konstanten $\underline{I}_A, \underline{I}_B, A_{s0}, B_{s0}, \underline{A}_{d0}, \underline{B}_{d0}, \underline{A}_p, \underline{B}_p, \underline{A}_n, \underline{B}_n, C_{s0}, D_{s0}, E_{d0,C}, E_{d0,D}, \underline{C}_s, \underline{D}_s$, das Ergebnis der Optimierung \underline{K} und die Zeiten T_L, T_{M2C} werden für jeden der vier Zeitabschnitte gespeichert, um die Trajektorien online abrufen zu können. Zur Wiedergabe des nominellen Verlaufs der komplexen Differenzenergie $\underline{e}_{d,d}(\underline{K}, t)$ wird die (nominelle) rechte Seite von (4.1c) mit der Parametrierung aus Abschnitt 4.3.2 online berechnet und mit dem Trapezverfahren integriert. Diese Berechnung und die Wiedergabe der Trajektorie wird in der für den Zweipunktstromrichter vorgesehenen Interruptroutine ausgeführt, deren höchste gemessene Abarbeitungszeit auf der 1000 MHz-PowerPC-750-CPU bei 76 μ s lag. Die Regelung des M2C-Stromrichters, zusammen mit der Modulation aus Abschnitt 2.2.5, wurde in einer anderen Interruptroutine ausgeführt, deren höchste gemessene Abarbeitungszeit bei 56 μ s lag. Diese erste Interruptroutine wird zum Unterlauf des Trägersignals in Abb. 2.10a angesprungen und die zweite Interruptroutine wird nach dem Überlauf ausgeführt, wenn alle Messgrößen das Echtzeitsystem erreicht haben.

Wie im Blockdiagramm ersichtlich, wird die gespeicherte Energie e_{s0} unabhängig von der Einstellung F immer gemäß des geplanten Regimes geregelt, um die Vergleichbarkeit der beiden Fälle zu sichern. Die gemessenen Verläufe der Kondensatorspannungen, Aussteuerungen der Zweige, die Zweigströme i_{z5} und i_{z6} sowie die Lastströme bei $F = 0$, ohne optimierte Trajektorienplanung, sind in Abb. 4.23 dargestellt. Die während derselben Messung aufgenommenen Verläufe der Energien zeigt Abb. 4.24. Trotz der moderaten Änderung des Laststroms i über $T_L = 14,74$ ms, entsteht eine erhebliche Unsymmetrie in den Submodulspannungen, welche nur langsam abgebaut wird. Die Verweildauer im stationären Betrieb bei hohem Laststrom reicht nicht, um die Kondensatorspannungen zu symmetrieren, obwohl die Referenzwerte des stationären Betriebs schon zu Beginn der Überführung genutzt werden, wie an den grauen Verläufen in Abb. 4.24 zu sehen ist. Der Abstand von niedrigster und höchster Submodulspannung in Abb. 4.23a während des hohen Laststromwerts dient als Bezug im Vergleich zu Abb. 4.25. Die längere Überführung auf das niedrigere Laststromniveau bietet der Rückführung (4.3) mehr Zeit, sodass sie eine bessere Symmetrierung erreicht.

Die gemessenen Verläufe der Kondensatorspannungen, Aussteuerungen der Zweige, die Zweigströme i_{z5} und i_{z6} sowie die Lastströme bei $F = 1$, mit optimierter Trajektorienplanung, sind in Abb. 4.25 dargestellt. Die während derselben Messung aufgenommenen Verläufe der Energien zeigt

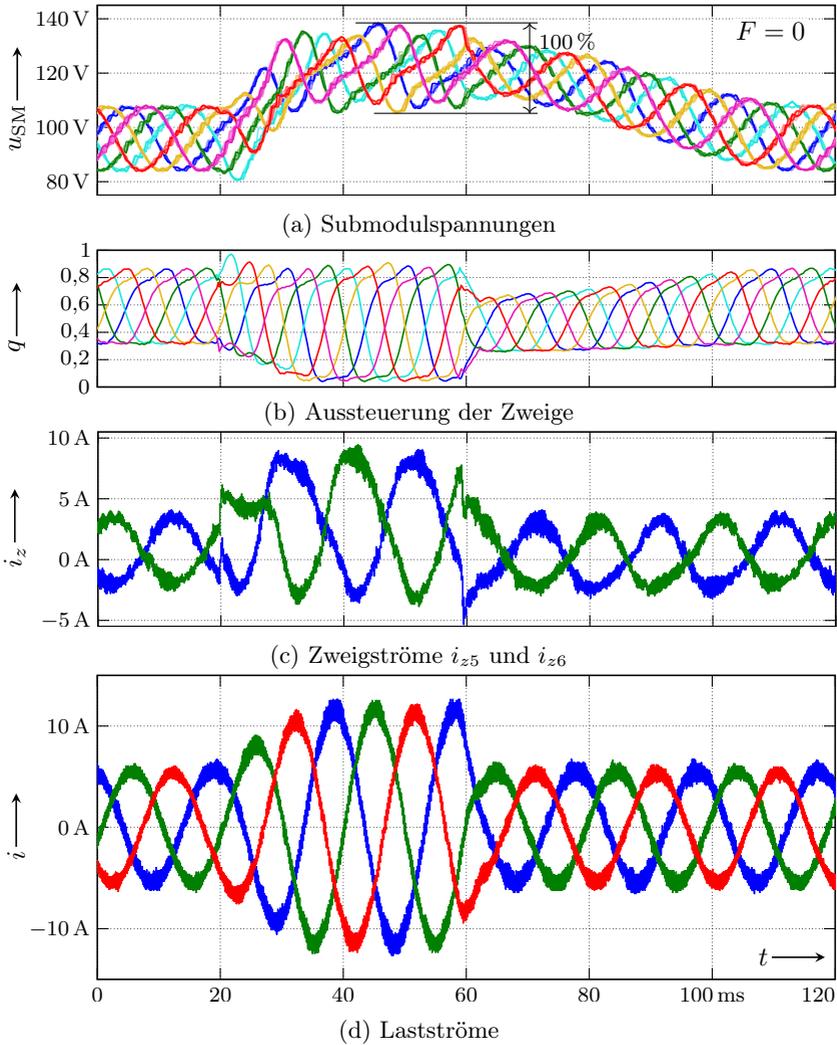


Abb. 4.23: Gemessene Submodulspannungen (a), Aussteuerungen der Zweige (b), Zweigströme (c) und Lastströme (d) ohne Trajektorienplanung ($F = 0$). Trotz der moderaten Änderung des Laststroms entsteht eine erhebliche Unsymmetrie in den Submodulspannungen, welche nur langsam abgebaut werden kann. Der Abstand von niedrigster und höchster Submodulspannung während des hohen Laststromwerts dient als Bezug im Vergleich zu Abb. 4.25.

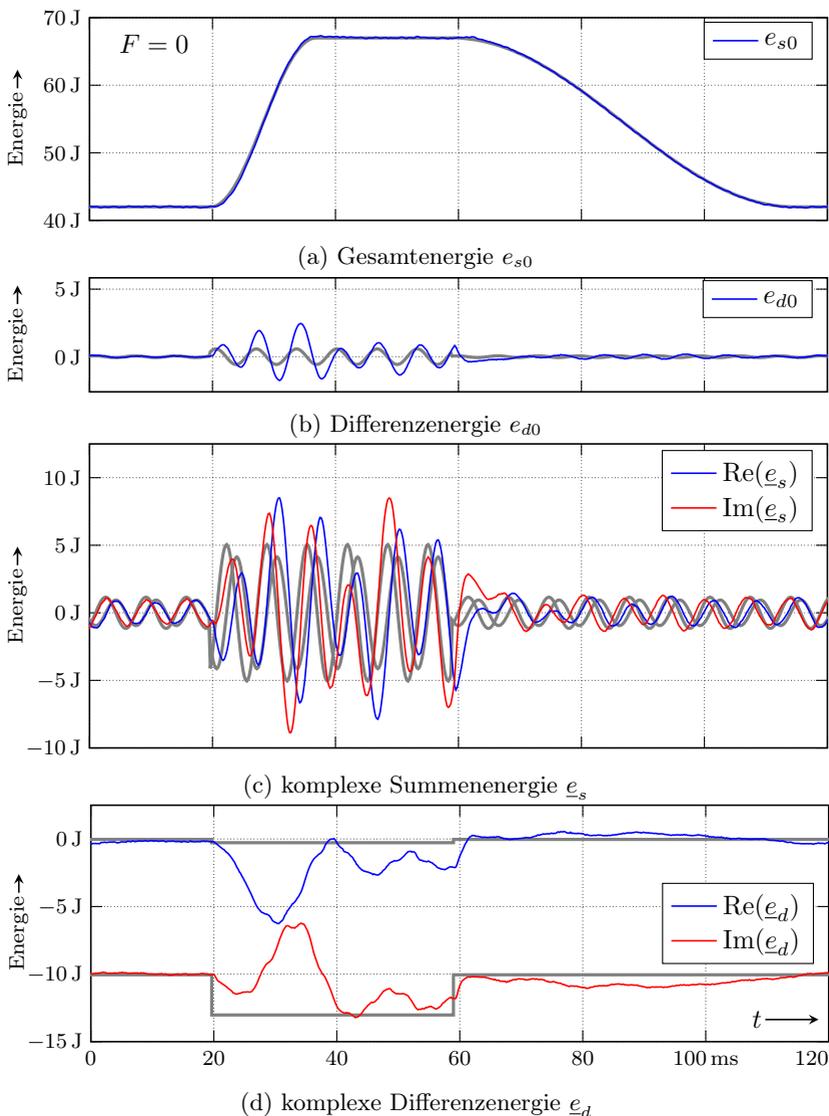


Abb. 4.24: Transformierte Energien ohne Verwendung der Planung ($F = 0$): Obwohl die Rückführung (4.3) schon während der Überführung der Last die neuen stationären Verläufe (grau) nutzt, werden die Abweichungen nur langsam abgebaut, was die starke Unsymmetrie der Kondensatorspannungen in Abb. 4.25 nach sich zieht.

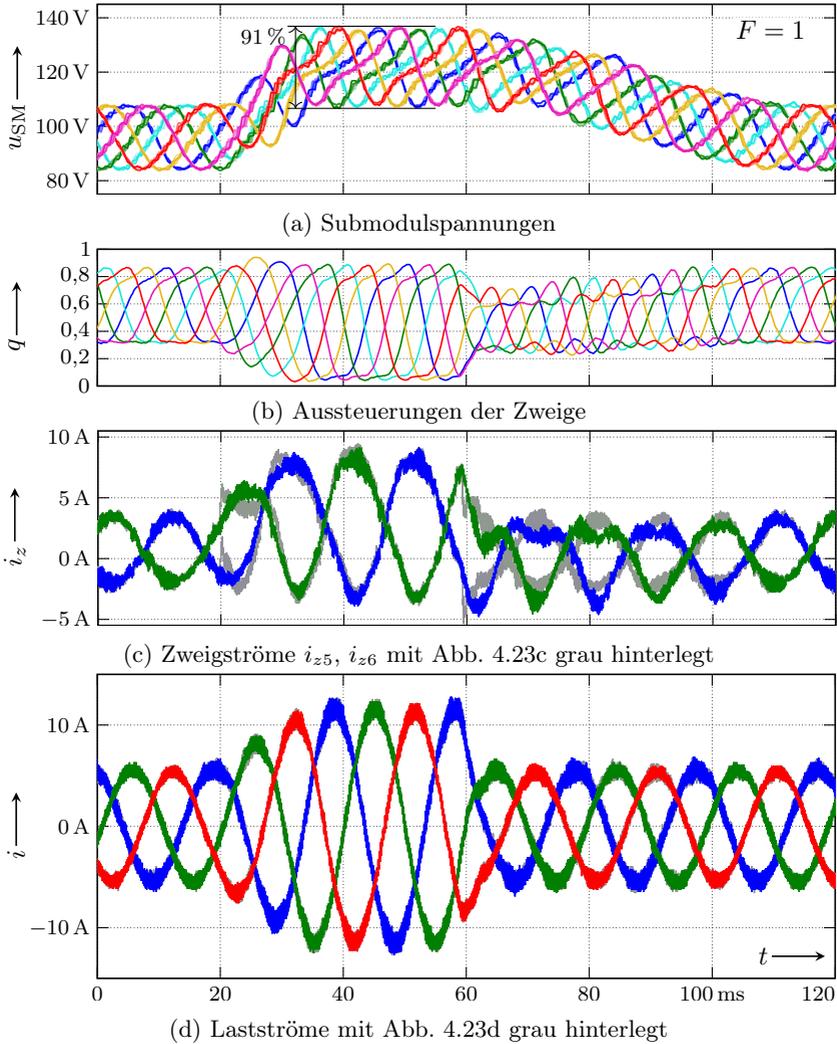


Abb. 4.25: Gemessene Submodulspannungen, Aussteuerungen der Zweige, Zweigströme und Lastströme bei optimierter Trajektorienplanung ($F = 1$). Die symmetrierten Submodulspannungen bewirken eine besonders gute Ausnutzung der Aussteuerung (b). Der zusätzliche Symmetrierungsaufwand in den Zweigströmen ist sehr gering (c) und die Lastströme (d) sind erwartungsgemäß nahezu deckungsgleich zu Abb. 4.23d, wie man mit Hilfe der grau hinterlegten Ströme aus Abb. 4.23 erkennt.

Abb. 4.26. Die Submodulspannungen in Abb. 4.25a treten den stationären Betrieb bei hohem und bei niedrigem Laststrom ohne erkennbare Unsymmetrie an und bleiben auch während der Überführungen nahezu symmetrisch. In dem gezeigten Fall reduziert sich der Unterschied zwischen niedrigster und höchster Submodulspannung auf 91 % der in Abb. 4.23a gemessenen Schwankungsbreite, verbessert sich also um 9%. Die Zweigströme bei optimierter Planung in Abb. 4.25c unterscheiden sich nur geringfügig von den Verläufen ohne Planung in Abb. 4.23c, was auf einen ähnlichen Stellaufwand hinweist. In beiden Fällen bleibt der Laststrom von der Symmetrierung unbeeinflusst, erkennbar an den Verläufen in Abb. 4.23d und Abb. 4.25d. In der zweiten Abbildung ist der Laststrom der ersten Messung in grau hinterlegt und die marginalen Unterschiede bestätigen gleiche Bedingungen des Vergleichs.

Die entlastende Wirkung der optimierten Trajektorien auf die Rückführung (4.3) ist in Abb. 4.27 zu erkennen, welche die gemessenen Verläufe des Kreisstroms, die Gleichtaktspannung und den nominellen Kreisstrom zeigt. Bei Verwendung der Planung reduziert sich der von der Rückführung (4.3) stammende Kreisstrom, wie man an den niedrigeren Amplituden von $\dot{i}_{s,b}$ sieht. Diese Wirkung ist erwartungsgemäß auf die Überführungen beschränkt, sodass im stationären Betrieb die Rückführung (4.3) vollständig übernimmt. Die geplante Überführung auf den hohen Laststrom im Abschnitt II geht mit besserer Symmetrie einher (siehe Abb. 4.26) und kommt mit geringerem Kreisstrom aus (siehe Abb. 4.27d) als dieselbe Überführung ohne Trajektorienplanung in Abb. 4.24, obwohl diese sofort die Referenzen des angestrebten stationären Betriebs verwendet. Bei der schnellen Überführung auf hohen Laststrom reduziert die Planung den Kreisstromsollwert und bei der langsamen Überführung auf niedrigen Laststrom hebt die Planung den Kreisstrom an. Denn diese recht langsame Überführung entspricht dem Abschnitt IV in Abb. 4.22 und demonstriert die gute Steuerung der Energien, sichtbar in Abb. 4.26 ab etwa 60 ms. Der dafür erforderliche Kreisstrom und die Auslenkung der Gleichtaktspannung sind höher, wie man in Abb. 4.27c und Abb. 4.27d erkennt. Während dieses Manövers nehmen die Kondensatorspannungen in Abb. 4.25 sogar einen etwas größeren Bereich in Anspruch als in Abb. 4.23, weil die Symmetrierung dort schon das zum Laststrom passende Betriebsregime erreicht hat.

Die positive Wirkung der optimierten Planung liegt vor allem darin, dass die nominellen Trajektorien der Energien eine Lösung des Systems

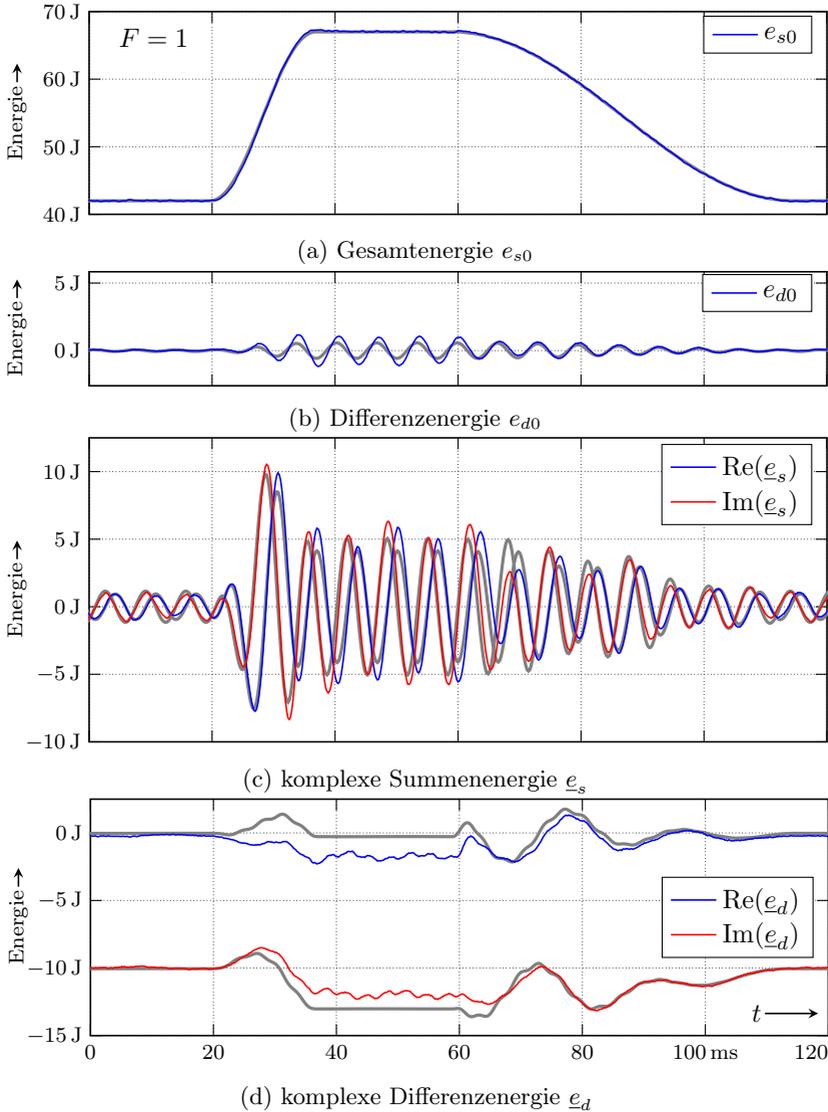


Abb. 4.26: Transformierte Energien bei Verwendung der Planung: Durch die Steuerung folgen die Energien den grau dargestellten geplanten Trajektorien deutlich besser als in Abb. 4.24.

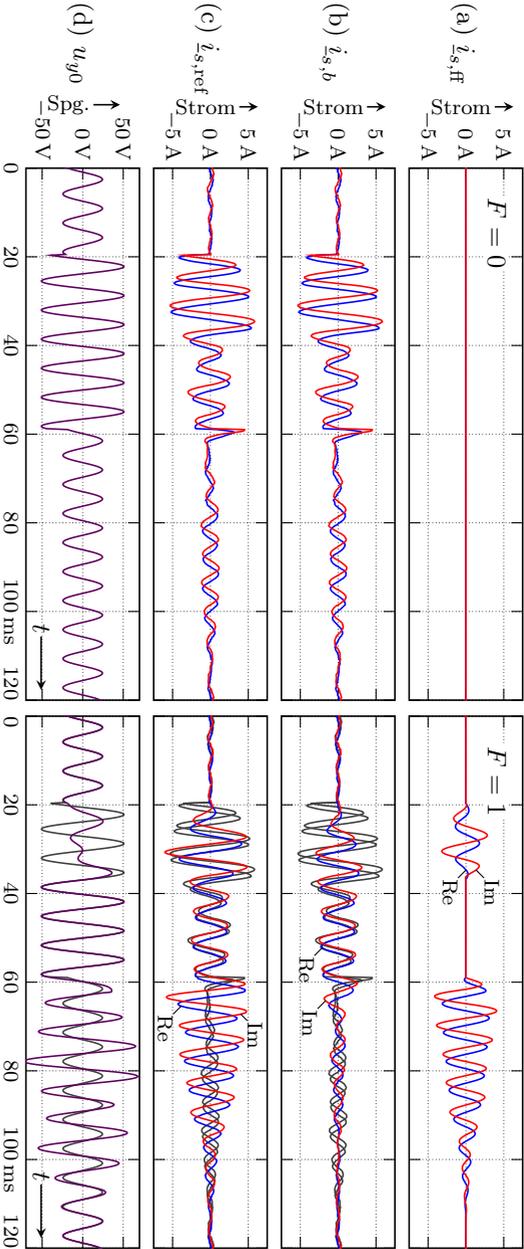


Abb. 4.27: Messungen des Kreisstroms und der Gleichtraktspannung ohne Trajektorienplanung (links) und mit Planung (rechts): nomineller Kreisstrom (a), Rückführung (4.3) (b) und Kreisstromsollwert (c) sowie Gleichtraktspannung (d). Bei Verwendung der Planung bewirkt der nominelle Kreisstrom eine Entlastung der Rückführung (4.3), wie man auf den niedrigeren Amplituden von $i_{s,b}$ auf der rechten Seite erkennt. Während der Überführungen trägt die Gleichtraktspannung zur Symmetrierung bei, und nimmt sonst den Verlauf der *tripplen harmonic injection* ein.

sind und daher realisierbare (natürliche) Verläufe der Systemgrößen beschreiben. Das vermeidet die (ohne optimierte Planung praktisch nicht vermeidbare) störende Anregung des Systems durch unrealistische Sollverläufe, wie die sofortige Umschaltung auf stationäre Sollverläufe in Abb. 4.24.

4.3.8 Zusammenfassung

Das Steuerungsproblem, das bei der Regelung der Energien des M2Cs auftritt, konnte mit Hilfe der entwickelten Trajektorienplanung so vereinfacht werden, dass nur noch eine komplexe Systemgröße durch Integration ermittelt werden muss. Um diese Vereinfachung zu erreichen, wurde die vertikale Energiedifferenz in den Ausgang übernommen und zusätzlich zu dem üblicherweise genutzten Kreisstrom auch die Gleichtaktspannung als Freiheitsgrad genutzt. Die Überführungen konnten dabei so geplant werden, dass die Gleichtaktspannung weiterhin eine *triplen harmonic injection* zur Erweiterung des linearen Modulationsbereichs ausführt.

Die entwickelte Trajektorienplanung überführt die Energien des Stromrichters in endlicher Zeit in den neuen stationären, symmetrischen Betrieb und verringert die sonst auftretenden Kondensatorspannungsschwankungen. Sie ist eine attraktive Lösung für das zu Beginn dieses Kapitels vorgebrachte Steuerungsproblem, insbesondere durch folgende Fortschritte:

- Die Ordnung des während der Planung zu integrierenden Teilsystems, d. h. die Ordnung der internen Dynamik, ist auf zwei reduziert und entspricht damit der niedrigsten bekannten Ordnung für diese Problemstellung.
- Die zur internen Dynamik gehörende Energie e_d wird, wie auch alle anderen Energien, schon während der Überführung symmetriert.
- Die Trajektorienplanung berücksichtigt die natürlichen Glattheitsanforderungen, verlangt also keine unstetigen Drosselströme oder unstetigen Kondensatorspannungen und vermeidet dadurch die Anregung der unterlagerten Regler.
- Die Planung erzwingt auch keine höhere Glattheit der Trajektorien als durch das System selbst gefordert und erschließt dadurch, im Gegensatz zu alternativen Trajektorienplanungen, das volle dynamische Potenzial des Stromrichters und der Last.

- Die Gleichtaktspannung wird während der Überführungen durch eine neuartige Trajektorienplanung noch näher an dem von der *triplen harmonic injection* geforderten Verlauf geführt und gewährleistet die von alternativen Verfahren gewohnte Ausnutzung der Zwischenkreisspannung.

Messungen am M2C-Teststand zeigen eine Reduktion der Spannungssymmetrie von 9% im Gegensatz zu bekannten Verfahren.

Angesichts einiger anspruchsvoller Ausdrücke musste auf eine numerische Integration und Minimierung zurückgegriffen werden, was eine spürbare Implementierungshürde ist. Diese könnte durch Vereinfachungen des Modells (3.86) überwunden werden, wie etwa Annahme eingepreßter Ströme, was die Stetigkeitsanforderungen entspannt und einfachere Ansätze der Energien ermöglicht.

5 Zusammenfassung des ersten Teils

Gegenstand des ersten Teils waren die Modulation im zweiten Kapitel, die Modellbildung im dritten Kapitel und das Symmetrierungsproblem von modularen Mehrpunktstromrichtern im vierten Kapitel.

Im zweiten Kapitel wurden fünf Modulationsverfahren für niedrige Submodulzahlen auf Basis der frühen Submodulauswahl entwickelt, implementiert und experimentell erprobt, die sich insbesondere für Mittel- und Niederspannungsanwendungen eignen. Für die Verfahren mit Sortierung wurde die Unterscheidung zwischen später und früher Submodulauswahl vorgeschlagen, welche die Verfahren mit Sortierung in zwei Klassen unterteilt. Der vertiefend betrachtete Fall niedriger Submodulzahlen erforderte Verfahren mit früher Submodulauswahl, weil nur bei diesen die individuellen Submodulspannungen zur Berechnung der Tastverhältnisse berücksichtigt werden können. Der geringe Spannungsfehler dieser Lösungen wurde mit Simulationen dargestellt. Mit den entwickelten Modulationsverfahren konnte die aus der Hochspannungsanwendung stammende Idee der separaten Sortierung [101] auf die frühe Submodulauswahl übertragen werden. Dadurch können die Tastverhältnisse so gewählt werden, dass eine Sättigung vermieden wird, was den Fehler in der eingprägten Spannung reduziert. Eine Erweiterung des Verfahrens nutzt den durch die separate Sortierung entstehenden Freiheitsgrad zur Verbesserung des Spektrums der zur Gleichspannungsseite hin eingprägten Spannung. In einer durchgeführten Analyse bei unsymmetrischen Submodulspannungen konnte der Betriebsbereich abgeschätzt werden, in dem die effiziente Suche der zur Modulation verwendeten Module terminiert. Alle Algorithmen wurden experimentell anhand der Schaltfrequenz, der Symmetrierung, der eingprägten Spannung und der Rechenzeit verglichen.

Die Modellbildung im dritten Kapitel entwickelt ein für die Simulation gedachtes geschaltetes Modell sowie gemittelte Modelle für den Regelungsentwurf. Die Besonderheit des geschalteten Modells besteht in der Berücksichtigung unsymmetrischer Widerstände und Zweigdrosseln, ohne auf die gewohnte phasenweise Summen- und Differenzbildung zu verzichten. Die Behandlung der Laststroms als zeitabhängigen Parameter im gemittelten Modell des M2Cs gestattet die getrennte Betrachtung

von Stromrichter und Last, was sich vor allem bei der späteren Parametrierung der Systemgrößen und der Trajektorienplanung auszahlt. Die Wahl eines rotierenden Koordinatensystems und die komplexe Notation der Systemgrößen ermöglicht eine besonders einfache Berechnung und Darstellung der stationären Lösungen, die sowohl beim Vergleich verschiedener Kreisstromformen als auch bei der Konstruktion der Trajektorien ausgenutzt wurde. Aus einem bisher nicht durchgeführten Vergleich zweier Kreisstromformen zur Reduktion der Kondensatorspannungsschwankung geht der Betrieb ohne Auslenkung der komplexen Summenenergie als besonders vorteilhaft hervor, weil er in einem wichtigen Lastwinkelbereich geringere Verluste und kleinere Spannungsschwankungen erwarten lässt, als die Verwendung einer reinen zweiten Harmonischen im Kreisstrom.

Im vierten Kapitel wird das Symmetrierungsproblem aufgegriffen, bei dem von den fünf unabhängigen M2C-Strömen lediglich die zwei Freiheitsgrade des Kreisstroms für die Regelung der Energien genutzt werden darf. Dabei werden zwei wesentliche Herausforderungen identifiziert: Die Einstellung der Fehlerverstärkungen bei der Rückführung der Energiefehler auf den Kreisstrom und die Berechnung einer Steuerung der Energien zur Überführung in neue Arbeitsregimes. Im Vergleich zu bekannten Verfahren berücksichtigen die neuen Ergebnisse die Kopplung bei der Wahl der Fehlerverstärkungen und reduzieren die 10 %-Abklingzeit um 67%. Für den Fall ohne Aussteuerung der Gleichtaktspannung konnte das zeitvariante Problem in eine zeitinvariante Darstellung transformiert werden und erlaubt damit eine effiziente Optimierung der Polkonstellation sowie globale Stabilitätsaussagen.

Anders als die Modulation und die Stromregelung stellt die Symmetrierung der Energien des M2Cs eine besondere Herausforderung dar, weil für die entkoppelte Beeinflussung aller sechs Energien nur drei unabhängige Ströme zur Verfügung stehen. Dies erschwert die Berechnung einer Steuerung, weil es die Integration eines Differentialgleichungssystems erfordert. Mit der planungsbasierten Energieregulation konnten diese Schwierigkeiten überwunden werden, und zwar durch Aufnahme der vertikalen Energiedifferenz in den Ausgang, was die Ordnung des zu integrierenden Differentialgleichungssystems auf zwei reduziert. Die Analyse bei der Berechnung der Systemgrößen stellt zwei Ausgänge vor, welche die gewünschte Reduktion ermöglichen. Der erste zeichnet sich durch eine einfache Parametrierung der Systemgrößen aus, die allerdings auf Wirkleistungsbetrieb angewiesen ist, um die Singularität bei verschwindendem Gleichstrom, also bei $i_{s0} \equiv 0$, zu vermeiden. Ein zweiter, alternativer

Ausgang, der diese Singularität vermeidet, wurde als Rückfallmöglichkeit gefunden und analysiert, aber nicht weiterverfolgt, da die allgemeine Parametrierung mit diesem Ausgang die Lösung einer kubischen Gleichung erfordert. Er bleibt aber insbesondere für den Fall $i_{s0} \equiv 0$ relevant, weil sich die Lösung dann vereinfacht.

Bei der entwickelten Trajektorienplanung wurden zwei Vorkehrungen getroffen, um die Gleichtaktspannung möglichst nahe an dem von der *triplen harmonic injection* geforderten Verlauf zu führen. Zum Einen basieren die Trajektorien für den stationären Betrieb auf der stationären Lösung, und zum Anderen wird die vertikale Energiedifferenz bei Überführungen mit einer gewollten Abweichung vom symmetrischen Verlauf vorgegeben, um den Symmetrierungsaufwand, der sich in einer hohen Aussteuerung der Gleichtaktspannung zeigen würde, zu begrenzen.

Die Trajektorienplanung sieht stetige Verläufe der Kondensatorspannungen und Drosselströme vor und greift dafür im Falle unstetiger Leistung auf der Wechselspannungsseite kurzzeitig auf die gespeicherte Energie des Stromrichters zurück. Dieser Ausgleich des Leistungsdefizits durch Sprünge in den Ableitungen der nominellen gespeicherten Energie und der komplexen Summenenergie vermeidet übertriebene Glattheitsanforderungen an die Trajektorien und erschließt damit die dynamischen Fähigkeiten des Stromrichters noch besser als bisherige Planungen.

Diese vorteilhafte Nutzung der Spielräume einer flachheitsbasierten Trajektorienplanung lässt das Potenzial für zukünftige Entwicklungen erahnen.

Die experimentellen Ergebnisse zeigen eine Reduktion der Spannungsunsymmetrie durch die entwickelte Steuerung um 9%. Selbst während der Überführungen nehmen die Kondensatorspannungsschwankungen kaum mehr Raum ein als im stationären Betrieb. Darüber hinaus wird die zentrale Bedeutung ersichtlich, die konsistenten Referenzverläufen auch bei Überführungen zukommt, denn die beträchtlichen Verbesserungen gründen allein auf neuen Referenzverläufen für die Energien.

Schon mit den offline optimierten Trajektorien zeigt sich der praktische Nutzen konsistenter Referenzverläufe der Energien und ermöglicht Symmetrierung in endlicher Zeit und eine deutliche Reduktion der Kondensatorspannungsschwankungen insbesondere während der Überführungen. Die hier betriebene Trajektorienplanung basiert auf den natürlichen Stetigkeitsanforderungen des Stromrichters und vermeidet zum Einen übertriebene Glattheitsanforderungen und zum Anderen die Anregung der Stromregler durch unrealistische Referenzverläufe. Allerdings konnte

bisher keine analytische Lösung zur Berechnung des Wechselanteils \underline{K} der nominellen Trajektorie für die komplexe Summenenergie gefunden werden. Im Hinblick auf eine analytische Lösung erscheint die Annahme eingepprägter Ströme aussichtsreich, weil es die Stetigkeitsanforderungen entspannt und einfachere Ansätze für die Verläufe der Energien ermöglicht.

Teil II

Modellanlage mit M2C

6 Eigenschaften der Modellanlage

Zur experimentellen Erprobung von Modulations- und Regelungsverfahren wurde eine Niederspannungs-Modellanlage aufgebaut. Der zweite Teil behandelt die wesentlichen Eigenschaften des entworfenen Niederspannungs-M2Cs und gibt die zur Auslegung der Komponenten durchgeführten Rechnungen in Abschnitt 6.3 wieder. Zur Erprobung der Modulations- und Regelungsverfahren ist es wünschenswert, wenn das Verhalten der Modellanlage möglichst dem von typischen Mittelspannungs-M2Cs entspricht. Das Nachbilden aller Eigenschaften, insbesondere der geringen Dämpfung, ist unrealistisch und würde den Nutzen eines Niederspannungsaufbaus aufheben, weshalb die hier aufgebauten M2Cs eine für Mittelspannung typische Resonanzfrequenz haben sollten. Das Verhältnis von Resonanzfrequenz zu Modulationsfrequenz des entworfenen Niederspannungs-M2Cs wird in Abschnitt 6.4 mit den Werten von Mittelspannungs-M2Cs verglichen und mit den Werten anderer Modellanlagen.

6.1 Besonderheiten beim Test von Regelungsverfahren

Testet man ein System aus Stromrichter, stromrichternaher Regelung und einer Last, strebt man in der Regel den Nachweis an, dass das Gesamtsystem oder einzelne Komponenten festgelegte Grenzwerte einhalten. Abhängig vom jeweiligen Zweck unterliegt der Testaufbau unterschiedlichen Anforderungen. Eine Anlage zum Test von Regelungsverfahren für Stromrichter sollte folgende Eigenschaften aufweisen:

- Die Regelungsverfahren können schnell implementiert werden.
- Die internen Signale der Regelungssoftware können einfach erfasst und angezeigt werden.
- Die Parameter der Regelungssoftware können während des Betriebs auf möglichst einfache Weise geändert werden.
- Die Schutzfunktionen der Stromrichter sind von der Regelungssoftware unabhängig.

- Verschiedene Arten der Einspeisung und der Last werden durch Schützsicherungen realisiert, um einen schnellen Wechsel zwischen den Versuchen zu ermöglichen.

Die in Abb. 6.1 dargestellte Modellanlage enthält vier Stromrichter, welche vom Netz, über einen Stelltrafo oder von einer separaten Quelle gespeist werden können. Neben der Belastung mit einer permanenterregten Synchronmaschine besteht die Möglichkeit, zwei Stromrichter über einen Trenntransformator parallel zu betreiben. Die verschiedenen Konfigurationen des Leistungsteils können über die Bedienoberfläche einer SPS¹ gewählt werden, wobei durch die SPS und durch die Kontaktsteuerung unzulässige Verschaltungen verhindert werden. Die Stromrichter melden ihre Bereitschaft aktiv an die Kontaktsteuerung und die SPS, bevor Energie über die Leistungsklemmen zugeführt werden kann, damit das Laden und Einschalten vereinfacht wird. Daher wird die Hilfsenergie nicht aus den Kondensatoren ausgekoppelt, sondern separat zugeführt, was außerdem folgende Vorteile bietet:

- Der M2C kann mit niedrigen Modulspannungen betrieben werden.
- Ein Modul kann permanent in Bypass geschaltet bleiben.
- Die Energiezufuhr über die Leistungsklemmen kann unterbrochen werden, während die Spannungsmessung und Zustandserfassung der Module aktiv bleibt.

Üblicherweise wird die Hilfsenergie der M2C-Module aus den Kondensatoren ausgekoppelt, was die Isolationskoordination erheblich vereinfacht. Im Spannungsbereich der Modellanlage überwiegen hingegen die Vorteile einer vom Leistungskreis unabhängigen Versorgung.

In der Regel wird bei Stromrichtern der Leistungsteil mit den zugehörigen Regelungs- und Steuerungskomponenten zu einem einzelnen Produkt verbunden. Mit *hardware in the loop*² können Fehler in den Regelungs- und Steuerungskomponenten aufgedeckt werden, bevor diese mit dem realen Stromrichter bzw. Leistungsteil verbunden werden. Im Gegensatz dazu kann die Regelungssoftware bei der Modellanlage ohne vorherige Absicherung geändert werden, sodass Fehler in der Implementierung oder

¹Speicherprogrammierbare Steuerung

²Die Hardware und Software der Regelung wird an einem Simulator betrieben.

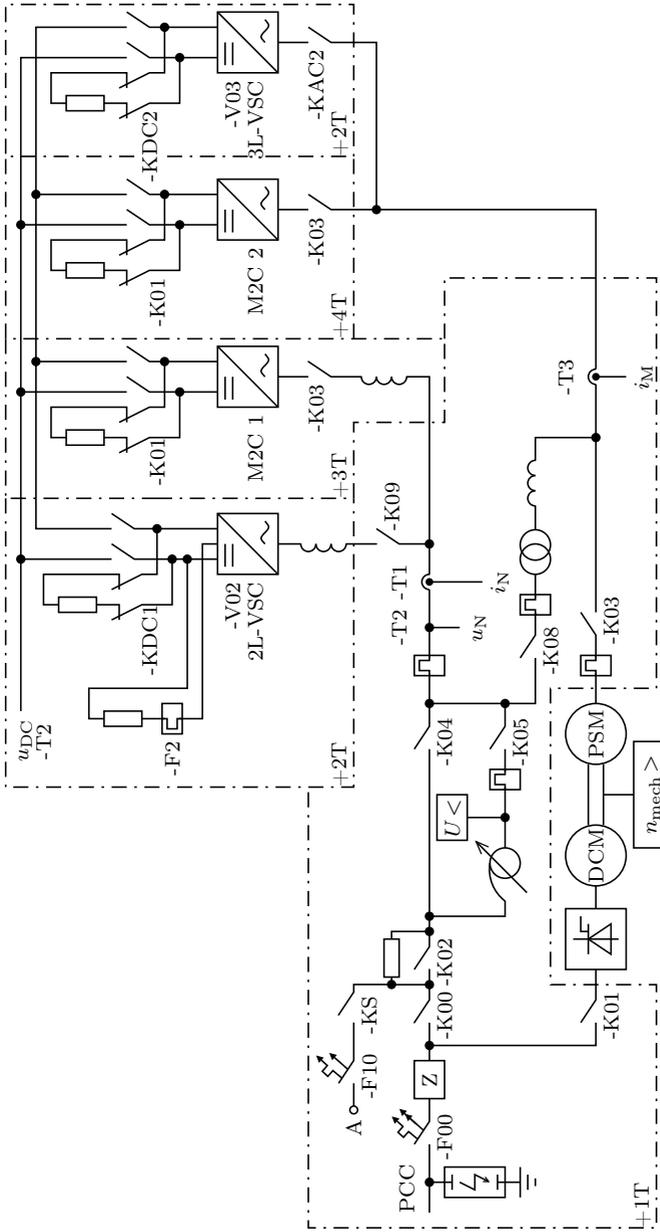


Abb. 6.1: Einpolige Darstellung der Modellanlage: Die Stromrichter können direkt am Netz (PCC), über einen Stelltransformator oder an einer separaten Quelle (A) betrieben werden. Die maschinenseitigen Stromrichter können mit einer permanenten Synchronmaschine belastet oder über den Trenntransformator mit einem netzseitigen Stromrichter parallelgeschaltet werden.

Parametrierung nicht ausgeschlossen werden können. In der Modellanlage wird daher die Regelungsaufgabe auf ein separates Echtzeitsystem ausgelagert, was folgende Vorteile bietet:

- Die Entwicklungswerkzeuge des Echtzeitsystems ermöglichen eine schnelle Implementierung der Regelungsalgorithmen.
- Beim Programmieren des Echtzeitsystems werden die separat implementierten Schutzfunktionen nicht verändert.
- Die Laufzeitumgebung der Regelungssoftware gestattet das Einstellen von Parametern und die Erfassung der internen Signale.

Regelungssoftware für das Echtzeitsystem kann mit Hilfe von *Simulink*-Modellen und mit C-Programmen erstellt werden, sodass mit *software in the loop*³ Fehler aufgedeckt werden können. Bei kleineren Änderungen oder wenn während des Betriebs Parameter umgeschaltet werden, findet allerdings kein solcher Test statt.

Dies ist insbesondere für die zusätzlichen und von der Regelungssoftware unabhängigen Schutzfunktionen von Bedeutung, die im folgenden Abschnitt behandelt werden.

6.2 Schutzfunktionen

Zum Schutz der Betriebsmittel kommen die in der Niederspannung üblichen Methoden zum Einsatz: Die Leitungen werden durch Leitungsschutzschalter vor thermischer Überlastung geschützt, während zum Schutz des Transformators, der Netzdrossel und des Drehstrommotors Motorschutzschalter eingesetzt werden. Die Bimetallauslöser der Motorschutzschalter bzw. der Bimetallrelais bilden das langsame thermische Verhalten dieser Betriebsmittel nach und vermeiden eine Überfunktion bei kurzzeitig höheren Strömen.

Die M2Cs werden unter Berücksichtigung der Anwendung geschützt, wobei hier die zusätzlichen Fehlermöglichkeiten und die Wahrscheinlichkeit von deren Eintritt beim Einsatz in der Modellanlage im Vordergrund stehen. In der Tab. 6.1 sind die Fehlerarten und die besonders betroffenen Betriebsmittel eines M2Cs aufgeführt, unter Annahme verschiedener externer Fehler. Der betrachtete M2C dient zur Erprobung von Regelungsverfahren, weshalb die Fehlfunktion der Regelung eine prominente

³Die Software der Regelung wird an einem Modell der Strecke simuliert.

Tab. 6.1: Externe Ursachen, die zu Fehlern in einem M2C führen können. Die Art des Fehlers wird mit \circ den betroffenen Bauteilen zugeordnet. Im Falle der Modellanlage kann eine fehlerhafte Regelung nicht ausgeschlossen werden, aber es bestehen niedrigere Anforderungen an die Selektivität des Schutzes.

Ursache	Art	Zweigdrosseln				Schutzmaßnahme
		IGBTs		Dioden	Kondensatoren	
fehlerhafte Regelung	$\vartheta >$	\circ				Bimetallrelais und Schütz
	$\vartheta >$		\circ	\circ		Übertemperaturabschaltung
	$U >$				\circ	unverzögerte Pulssperre
	$I >$		\circ	\circ		unverzögerte Pulssperre
AC-Kurzschluss	$I >$	\circ	\circ			unverzögerte Pulssperre
DC-Kurzschluss	$I >$	\circ		\circ		Sicherung und Schutzdioden

Ursache ist. Kurzschlüsse auf der AC-Seite werden deutlich seltener auftreten und noch seltener Kurzschlüsse auf der DC-Seite, vor allem weil die DC-Seite einen geringeren Raum einnimmt als die AC-Seite. Im Falle der Modellanlage lösen alle Schutzmaßnahmen direkt oder zwangsläufig die Abschaltung der Energiezufuhr aus, weil eine höhere Selektivität von Schutzabschaltungen keinen zusätzlichen Nutzen bringt.

Die IGBTs der Stromrichter haben ein schnelles thermisches Verhalten und werden in der Regel mit einer unverzögerten Pulssperre ab Erreichen eines Überstromwertes geschützt. Der Überstromwert muss deutlich vor der Entsättigung der IGBTs erreicht werden, darf bei kurzzeitiger Überlast aber nicht ansprechen. Der größtmögliche Stromanstieg und die größtmögliche Verzögerung bis zur Pulssperre bestimmen den ungünstigsten Stromwert der Abschaltung. Die Zweigdrosseln begrenzen den Stromanstieg nach Überschreiten des magnetischen Sättigungstroms deutlich geringer, was bei der Wahl des Schwellwerts ebenfalls berücksichtigt werden muss. Fehler bei der Implementierung oder Parametrierung der Regelungsverfahren können zu Überströmen führen und werden daher bei der Auslegung der Modellanlage als häufig angenommen, weshalb auch das Ausschalten des Überstroms durch den IGBT innerhalb des SOA⁴ liegen muss. Durch eine Pulssperre können Überströme abgeschal-

⁴safe operating area

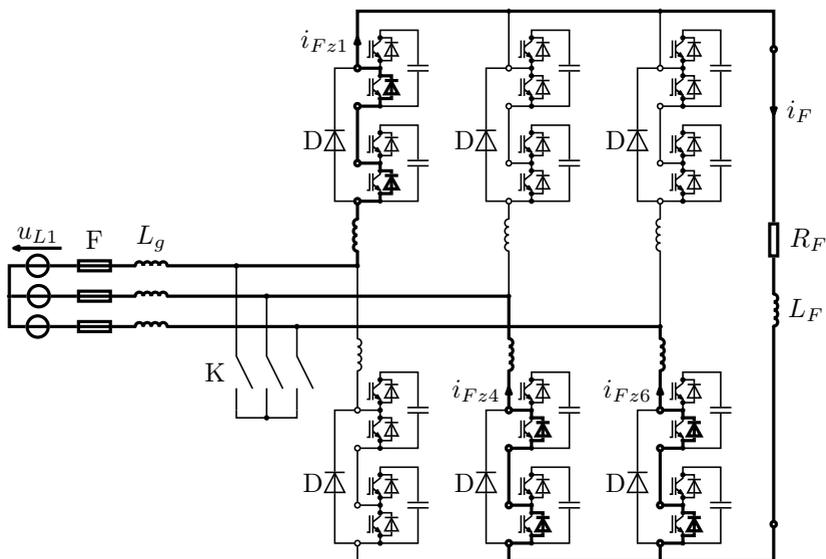


Abb. 6.2: Fehlerstrompfad (fett) im Falle eines niederimpedanten Fehlers R_F , L_F auf der Gleichspannungsseite eines M2Cs und Speisung des Fehlers von der Wechselspannungsseite, während die Netzspannung u_{L1} gerade ihren positiven Spitzenwert hat. Zur Begrenzung und zum Ausschalten des Fehlers können Sicherungen F auf der Wechselspannungsseite eingesetzt werden. Um die Dioden der Submodule vom Fehlerstrom zu entlasten, kann man den Submodulen die Schutzdioden D parallelschalten. Alternativ zu den Schutzdioden kann man einen Kurzschließer K einsetzen.

tet werden, deren Strompfad durch einen IGBT führt. Insbesondere ein niederohmiger Fehler an den Gleichspannungsklemmen des M2Cs kann dadurch nicht abgeschaltet werden, weil der Fehlerstrom durch die Dioden der Submodule fließt, wie in Abb. 6.2 dargestellt. Fehler bei der Implementierung oder Parametrierung der Regelungsverfahren können für diesen Fehler als Ursache ausgeschlossen werden, weshalb hier eine geringere Häufigkeit angenommen wird.

Daher werden für die M2Cs der Modellanlage, ähnlich wie bei Netzgleichrichtern, Schmelzsicherungen auf der Wechselspannungsseite eingesetzt, die bei niederohmigen Fehlern auf der Gleichspannungsseite des

M2Cs ansprechen. Um die Dioden der Module vom Fehlerstrom zu entlasten, werden Dioden zu den Zweigen parallelgeschaltet. Die Auslegung vereinfacht sich, wenn man annimmt, dass der Fehlerstrom ausschließlich durch die zusätzlichen Dioden fließt und dass der I^2t -Wert nur durch die Schmelzsicherungen begrenzt wird. Im ungestörten Betrieb fließt kein Strom durch die parallelen Dioden, weshalb die Anfangstemperatur bei Fehlereintritt der lediglich um die Wirkung der Sperrverluste angehobenen Sperrschichttemperatur entspricht. Wie sonst auch, müssen die Schmelzsicherungen den Strom im ungestörten Betrieb ohne anzusprechen führen können. Die Schutzdioden für einen Niederspannungs-M2C können ohne Reihenschaltung realisiert werden und übernehmen daher den größeren Anteil des Fehlerstroms im Vergleich zu den in Reihe liegenden Submodul-Dioden.

Alternativ zu den Schutzdioden kann man den Fehlerstrom mit einem Kurzschließer, in Abb. 6.2 mit K bezeichnet, vom M2C fernhalten. Im Gegensatz zu den Schutzdioden muss der Kurzschließer aktiv eingeschaltet werden und kann z. B. mit Thyristoren ausgeführt werden, wobei für die Sperr- und Blockierspannung die Spannung der Wechselspannungsseite maßgebend ist. Im Vergleich zu den Schutzdioden lässt dies eine geringere Sperrspannung für die Thyristoren erwarten, da die Spannung auf der Gleichspannungsseite des M2Cs etwas höher eingestellt wird als der Spitzenwert der verketteten Spannung auf der Wechselspannungsseite. Das ist ein Vorteil gegenüber dem Einsatz von Schutzdioden, die zu den Modulen parallelgeschaltet sind.

Wird statt der Sicherungen ein Leistungsschalter zur Abschaltung des Fehlers eingesetzt, kann sich die Strombelastung der Schutzdioden und des Kurzschließers erhöhen, wenn der Fehlerstrom länger fließt und die Strombegrenzungswirkung der Sicherungen entfällt. Dafür ergibt sich ein besserer Wirkungsgrad im ungestörten Betrieb, weil die Verluste der Schmelzsicherungen entfallen.

Da bei diesem Fehler nur die Dioden betroffen sind, die zwischen den Leistungsanschlüssen eines Submoduls liegen, schlägt [104] den Verzicht auf die elektrische Isolation dieser Dioden zum Modulgehäuse und die Vergrößerung der Dioden-Chipfläche vor, um so einen geringeren thermischen Widerstand und eine höhere Impulsbelastbarkeit der Dioden zu erreichen. Mit solchen, speziell für den Einsatz im M2C entwickelten IGBT-Modulen erübrigen sich zusätzliche Komponenten und deren Ansteuerung zur Behandlung dieses Fehlers. Das lässt zwar eine höhere Zuverlässigkeit erwarten, schließt aber die Verwendung von in großen

Stückzahlen und mehreren Herstellern gefertigten Bauelementen – ein Vorteil der M2C-Topologie – aus.

Durch Verwendung von Schutzdioden und Sicherungen lassen sich die M2Cs der Modellanlage am sinnvollsten schützen, wenn man Aufwand und Wirkungsweise mit den dargestellten Alternativen vergleicht.

6.3 Dimensionierung der Komponenten

Zur Dimensionierung der Komponenten müssen die relevanten Belastungen ermittelt werden, welche vom gewählten Betrieb abhängig sind. Wird das Betriebsregime lediglich durch Klemmengrößen auf der AC-Seite festgelegt, müssen die Gleichspannung, die Anzahl der Module und die verwendete Modulkapazität bestimmt werden.

6.3.1 Berechnung des Energiehubs der Kondensatoren

Der Spannungsverlauf der Kondensatorspannung eines M2C-Moduls enthält ausgeprägte Wechselspannungsanteile, deren Frequenz und Amplitude vom Zeitverlauf des Zweigstroms und der Aussteuerung des Moduls abhängig sind. Dieser Spannungsverlauf kann durch einen minimalen Wert $U_{C\min}$ und einen maximalen Wert $U_{C\max}$ charakterisiert werden, welche über die Beziehungen

$$W_{C\max} = \frac{C}{2} U_{C\max}^2 \quad (6.1a)$$

$$W_{C\min} = \frac{C}{2} U_{C\min}^2 \quad (6.1b)$$

zu einem minimalen und maximalen Wert der Kondensatorenergie gehören. Aus der Differenz der Zeilen von (6.1) kann man die Dimensionierungsgleichung

$$C = 2 \frac{\Delta W_C}{U_{C\max}^2 - U_{C\min}^2}, \quad \Delta W_C = W_{C\max} - W_{C\min} \quad (6.2)$$

für die Kapazität der Module herleiten. Darin ist ΔW_C die Energieschwankung der Kondensatorenergie, die gelegentlich als Energiehub bezeichnet wird. Die Dimensionierung über diese Beziehung ist sinnvoll, insbesondere aus folgenden Gründen:

- Der Energiehub ΔW_C der Kondensatorenergie kann näherungsweise über die Zweigenergie berechnet werden, wie in [45, 64]. Beschreibt das verwendete Modell die Kondensatorenergie, kann man den Energiehub aus einer Lösung des Modells berechnen, wie in [7].
- Mit dem Minimalwert $U_{C \min}$ kann direkt eine gewünschte Reserve vorgegeben werden, wie etwa eine Regelreserve.
- Der Maximalwert $U_{C \max}$ charakterisiert die Spannungsbelastung des Kondensators und der Halbleiterschalter und kann aus Kennwerten dieser Bauelemente und einer Reserve ermittelt werden.

Nimmt man eine gleichmäßige Spannungsaufteilung über alle n Kondensatoren eines Zweiges an, dann kann die in einem Zweig kapazitiv gespeicherte Energie durch

$$W_{zC} = \frac{1}{2} n C u_C^2 = \frac{1}{2} \frac{C}{n} u_{zC}^2 \quad (6.3)$$

ausgedrückt werden. Die rechte Seite steht dann für die Energie eines äquivalenten Moduls mit der Spannung $u_{zC} = n u_C$ und der Kapazität $\frac{C}{n}$. Es genügt also die Reihenschaltung der Module als ein äquivalentes Modul zu betrachten, stellvertretend für die zugehörigen Module, denn die Symmetrierung innerhalb des Zweiges wird meist durch ein Modulationsverfahren gewährleistet. Die gleichmäßige Aufteilung der kapazitiv gespeicherten Energie eines Zweiges auf dessen Kondensatoren garantiert eine möglichst gute Spannungsausnutzung der Kondensatoren und ist daher prinzipiell erstrebenswert. Der Wunsch möglichst geringer Schaltfrequenz steht dieser Symmetrierung entgegen.

Die Kondensatorenergie W_{zC} wird oft mit der einfacher zu berechnenden Zweigenergie

$$W_z = W_{zC} + W_{zL} \quad (6.4)$$

gleichgesetzt, da der Unterschied, nämlich die gespeicherte Energie W_{zL} der Zweigdrosseln, meist vernachlässigbar ist. Die Zweigenergie ergibt sich durch Integration der Zweigleistung, welche sich leicht aus den geeignet vorgegebenen Strömen und Spannungen auf DC- und AC-Seite ermitteln

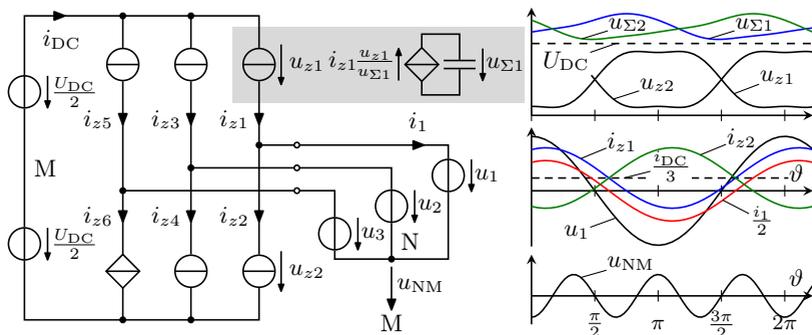


Abb. 6.3: Ein Zweig kann durch das grau hinterlegte Ersatznetzwerk modelliert werden, welches die Submodulspannungen des Zweiges k zur äquivalenten Submodulspannung $u_{\Sigma k}$ zusammenfasst und die Vorgabe eines eingprägten Stromes $i_{z k}$ gestattet. Man benötigt sechs Ersatznetzwerke $k = 1, \dots, 6$ und kann fünf Ströme unabhängig vorgeben.

Im symmetrischen Betrieb unterscheiden sich die Größen der Zweige nur in ihrer Phasenverschiebung voneinander. Die rechts dargestellte Vorgabe von i_{z1} und i_{z2} geht von symmetrischen Spannungen u_1, u_2, u_3 aus und führt bei geeigneter Wahl der Anfangswerte zu den dargestellten äquivalenten Submodulspannungen.

lässt. Setzt man (6.3) in (6.4) ein, kann man u_{zC} über

$$u_{zC} = \sqrt{2n \frac{W_z - W_{zL}}{C}} \quad (6.5)$$

$$u_{zC} \approx u_{\Sigma} = \sqrt{2n \frac{W_z}{C}} \quad (6.6)$$

berechnen. Für die näherungsfreie Rechnung muss also die Energie in den Zweigdrosseln von der Zweigenergie abgezogen werden, was bei der Näherung (6.6) eine höhere Spannung liefert. Zunächst wird diese Näherung aufgegriffen und später mit der exakten Rechnung verglichen.

Die obigen Überlegungen entsprechen der Modellierung der Zweige eines M2Cs durch je ein Ersatznetzwerk, wie in Abb. 6.3 am Beispiel von Zweig 1 grau hinterlegt dargestellt. Das Ersatznetzwerk modelliert die Submodulspannungen des Zweiges k durch äquivalente Submodulspannungen $u_{\Sigma k}$, $k = 1, \dots, 6$, wobei man fünf der sechs Zweigströme unabhängig voneinander vorgeben kann. Bei geeigneter Vorgabe der Zweigströme und

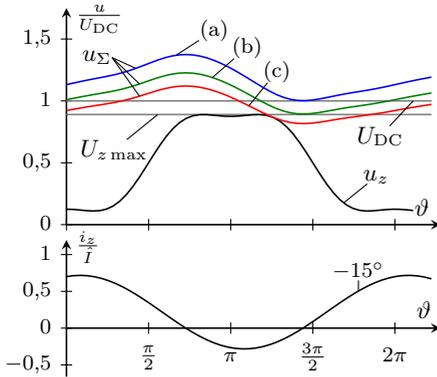


Abb. 6.4: Drei Fälle für die Wahl der minimalen äquivalenten Submodulspannung $U_{\Sigma \min}$ sind typisch:

- (a) $U_{\Sigma \min} \geq U_{DC}$,
 (b) $U_{\Sigma \min} \geq U_{z \max}$,
 (c) $\min(u_{\Sigma}/u_z) \geq 1$,

wobei jeweils der Grenzfall des Relationszeichens bei Betrieb mit $\varphi = -15^\circ$ dargestellt ist. Meist wird (a) bevorzugt, weil es unabhängig vom Betriebsregime ist.

der Anfangswerte der äquivalenten Submodulspannungen ergibt sich ein stationäres, symmetrisches Verhalten [89]. Damit eine Lösung im Kontext des Netzwerks aus Abb. 6.3 als technisch realisierbar gilt, müssen die äquivalenten Spannungen $u_{\Sigma k}$ größer oder gleich der jeweiligen Zweigspannung u_{zk} sein, also $u_{\Sigma k} \geq u_{zk}$, $k = 1, \dots, 6$. Abb. 6.4 zeigt einige Beispiele unterschiedlicher Festlegungen:

- (a) Meistens wird für den Minimalwert der äquivalenten Submodulspannung $U_{\Sigma \min} \geq U_{DC} + U_{\text{res}}$ mit einer Reserve $U_{\text{res}} \geq 0$ gefordert, damit ein Zweig alleine die Spannung der DC-Seite aufbringen kann. Dieser in Abb. 6.4 als (a) bezeichnete Fall bietet sich für hohe Modulationsgrade an, vergrößert bei geringer Aussteuerung aber den Energiehub.
- (b) Bei der Festlegung $U_{\Sigma \min} \geq U_{z \max}$ reicht das Minimum der Kondensatorspannung gerade aus, um den Maximalwert der Zweigspannung aufzubringen, unabhängig davon, ob Minimum und Maximum zur gleichen Zeit auftreten.
- (c) Das Absenken der Kondensatorspannung bis zur jeweiligen Aussteuerungsgrenze $\min(u_{\Sigma}/u_z) \geq 1$, in Abb. 6.4 als (c) dargestellt, bietet insbesondere beim Betrieb von Drehstrommaschinen unterhalb der Nenndrehzahl Vorteile, wie [2] bei kreisstromfreien Betrieb ohne Injektion einer Gleichtaktspannung zeigt.

Festlegung (a) aus Abb. 6.4 auf ein Modul übertragen, liefert einen

Minimalwert

$$U_{C \min} = \frac{U_{\text{DC}} + U_{\text{res}}}{n} \quad (6.7)$$

der Submodulspannung in der Dimensionierungsgleichung (6.2). Der Maximalwert $U_{C \max}$ kann dann z. B. über die Spannungswelligkeit $\Delta U_C \geq 0$ zu

$$U_{C \max} = U_{C \min} + \Delta U_C \quad (6.8)$$

gewählt werden. Der Energiehub ΔW_C wird im Folgenden berechnet.

Die Betrachtung geht vom stationären kreisstromfreien Betrieb eines M2Cs aus, in welchem die Ströme und Spannungen des oberen und unteren Zweiges der ersten Phase durch

$$u_1 = \hat{U} \cos(\vartheta) \quad (6.9a)$$

$$u_{\text{NM}} = -\frac{A}{6} \hat{U} \cos(3\vartheta), \quad A \in \{0, 1\} \quad (6.9b)$$

$$i_{z1} = I_g + \frac{1}{2} \hat{I} \cos(\vartheta + \varphi) \quad (6.9c)$$

$$i_{z2} = I_g - \frac{1}{2} \hat{I} \cos(\vartheta + \varphi) \quad (6.9d)$$

und der Abkürzung $\vartheta = \omega t$ beschrieben werden können, während die Größen der anderen zwei Phasen um 120° und -120° dazu verschoben sind. Es sind \hat{U} beziehungsweise \hat{I} die Spitzenwerte der Ausgangsspannungen u_1, u_2, u_3 beziehungsweise der Ausgangsströme i_1, i_2, i_3 . Die Ausgangsspannung des Stromrichters entspricht also einem symmetrischen Drehspannungssystem mit der verketteten Spannung $U_N = \sqrt{3}U$ und der Kreisfrequenz ω . Die Gleichstromkomponente I_g der Zweigströme addiert sich zum Strom $i_{\text{DC}} = 3I_g$ auf der DC-Seite. Mit dem Parameter $A \in \{0, 1\}$ wird bei $A = 1$ eine Gleichtaktspannung zur Erweiterung des linearen Steuerbereichs eingepreßt.

Für einen stationären Betrieb, wie (6.9), lässt sich die Zweigenergie bis auf eine Konstante durch Integration über die zugehörige Leistung ermitteln. Man integriert also über die Leistung

$$p_{z1} = i_{z1} \left[\frac{U_{\text{DC}}}{2} - u_1 - u_{\text{NM}} \right], \quad (6.10)$$

weshalb der ermittelte Energiewert auch die induktiv gespeicherte Energie enthält. Im Falle des kreisstromfreien Betriebs (6.9) lässt sich die Energie

des ersten Zweigs von Phase 1 als

$$W_{z1} = W_0 + w_{z1} \quad (6.11)$$

schreiben, wobei $W_0 > 0$ der Mittelwert und

$$w_{z1} = \frac{U_{\text{DC}}\hat{I}}{4\omega} \sin(\vartheta + \varphi) - \frac{\hat{U}I_g}{\omega} \sin(\vartheta) - \frac{\hat{U}\hat{I}}{8\omega} \sin(2\vartheta + \varphi) + \hat{U}\frac{A}{\omega} \left[\frac{\hat{I}}{48} \sin(2\vartheta - \varphi) + \frac{I_g}{18} \sin(3\vartheta) + \frac{\hat{I}}{96} \sin(4\vartheta + \varphi) \right] \quad (6.12)$$

der Wechselanteil der Zweigenergie ist. Setzt man $I_g = I_{\text{DC}}/3$ in w_{z1} ein und berechnet I_{DC} aus der Leistungsbilanz

$$2U_{\text{DC}}I_{\text{DC}} = 3\hat{U}\hat{I} \cos \varphi, \quad (6.13)$$

bietet sich die Normierung auf $\frac{U_{\text{DC}}\hat{I}}{4\omega}$ und die Verwendung des Modulationsgrades

$$m = \frac{2\hat{U}}{U_{\text{DC}}}, \quad 0 \leq m \leq \frac{2}{\sqrt{3}}, \quad \text{mit } m > 1 \text{ nur bei } A = 1, \quad (6.14)$$

an [6, 7], was mit $w_{z1} = w'_{z1} \frac{U_{\text{DC}}\hat{I}}{4\omega}$ auf

$$w'_{z1} = \sin(\vartheta + \varphi) - \frac{m^2 \cos \varphi}{2} \sin(\vartheta) - \frac{m}{4} \sin(2\vartheta + \varphi) + A \left[\frac{m}{24} \sin(2\vartheta - \varphi) + \frac{m^2 \cos \varphi}{36} \sin(3\vartheta) + \frac{m}{48} \sin(4\vartheta + \varphi) \right] \quad (6.15)$$

führt. Die Zeitverläufe sind in Abb. 6.5 für verschiedene Phasenverschiebungen φ bei maximaler und minimaler Aussteuerung, also $m = 1,15$ und $m = 0$ dargestellt. Durch $m = 0$ und $\varphi = -90^\circ$ ist das Einspeisen eines induktiven Blindstroms in ein Versorgungsnetz bei vollem dreipoligen Spannungseinbruch, wie z. B. von [51] gefordert, charakterisiert. Dieser Betrieb ist durch einen Energiehub von

$$\Delta W_{\text{max}} = \frac{U_{\text{DC}}\hat{I}}{2\omega} \quad (6.16)$$

gekennzeichnet, der auch der maximale Energiehub für kreisstromfreien Betrieb bei anderen Modulationsgraden m und Phasenverschiebungen φ

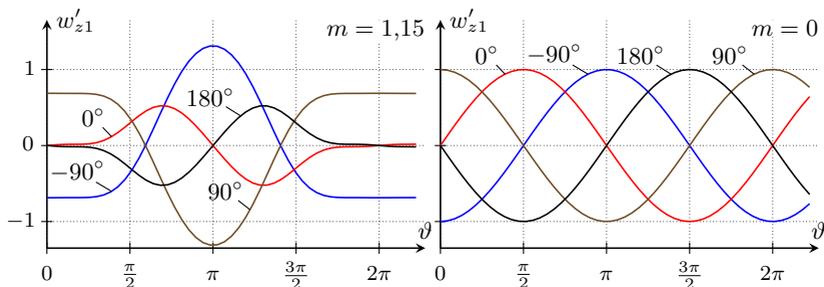


Abb. 6.5: Zeitverläufe des bezogenen Wechselanteils w'_{z1} der Zweigenergie bei Variation der Phasenverschiebung φ : links für maximale Aussteuerung $m = 1,15$ und rechts für minimale Aussteuerung $m = 0$, jeweils mit $A = 1$. Bei $m = 0$ oder bei $\varphi = \pm 90^\circ$ ist der Energiehub am größten, auch im nicht dargestellten Fall $A = 0$.

ist, wie man an Abb. 6.5 sieht. Beim Durchfahren eines Spannungseinbruchs steigt die Zwischenkreisspannung in der Regel an, was den zu erwartenden Energiehub weiter erhöht und diesen Betriebsfall auslegungsrelevant für die Kapazität der Submodule von Einspeisewechselrichtern macht.

Im Allgemeinen kann der Energiehub beliebiger Betriebspunkte durch Subtraktion des Maximums und Minimums von w'_{z1} berechnet werden. Die Stellen der beiden Extremwerte entsprechen den Nulldurchgängen der Leistung $p_{z1} = u_{z1}i_{z1}$ also den Nulldurchgängen von i_{z1} , weil unipolare Module keine negativen Spannungen u_{z1} zulassen. Ein Minimum von w'_{z1} über ϑ liegt bei

$$\vartheta_{w1,\min} = \pi - \varphi + \arccos\left(\frac{m}{2} \cos \varphi\right) \quad (6.17)$$

und ein Maximum bei

$$\vartheta_{w1,\max} = \pi - \varphi - \arccos\left(\frac{m}{2} \cos \varphi\right). \quad (6.18)$$

Den normierten Energiehub

$$\Delta w'_z = w'_{z1} \Big|_{\vartheta=\vartheta_{w1,\max}} - w'_{z1} \Big|_{\vartheta=\vartheta_{w1,\min}} \quad (6.19)$$

erhält man nach Einsetzen der Extremstellen und Differenzbildung, wobei

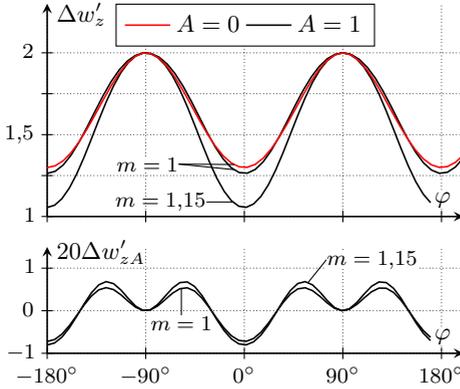


Abb. 6.6: Energiehub der Zweigenergie bei kreisstromfreiem Betrieb (6.9) in Abhängigkeit der Phasenverschiebung φ (oben). Bei Erweiterung des Modulationsbereichs mit $A = 1$, kommt $\Delta w'_{zA}$ hinzu (unten).

die Indizierung des Zweiges entfallen kann. Die Differenz kann man

$$\Delta w'_z = 2 \left[1 - \left(\frac{m \cos \varphi}{2} \right)^2 \right]^{\frac{3}{2}} + A \Delta w'_{zA} \quad (6.20)$$

schreiben, wobei der erste Summand dem Ergebnis für $A = 0$ entspricht. Bei $A = 1$ kommt der zweite Summand hinzu und lautet

$$\Delta w'_{zA} = \frac{\cos(3\varphi)}{72} (4m^2 \cos \varphi [4 \cos^2 x - 1] - 24m \cos^3 x) \sin x, \quad (6.21)$$

wobei $x = \arccos\left(\frac{m}{2} \cos \varphi\right)$. Der Fall $A = 0$ wurde schon in [64] gelöst, wobei dort das Netz durch Stromquellen modelliert und die Zweigspannungen u_{zk} durch Spannungsquellen modelliert werden. In Abb. 6.6 ist der Energiehub $\Delta w'_z$ der Zweigenergie für $A = 0$ und $A = 1$ in Abhängigkeit der Phasenverschiebung dargestellt. Bei Erweiterung des Modulationsbereichs mit $A = 1$ kommt noch $\Delta w'_{zA}$ hinzu, was bei $\varphi = 0$ und $\varphi = 180^\circ$ den Energiehub reduziert. Bei $\varphi = \pm 90^\circ$ ergibt sich durch $A = 1$ keine Veränderung, wobei sich vor und nach diesen Stellen der Energiehub gering erhöht.

Wenn die Ausgangsfrequenz ω gegen null geht, wächst der Energiehub (6.16) unbegrenzt. Bei Speisung einer Asynchronmaschine geht die Ausgangsspannung \hat{U} mit sinkender Frequenz zwar zurück, eine Entschärfung dieser Problematik ist dadurch aber nicht zu erhoffen, schließlich wird mit sinkender Ausgangsfrequenz die Ausgangsspannung üblicherweise nicht im gleichen Maße abgesenkt. Dieses Problem lässt sich z. B.

durch eine von (6.9) abweichende Vorgabe der Ströme und Spannungen beheben, die mit der Gleichtaktspannung u_{NM} und mit Kreisströmen kompensierende Leistungen erzeugt [3, 45]. Die prinzipielle Vorgehensweise der Dimensionierung bleibt dabei unverändert.

In diesem Abschnitt wurde der Energiehub eines Zweiges berechnet, der für die Auslegung der Submodulkondensatoren für den kreisstromfreien Betrieb maßgebend ist. Dafür wurden die Zweigdrosseln vernachlässigt, was dem Netzwerk aus Abb. 6.3 entspricht.

6.3.2 Einfluss der Induktivität der Zweigdrossel

Die Vernachlässigung der induktiv gespeicherten Energie W_{zL} in (6.4) führt zu einer Überschätzung der Kondensatorenergie W_{zC} und ergibt bei Anwendung von (6.6), wegen $W_{zL} > 0$, auch eine höhere Kondensatorspannung. In der Dimensionierungsgleichung (6.2) hingegen, fällt die induktiv gespeicherte Energie heraus, weil die minimale und maximale Kondensatorenergie an den Nulldurchgängen des Zweigstroms bestimmt werden. Daher ist der Einfluss der Näherung $W_{zL} = 0$ schwierig abzuschätzen. Alternativ zur Näherung kann die Energie in den Drosseln durchgehend berücksichtigt werden, wie in [6], was die Berechnung erschwert und die Annahme eines Induktivitätswertes der Zweigdrossel erfordert. In diesem Abschnitt wird der Einfluss der Zweigdrossel auf die Auslegung der Kondensatoren und auf die Zweigspannung abgeschätzt und zu diesem Zweck deren Induktivität und die induktiv gespeicherte Energie als bezogene Werte ausgedrückt.

Zur Herleitung der bezogenen Induktivität teilt man die induktiv gespeicherte Energie

$$W_{z1L} = \frac{1}{2} L i_{z1}^2 \quad (6.22)$$

durch den Bezugswert $\frac{U_{\text{DC}} \hat{I}}{4\omega}$ des Energiehubs und nutzt die Formulierung

$$W'_{z1L} = \frac{W_{z1L}}{\frac{U_{\text{DC}} \hat{I}}{4\omega}} = \frac{1}{2} \frac{L}{\frac{U_{\text{DC}}}{4\omega \hat{I}}} \left(\frac{i_{z1}}{\hat{I}} \right)^2, \quad (6.23)$$

in der sich die bezogene Induktivität

$$L' = \frac{L}{\frac{U_{\text{DC}}}{4\omega \hat{I}}} \quad (6.24)$$

ausmachen lässt. Diese zunächst willkürlich erscheinende Definition (6.24) der bezogenen Induktivität L' lässt sich mit Hilfe des Modulationsgrads (6.14) auf die alternative Form

$$L' = 2m \frac{L}{\frac{\hat{U}}{\omega \hat{I}}} \quad (6.25)$$

bringen, worin \hat{U} der Spitzenwert der Ausgangsspannung und m der Modulationsgrad ist. Wie aus (6.25) ersichtlich, ist die bezogene Induktivität L' das Doppelte der mit dem Modulationsgrad m multiplizierten Kurzschlussspannung der Zweigdrossel, wenn man die Ausgangsspannung \hat{U} und den Ausgangsstrom \hat{I} als Bezugsgrößen wählt. Eine weitere ebenso nützliche Formulierung der bezogenen Induktivität ergibt sich, wenn man die (fiktive) Dimensionierung der Induktivität mit

$$L = \frac{U_{\text{DC}}}{2n \Delta I_z f_{\text{PWM}}} \quad (6.26)$$

ansetzt, wobei ΔI_z die Spitze-Spitze-Welligkeit des Zweigstroms und f_{PWM} die über der Induktivität wirksame Schaltfrequenz sind.⁵ Ersetzt man L in (6.24) mit der Dimensionierung (6.26) und nutzt die bezogenen Werte

$$\Delta I'_z = \frac{\Delta I_z}{\hat{I}} \quad \text{und} \quad f'_{\text{PWM}} = \frac{2\pi f_{\text{PWM}}}{\omega}, \quad (6.27)$$

ergibt sich die alternative Formulierung der bezogenen Induktivität

$$L' = \frac{4\pi}{n \Delta I'_z f'_{\text{PWM}}}. \quad (6.28)$$

Diese Formulierung zeigt, dass die bezogene Induktivität L' identisch ist für alle Auslegungen, bei denen die Submodulzahl n und das Produkt $\Delta I'_z f'_{\text{PWM}}$ gleich sind. Und eine Erhöhung der Submodulzahl bei sonst gleichen Verhältnissen liefert erwartungsgemäß einen niedrigeren

⁵Die Dimensionierung (6.26) entspringt der Annahme einer mittelwertfreien Rechteckspannung mit Tastverhältnis 0,5 und Amplitude $\frac{1}{2}U_{\text{DC}}/n$ über der Induktivität. Damit ist die Spannungswelligkeit der eingepprägten Spannung, beziehungsweise die Spannung über der Induktivität, näherungsweise beschrieben, wenn für alle Submodule eine konstante Kondensatorspannung U_{DC}/n unterstellt wird und eines der Module mit Tastverhältnis 0,5 schaltet.

Wert für die bezogene Induktivität. Zur Abschätzung des Einflusses der Zweigdrossel wird daher im Folgenden die bezogene Induktivität L' herangezogen.

Der Anteil der induktiv gespeicherten Energie am Energiehub des Zweiges kann durch

$$\frac{W'_{z1L}}{\Delta w'_z} \leq \frac{\max W'_{z1L}}{\min \Delta w'_z} \quad (6.29)$$

nach oben abgeschätzt werden, wenn man die Extremstellen von Zähler und Nenner unabhängig voneinander durch Variation von φ und m ermittelt. Der Minimalwert $\min \Delta w'_z \approx 1,048$ berechnet sich aus (6.20) mit $\varphi = 0$ und $m = 2/\sqrt{3}$, siehe Abb. 6.6. Die induktiv gespeicherte Energie ist maximal, wenn der Betrag des Zweigstroms i_{z1}/\hat{I} maximal ist, warum zusätzlich ϑ variiert werden muss. Den normierten Zweigstrom ermittelt man aus dem kreisstromfreien Betrieb (6.9), der Leistungsbilanz (6.13) und dem Modulationsgrad m in (6.14) zu

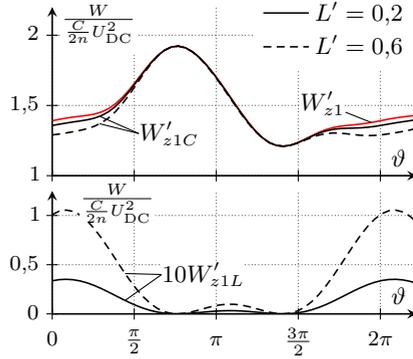
$$\frac{i_{z1}}{\hat{I}} = \frac{m}{4} \cos \varphi + \frac{1}{2} \cos(\vartheta + \varphi), \quad (6.30)$$

wobei dessen Betrag bei $\vartheta = -\varphi = 0$ und $m = 2/\sqrt{3}$ den Maximalwert $\max |\frac{i_{z1}}{\hat{I}}| = \sqrt{3}/6 + 1/2$ annimmt. Der Maximalwert der induktiv gespeicherten Energie ist dann durch $W'_{z1L} \approx 0,3110 L'$ gegeben. Verrechnen aller Zahlenwerte liefert die Abschätzung

$$\frac{W'_{z1L}}{\Delta w'_z} \leq \frac{\max W'_{z1L}}{\min \Delta w'_z} < 0,2967 L', \quad (6.31)$$

welche für den kreisstromfreien Betrieb (6.9) mit $A = 1$ und $\varphi = 0$ gilt und die lediglich die Angabe von L' oder von $n\Delta I'_z f'_{\text{PWM}}$ benötigt. Beispielsweise für die Dimensionierung $L' = 0,2$ ergibt sich die obere Schranke für den Anteil der induktiv gespeicherten Energie bezogen auf den Energiehub des Zweiges zu 6%. In Abb. 6.7 sind die Zeitverläufe der Energien bei $\varphi = -20^\circ$ und $m = 1,1$ für die Dimensionierungen $L' = 0,2$ und $L' = 0,6$, also für den dreifachen Wert der Induktivität, dargestellt. Die Extremwerte der Zweigenergie W'_{z1} , welche zur Abschätzung der Energieschwankung der Kondensatorenergie herangezogen werden, entsprechen in guter Näherung den Extremwerten der Kondensatorenergie W'_{z1C} . Das lokale Minimum von W'_{z1C} sinkt allerdings bei steigendem Induktivitätswert unter das Minimum der Zweigenergie, was die Gültigkeitsgrenze der

Abb. 6.7: Zweigenergie W'_{z1} , Kondensatorenergie W'_{z1C} und Drosselenergie W'_{z1L} bei $\varphi = -20^\circ$ und $m = 1,1$ für die Dimensionierungen $L' = 0,2$ (—) und $L' = 0,6$ (----). Zur Abschätzung der Energieschwankung der Kondensatorenergie können die Extremwerte der Zweigenergie W'_{z1} herangezogen werden, solange das Minimum von W'_{z1C} mit dem von W'_{z1} zusammenfällt.



Näherung $W_{zL} = 0$ zur Berechnung der Schwankungsbreite der Kondensatorenergie darstellt. Der in Abb. 6.7 dargestellte Betrieb erreicht diese Grenze erst bei Überschreiten von $L' = 1,26$, was einer besonders hohen Induktivität entspricht.

Bei Wahl der minimalen Submodulspannung nach Abb. 6.4 vernachlässigt man den Spannungsabfall über den Zweigdrosseln, weil das Netzwerk in Abb. 6.3 keine Zweigdrosseln enthält. Das Netzwerk in Abb. 6.8 entspricht dem *kontinuierlichen Modell* in [89] (mit gesteuerten Quellen [58] statt Schaltfunktionen) und berücksichtigt die Zweigdrossel mittels der Induktivität L . Statt der Zweigströme, wie in Abb. 6.3, gibt man hier die eingprägten Zweigspannungen u_{qk} vor, welche sich aber auch mittels

$$u_{qk} = u_{zk} - L \frac{d}{dt} i_{zk}, \quad k = 1, \dots, 6 \quad (6.32)$$

aus den Zweigströmen des Ersatznetzwerks in Abb. 6.3 berechnen lassen, vorausgesetzt, die Ströme der unabhängigen Stromquellen sind stetig. Bezieht man die eingprägten Zweigspannungen auf die Gleichspannung U_{DC} und nutzt die Definition (6.24) der bezogenen Induktivität L' , lässt sich (6.32) für $k = 1$ auf die Form

$$\frac{u_{q1}}{U_{DC}} = \frac{u_{z1}}{U_{DC}} + \frac{L'}{8} \sin(\vartheta + \varphi) \quad (6.33)$$

bringen. Demnach ergibt sich die Amplitude des Sinusterns bei der Dimensionierung $L' = 0,2$ zu $0,025$. Ein Vergleich der Spannungen des Modells aus Abb. 6.3 mit denen des Modells aus Abb. 6.8 ist in Abb. 6.9

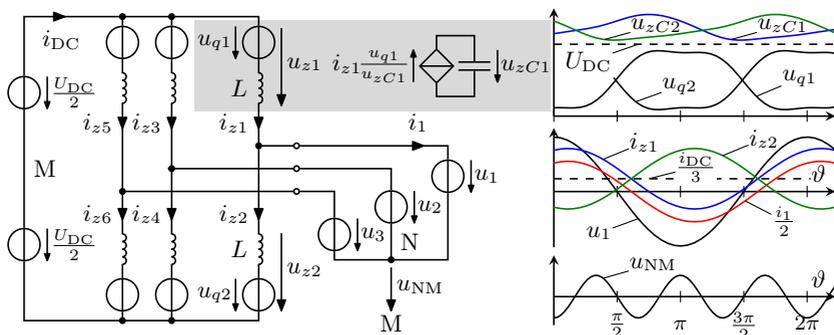
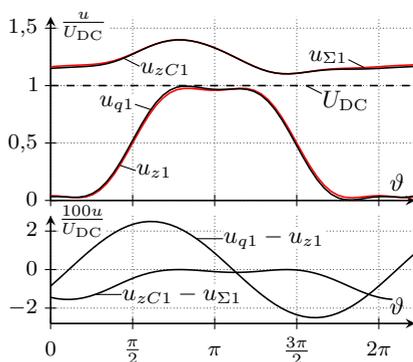


Abb. 6.8: Zur Berücksichtigung der Zweigrosseln kann man die Zweige durch je ein Ersatznetzwerk modellieren, wie für Zweig 1 grau hinterlegt dargestellt. Statt der Zweigströme, wie in Abb. 6.3, gibt man hier die eingepprägten Zweigspannungen u_{qk} vor. Man benötigt sechs Ersatznetzwerke $k = 1, \dots, 6$ und kann sechs Spannungen unabhängig vorgeben.

Die eingepprägten Zweigspannungen lassen sich durch $u_{qk} = u_{zk} - L \frac{d}{dt} i_{zk}$ auch aus der Lösung des Ersatznetzwerks in Abb. 6.3 ermitteln, die Vorgabe stetiger Zweigströme vorausgesetzt.

Abb. 6.9: Vergleich der äquivalenten Submodulspannung $u_{\Sigma 1}$ des Netzwerks aus Abb. 6.3 mit der Submodulspannung u_{zC1} des Netzwerks aus Abb. 6.8 bei $\varphi = -20^\circ$ und $m = 1,1$ und für die typische Dimensionierung $L' = 0,2$.



dargestellt. Darin erkennt man, dass die eingeprägte Zweigspannung u_{q1} mehr als 2% von der Zweigspannung u_{z1} abweichen kann, während die Submodulspannung u_{zC1} etwa 1,5% niedriger werden kann, als die äquivalente Submodulspannung $u_{\Sigma 1}$. Die Nullstellen von $u_{zC1} - u_{\Sigma 1}$ fallen mit den Extremwerten von u_{zC1} zusammen und bestätigen die an Abb. 6.7 gezogenen Schlussfolgerungen, dass die Zweigenergie für die Dimensionierung der Kondensatoren herangezogen werden kann.

Für die Wahl der Gleichspannung oder die Berechnung der maximalen Aussteuerung spielt die Induktivität allerdings eine Rolle, denn das Minimum der eingepprägten Spannung u_{q1} kann bereits null sein, auch wenn die Zweigspannung u_{z1} noch positiv ist. Da ein M2C mit unipolaren Modulen keine negative Spannung u_{q1} einprägen kann, stellt dies die Grenze der Aussteuerung dar, die man mit dem Netzwerk aus Abb. 6.3 um ca. 4% überschätzen würde. Das Netzwerk aus Abb. 6.8 liefert daher bessere Ergebnisse bei der Berechnung der notwendigen Gleichspannung. Um den Aussteuerungsbereich zu erhöhen, hilft hier nur die Erhöhung der Gleichspannung. Aus diesem Grund wird für die Wechselspannung $U_N = 400\text{ V}$ eine Gleichspannung von $U_{DC} = 650\text{ V}$ verwendet, was einer Reserve von rund 15% entspricht. Setzt man $U_{\text{res}} = 50\text{ V}$ an, liefert (6.7) mit $n = 6$ die minimale Modulspannung $U_{C\text{min}} = 117\text{ V}$. Soll die Scheinleistung von 10 kV A über dem gesamten Lastwinkelbereich zur Verfügung stehen, liefert (6.16) für $\omega = 2\pi 50\text{ Hz}$ den maximalen Energiehub

$$\Delta W_{\text{max}} = \frac{U_{DC} \hat{I}}{2\omega} = 21,2\text{ W s.} \quad (6.34)$$

Mit $\Delta W_C = \Delta W_{\text{max}}/n$ und $U_{C\text{max}} = 189\text{ V}$, ergibt (6.2) den Kapazitätswert $C_{\text{min}} = 321\text{ }\mu\text{F}$. Zur Berücksichtigung einer Toleranz von 5% wurde für die Module der Modellanlage eine Kapazität von $C = 375\text{ }\mu\text{F}$ gewählt, was die in Tab. 6.2 gegebenen stationären Betriebsbereiche gestattet. Die normierten Induktivitäten L' der Konfigurationen bestätigen die Gültigkeit der Näherung. Durch den Einsatz von Folienkondensatoren lassen sich die relativ großen Spannungsschwankungen beherrschen.

In diesem Abschnitt konnte der Einfluss der Zweigdrosseln in Abhängigkeit der normierten Induktivität L' bzw. der Kennzahl $n\Delta I'_z f'_{\text{PWM}}$ abgeschätzt werden. Demnach ist die Näherung des kapazitiven Energiehubs durch den Energiehub eines Zweiges zulässig, wenn $L' < 0,4$, was die betrachteten Konfigurationen einhalten.

Bei der Wahl der Gleichspannung spielt die Zweigdrossel eine größere Rolle, wie die Ausführungen dieses Abschnitts zeigen. Deshalb wurde

Tab. 6.2: Die Modellanlage gestattet die Verwendung von bis zu drei Doppelsubmodulen je Zweig, also die Wahl $n = 2, 4, 6$, wobei jede Spannungsstufe eine Kapazität von $375 \mu\text{F}$ hat. Damit lassen sich im kreisstromfreien Betrieb bei 50 Hz die angegebenen Ausgangsströme $I_{\pm 180^\circ}$ über den gesamten Lastwinkelbereich bereitstellen, während die Submodulspannung zwischen $U_{C \min}$ und $U_{C \max}$ schwankt. Die Induktivität der Zweigdrosseln $L = 2 \text{ mH}$ führt zu den angegebenen bezogenen Induktivitäten L' .

n	U_{DC}	$U_{C \min}$	$U_{C \max}$	$I_{\pm 180^\circ}$	U_N	L'
6	650 V	117 V	189 V	16 A	400 V	8,7 %
4	600 V	163 V	211 V	9,9 A	365 V	5,9 %
2	400 V	225 V	250 V	4,7 A	220 V	4,2 %

die Gleichspannung mit einer Reserve von 15 % gewählt, um die Kapazität auszulegen. Diese Reserve enthält den Spannungsabfall über der Zweigdrossel sowie weitere bisher vernachlässigte Spannungsabfälle, die im Abschnitt 6.3.7 behandelt werden.

6.3.3 Dimensionierung der Zweigdrossel

Die Zweigdrosseln begrenzen die schaltfrequenten Anteile der Kreisströme und die Änderungsrate von Fehlerströmen [63, 102], z. B. von Fehlern auf der Gleichspannungsseite oder wenn ein Modul während des Betriebs ausfällt und in Bypass geschaltet werden muss. Für diese Aufgaben ist eine möglichst hohe Induktivität wünschenswert. Mit steigender Induktivität erhöhen sich allerdings die Kosten und der induktive Spannungsabfall nimmt zu, was die mögliche Ausgangsspannung des M2Cs reduziert und die schnelle Stromregelung auf der Lastseite erschwert [45]. Diesen Effekt kann man durch Kopplung der Zweigdrosseln einer Phase mindern. Die Kopplung reduziert die für den Ausgangsstrom wirksame Induktivität, während die wirksame Induktivität für die Kreisströme steigt. Verzichtet man auf eine Glättung des Ausgangsstroms, wie oft bei der Speisung von Drehstrommaschinen, bietet sich die Kopplung an, um die wirksame Induktivität für die Kreisströme zu erhöhen und die Grundswingungsbelastung des Kerns zu reduzieren. Die Kopplung aller Phasen auf einem Kern, wie etwa in [52], bietet für dieses Ziel weitere Freiheitsgrade, zieht aber deutlich höhere Anforderungen an die Isolation der Wicklungen zwischen den Phasen nach sich.

Alternativ könnte man die Zweigdrosseln einer Phase auch so koppeln, dass sich die Wirkungen der Gleichanteile beider Zweigströme auf den Kern kompensieren. Das reduziert aber die wirksame Induktivität für die Kreisströme und ist deshalb in der Regel nicht sinnvoll.

Bei der Modellanlage sollen die Zweigdrosseln die schaltfrequenten Anteile der Kreisströme begrenzen, da die niederfrequenten Anteile durch die Stromregelung unterdrückt werden. Vernachlässigt man den Einfluss des Laststroms auf die Stromwelligkeit der Zweigströme, ergibt sich die größte Spitze-Spitze-Welligkeit, wenn beide Zweige einer Phase mit 50 % Tastverhältnis moduliert werden und gleichphasige Trägersignale haben. Nimmt man gleiche und konstante Kondensatorspannungen U_C auf den Modulen an, ergibt sich eine mittelwertfreie Rechteckspannung mit Amplitude U_C über der Reihenschaltung der Zweigdrosseln. Bezeichnet L_z die Selbst- und M_z die Gegeninduktivität der Zweigdrosseln einer Phase, führt diese Vereinfachung auf den Zusammenhang

$$2(L_z + M_z)\Delta I = \frac{U_C}{2f_{\text{PWM}}}, \quad (6.35)$$

wobei ΔI die Spitze-Spitze-Welligkeit und f_{PWM} die Modulationsfrequenz ist. Die M2Cs der Modellanlage sind mit gekoppelten Zweigdrosseln ausgeführt, wobei die Induktivität der Reihenschaltung einen Nennwert von $2(L_z + M_z) = 4 \text{ mH}$ hat. Nimmt man für U_C die maximale Modulspannung aus Tab. 6.2, also $U_{C,\text{max}} = 250 \text{ V}$, liefert (6.35) eine Spitze-Spitze-Welligkeit von $7,67 \text{ A}$.

Die Zweigdrosseln haben eine Kopplung von $k = 0,72$ was einer für den Ausgangsstrom wirksamen Induktivität von $(L_z - M_z)/2 = 0,28 \text{ mH}$ entspricht und bei 50 Hz und 16 A einen Spannungsabfall kleiner 1% bewirkt, bezogen auf 400 V .

Die Induktivität der Zweigdrosseln und die Kapazität der Module bilden Schwingkreise, deren Resonanzfrequenzen in dem von der Regelung beherrschten Frequenzbereich liegen müssen, um eine gute Dämpfung zu gewährleisten. Eine Spannungsquelle an den Gleichspannungsklemmen des M2Cs gestattet es in diesem Kontext, die Phasen getrennt zu betrachten, wie in Abb. 6.10 dargestellt. In Abhängigkeit der Anzahl n_{ON} der Submodule, die gerade zur Spannungsbildung beitragen, ergibt sich die Resonanzfrequenz

$$f_{\text{res}}(n_{\text{ON}}) = \frac{1}{2\pi\sqrt{2(L_z + M_z)\frac{C}{n_{\text{ON}}}}}, \quad n_{\text{ON}} \in \{1, \dots, 2n\}. \quad (6.36)$$

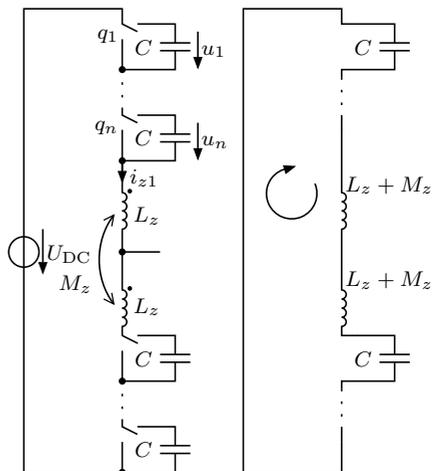
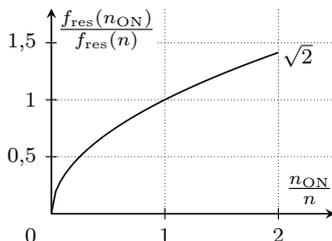


Abb. 6.10: Die Induktivität der Zweigdrosseln und die Kapazität der Module bilden den dargestellten Schwingkreis, dessen Resonanzfrequenz als Vergleichsgröße dient. Zur Vereinfachung wird dabei nur eine Phase betrachtet und angenommen, dass jeder zweite Kondensator durchflossen wird.

Abb. 6.11: Die Resonanzfrequenz (6.36) des Schwingkreises aus Submodulkapazitäten und Zweigdrosseln in Abhängigkeit der an der Spannungsbildung beteiligten Submodule einer Phase, normiert auf den Wert bei $n_{ON} = n$ folgt der Wurzelfunktion (6.37).



Bemerkenswert ist, dass sich die gleiche Resonanzfrequenz ergibt, wenn eine Stromquelle an den Gleichspannungsklemmen angeschlossen wird, die lediglich ein Schwingen der Phasen gegeneinander über die Freiheitsgrade des Kreisstroms zulässt.

Im stationären Betrieb wird typischerweise die Hälfte aller Submodule einer Phase ständig zur Bereitstellung der Gleichspannung benötigt, also sind $n_{ON} = n$ Kondensatoren am Schwingkreis beteiligt und die Resonanzfrequenz $f_{res}(n)$ bietet sich zur Normierung an:

$$\frac{f_{res}(n_{ON})}{f_{res}(n)} = \sqrt{\frac{n_{ON}}{n}}, \quad 0 < \frac{n_{ON}}{n} \leq 2. \quad (6.37)$$

Abb. 6.11 zeigt die normierte Resonanzfrequenz (6.37) in Abhängigkeit der bezogenen Anzahl eingeschalteter Submodule. Bei einer Submodul-

Tab. 6.3: Resonanzfrequenzen (6.36) der Konfigurationen aus Tab. 6.2 bei einer für den Schwingkreis wirksamen Induktivität der gekoppelten Zweigdrossel von $2(L_z + M_z) = 4 \text{ mH}$ und einer Submodulkapazität von $C = 375 \text{ }\mu\text{F}$.

n	2	4	6
$f_{\text{res}}(n)$	184 Hz	260 Hz	318 Hz

kapazität von $C = 375 \text{ }\mu\text{F}$ und einer für den Schwingkreis wirksamen Induktivität der gekoppelten Zweigdrosseln von 4 mH , ergeben sich die in Tab. 6.3 gelisteten Resonanzfrequenzen für die Konfigurationen aus Tab. 6.2. Die Aktualisierungsrate der Modulation (und des Reglers) von $f_{\text{PWM}} = 4,88 \text{ kHz}$ liegt deutlich oberhalb der berechneten Resonanzfrequenzen, was dem Regler erlaubt, die Schwingungen zu dämpfen.

Die Stromänderungsrate der Zweigströme bei einem Fehler auf der Gleichspannungsseite wird in [102] für ungekoppelte Zweigdrosseln mit

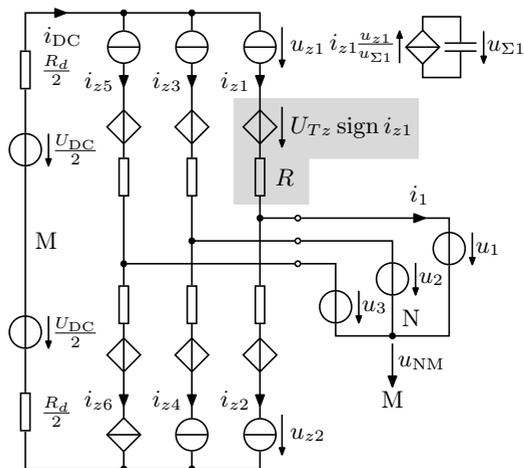
$$\max \left| \frac{d}{dt} i_z \right| = \frac{U_{\text{DC}}}{2L_0} \quad (6.38)$$

abgeschätzt, wobei L_0 die Induktivität eines Zweiges ist und angenommen wurde, dass die Submodule einer Phase bei Fehlereintritt mit der vor Fehlereintritt anliegenden Gleichspannung auf den Fehler speisen. Diese Annahmen, auf den Fall gekoppelter Zweigdrosseln übertragen, führen in (6.38) zu $L_0 = L_z + M_z$, was bei $U_{\text{DC}} = 750 \text{ V}$ einer Stromänderungsrate von 188 A/ms entspricht, solange die Zweigdrosseln nicht sättigen. Bei einem Schwellwert der Überstromerkennung von 30 A und einer Verzögerung bis zur Pulssperre von $10 \text{ }\mu\text{s}$ bleibt der Strom unter 32 A und liegt mit guter Reserve innerhalb des *turn off* SOA der IGBTs mit $I_C \leq 60 \text{ A}$ und $U_{\text{CE}} \leq 600 \text{ V}$. Nach der Pulssperre kann der Fehlerstrom weiter durch die Dioden der Submodule fließen, sodass die weiteren in Abschnitt 6.2 vorgestellten Schutzfunktionen greifen.

6.3.4 Abschätzung und Simulation der ohmschen Verluste und der Halbleiterverluste

Abschätzung Oftmals ermittelt man die Verluste anhand idealer Strom- und Spannungsverläufe, welche zunächst ohne Berücksichtigung der Verluste angesetzt werden. Bei kleinen Verlusten liefern die idealen Strom- und Spannungsverläufe gute Näherungen und der Fehler ist gering. Diese

Abb. 6.12: Zur Modellierung der Durchlassspannungen von IGBTs und Dioden sowie der ohmschen Spannungsabfälle wird das Netzwerk aus Abb. 6.3 durch Widerstände R und R_d sowie durch die gesteuerten Spannungsquellen $U_{Tz} \text{ sign } i_{zk}$, $k = 1, \dots, 6$ erweitert.



Herangehensweise wird hier zunächst aufgegriffen und der kreisstromfreie Betrieb (6.9) als Näherung für die Strom- und Spannungsverläufe des Netzwerks in Abb. 6.12 angesetzt, welches um Widerstände R_d und R sowie um gesteuerte Spannungsquellen in den Zweigen mit konstantem Betrag U_{Tz} erweitert wurde. Dadurch können die Verluste der Verbindungswiderstände, des ohmschen Anteils der Zweigdrosseln und die Durchlassverluste der Leistungshalbleiter modelliert werden.

Die ohmschen Verluste bei kreisstromfreiem Betrieb (6.9) kann man durch

$$P_{vR} = \frac{3}{4} R \hat{I}^2 + 2 \left[\frac{R}{3} + \frac{R_d}{2} \right] I_{DC}^2 \quad (6.39)$$

ausdrücken. Dabei ist R_d der ohmsche Anteil der Gleichspannungsseite und R der ohmsche Anteil eines Zweiges, siehe Abb. 6.12. Mittels R kann der Widerstand der Zweigdrossel und bei Verwendung von MOSFETs⁶ auch deren Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$ entsprechend der Anzahl n der Module je Zweig berücksichtigt werden. Denn unabhängig von Schalterstellung und Stromrichtung wird je Modul stets ein eingeschalteter MOSFET durchflossen wenn man die kurzen Totzeiten vernachlässigt, in denen beide MOSFETs ausgeschaltet sind.

Bei Verwendung von IGBTs muss der zusätzliche stromunabhängige Anteil der Durchlasskennlinie berücksichtigt werden, und je nach Strom-

⁶metal-oxide-semiconductor field-effect transistors

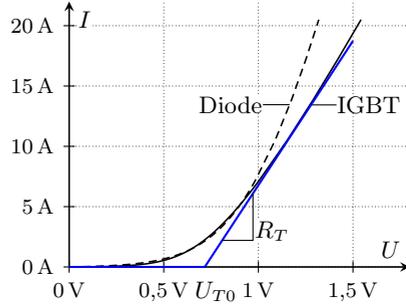


Abb. 6.13: Näherung (blau) der Durchlasskennlinien von Diode und IGBT mit gleichen Parametern $U_{T0} = 0,71 \text{ V}$ und $R_T = 41 \text{ m}\Omega$.

richtung und Schalterstellung des Moduls ist entweder ein IGBT oder eine Diode durchflossen, was die gemeinsame Berücksichtigung des Spannungsabfalls erschwert. Zur Vereinfachung kann man die Durchlasskennlinien von IGBT und Diode durch die gleichen Parameter U_{T0} und R_T annähern, wie in Abb. 6.13 dargestellt. Hier wird der ungünstigste Fall zugrunde gelegt, weshalb die Ersatzkennlinie die Durchlassspannung des IGBTs besser beschreibt und die Spannung der Diode überschätzt wird. Zur Verbesserung der Ersatzkennlinie schlägt [44] eine gewichtete Mittelung der Parameter von IGBT und Diode vor, was aber Kenntnis oder Annahmen über die Stromaufteilung zwischen IGBT und Diode voraussetzt, die im Allgemeinen vom Verlauf der Kondensatorspannungen der Submodule abhängig ist.

Die Spannungsabfälle können nun durch $U_{Tz} = nU_{T0}$ und $R_{Tz} = nR_T$ berücksichtigt werden, wie in Abb. 6.12 dargestellt. Der ohmsche Anteil wird im Widerstand R in (6.39) berücksichtigt, während für die Verluste durch U_{Tz} mit

$$P_{vT} = U_{Tz} \frac{6}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left| \frac{1}{3} I_{\text{DC}} + \frac{1}{2} \hat{I} \cos \vartheta \right| d\vartheta \quad (6.40)$$

$$= U_{Tz} \hat{I} \frac{6}{\pi} \frac{1}{4} \int_0^{2\pi} |x + \cos \vartheta| d\vartheta, \quad x = \frac{2}{3} \frac{I_{\text{DC}}}{\hat{I}} \quad (6.41)$$

$$= U_{Tz} \hat{I} \frac{6}{\pi} \left[\sqrt{1 - \frac{4}{9} x^2} + x \left(\frac{\pi}{2} - \arccos x \right) \right] \quad (6.42)$$

$$\approx U_{Tz} \hat{I} \frac{6}{\pi} \left[1 + \frac{2\pi - 4}{9} \frac{I_{\text{DC}}^2}{\hat{I}^2} \right] \quad (6.43)$$

gerechnet werden kann. Die Lösung des Integrals wurde dabei mit der

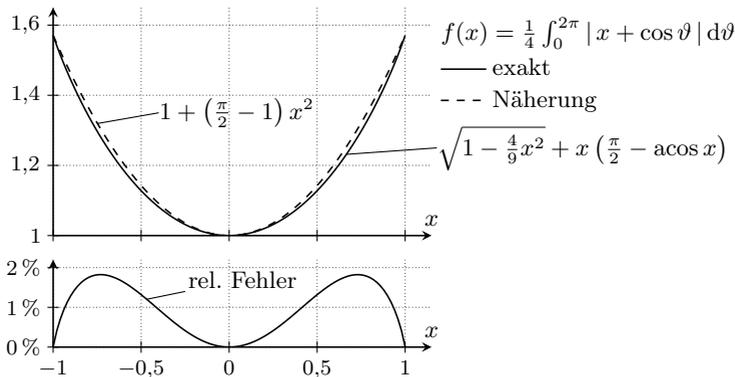


Abb. 6.14: Bei der analytischen Berechnung der Durchlassverluste ergibt sich das Integral $\frac{1}{4} \int_0^{2\pi} |x + \cos \vartheta| d\vartheta$, wobei $-1 \leq x \leq 1$ und $x = \frac{2I_{DC}}{3I}$. Die exakte Lösung — kann mit der Näherung - - - nach oben abgeschätzt werden, wobei der relative Fehler unter 2% bleibt.

Näherung aus Abb. 6.14 vereinfacht. Bei Verwendung von IGBTs können mit (6.39) und (6.43) die Durchlassverluste im kreisstromfreien Betrieb berechnet werden.

Zur Abschätzung der Schaltverluste kann eine konstante Schaltverlustenergie angenommen werden, was zu

$$P_{vs} = 6nE_s f_s \quad (6.44)$$

führt, wobei E_s die Ein- und Ausschaltverluste und die *reverse-recovery*-Verluste enthält und f_s die mittlere Schaltfrequenz eines Moduls ist.

Die zur Auswertung von (6.39) und (6.43) notwendige Angabe des Gleichstroms I_{DC} bestimmt man näherungsweise aus der Leistungsbilanz $3\hat{U}\hat{I} \cos(\varphi) = 2U_{DC}I_{DC}$ ohne Verluste zu

$$I_{DC} = \frac{3\hat{U}\hat{I} \cos(\varphi)}{2U_{DC}} \quad (6.45)$$

oder mit Berücksichtigung der Verluste P_v aus der Bilanz

$$3\hat{U}\hat{I} \cos(\varphi) + 2P_v = 2U_{DC}I_{DC}. \quad (6.46)$$

Diese Leistungsbilanz entspricht Wechselrichterbetrieb mit festgelegter Wirk- und Blindleistung auf der AC-Seite, während die Verluste von der

DC-Seite aufgebracht werden müssen. Setzt man $P_v = P_{vR} + P_{vT}$ in (6.46) ein, ergeben sich mit den Abkürzungen

$$G_R = \left[\frac{4}{3}R + 2R_d + (\pi - 2) \frac{8}{3\pi} \frac{U_{Tz}}{\hat{I}} \right]^{-1} \quad (6.47a)$$

$$P_{vq} = \frac{3}{2} \hat{I}^2 R + \frac{12}{\pi} U_{Tz} \hat{I} + 3 \hat{U} \hat{I} \cos(\varphi) \quad (6.47b)$$

die Lösungen

$$I_{DC} = U_{DC} G_R \overset{(+)}{-} \sqrt{U_{DC}^2 G_R^2 - P_{vq} G_R} \quad (6.48)$$

für den Gleichstrom im stationären kreisstromfreien Betrieb. Im Falle der positiven Wurzel in (6.48) ergibt sich wegen $U_{DC} > 0$ immer ein positiver Gleichstrom, also keine Änderung der Energieflussrichtung. Technisch sinnvoll ist daher die Lösung mit negativem Vorzeichen der Wurzel. Bei Gleichrichterbetrieb wird in der Regel die Leistung der DC-Seite festgelegt und die AC-Seite muss die Verluste decken, weshalb P_v dann auf der rechten Seite der Bilanz (6.46) steht. Die Lösung (6.48) ist eine Näherung, da sie mit der Näherung aus Abb. 6.14 gewonnen wurde. Setzt man die näherungsfreie Berechnung (6.42) der Verluste P_{vT} in (6.46) ein, tritt der gesuchte Gleichstrom zusätzlich im Argument von $\cos(\varphi)$ auf, was die Lösung erschwert. Setzt man $U_{Tz} = 0$, liefert (6.48) das Ergebnis aus [89] für kreisstromfreien Betrieb.

Die Ausdrücke (6.39), (6.43) und (6.44) erlauben eine einfache Berechnung der Verluste, die durch ohmsche Anteile und durch die Leistungshalbleiter im kreisstromfreien Betrieb entstehen. Allerdings können die Durchlass- und Schaltverluste nicht mehr den einzelnen IGBTs und Dioden der Submodule zugeordnet werden, was insbesondere für die Dimensionierung der Entwärmung wichtig ist.

Simulation Mit einer Simulation können die Stromwelligkeit, die Unterschiede der Durchlasskennlinien und die Abhängigkeit der Schaltverluste von dem geschalteten Strom und der Spannung berücksichtigt werden. Außerdem kann die Aufteilung der Verluste auf die einzelnen Bauelemente und die Schwankung der Sperrschichttemperaturen ermittelt werden. Die Durchlassspannung über IGBT und Diode wird in der Simulation mit den Kennlinien in Abb. 6.13 berücksichtigt. Die in Abb. 6.15 dargestellte Strom- und Spannungsabhängigkeit der Schaltverluste wurde mit

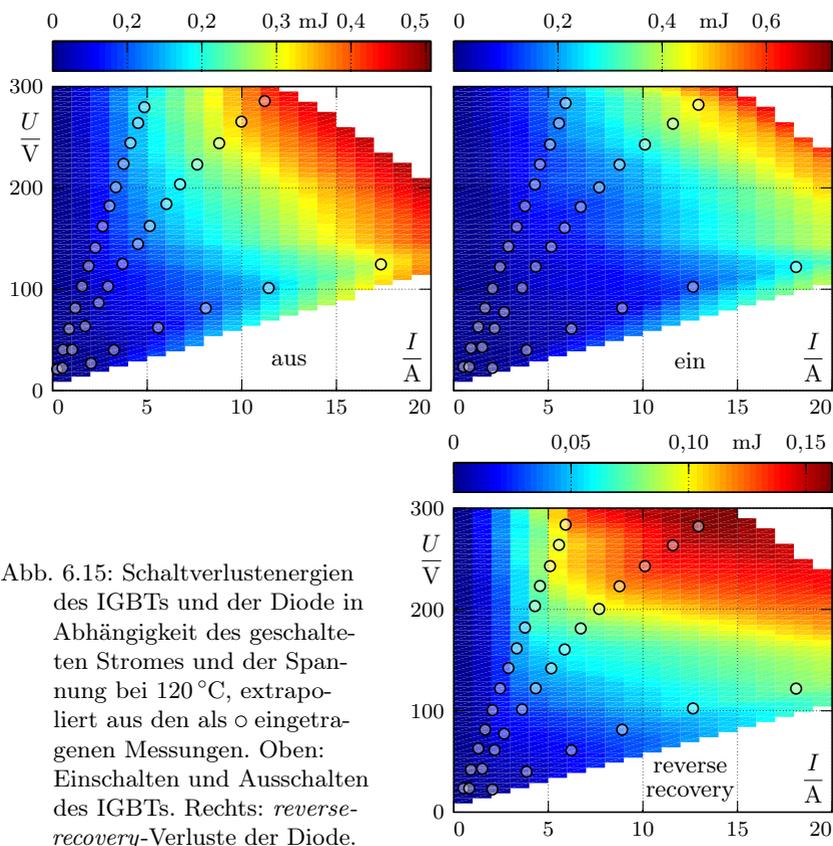


Abb. 6.15: Schaltverlustenergien des IGBTs und der Diode in Abhängigkeit des geschalteten Stromes und der Spannung bei 120°C , extrapoliert aus den als \circ eingetragenen Messungen. Oben: Einschalten und Ausschalten des IGBTs. Rechts: *reverse-recovery*-Verluste der Diode.

Doppelpuls-Versuchen [60, S. 109] an einem Submodul gemessen, um für jeden Schaltvorgang eine entsprechende Verlustenergie zu erhalten.

Zum Vergleich der analytischen Berechnung mit der Simulation werden zunächst nur die Durchlass- und Schaltverluste der Leistungshalbleiter untersucht. Die ohmschen Verluste der Zweigdrosseln werden später betrachtet.

Leistungshalbleiter Die Submodule sind mit dem Schalter IKW30N60T von Infineon aufgebaut, der IGBT und Diode in einem TO-247-Gehäuse enthält [43]. Die Durchlasskennlinien von IGBT und Diode lassen sich bei 105°C näherungsweise durch gleiche Parameter $U_{T0} = 0,71\text{ V}$ und

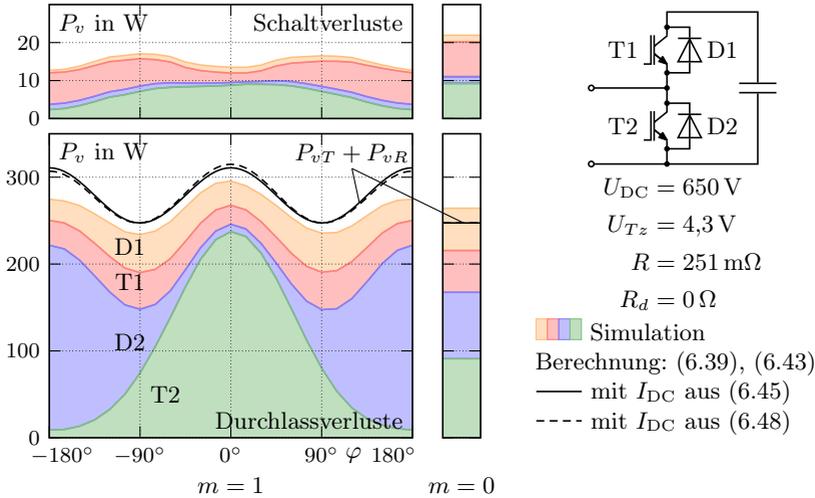


Abb. 6.16: Durchlass- und Schaltverluste bei kreisstromfreiem Betrieb (6.9) mit $\hat{I} = 20,5 \text{ A}$ für $m = 1$ und $m = 0$. Durch Näherung der Durchlasskennlinien aus Abb. 6.13 berechnet: — $P_{vT} + P_{vR}$ mit (6.45), ---- $P_{vT} + P_{vR}$ mit (6.48). Die Simulation berücksichtigt die individuellen Durchlasskennlinien und liefert die für jede Dioden- und IGBT-Position separat dargestellten Verluste: \square D1, \square T1, \square D2, \square T2.

$R_T = 41 \text{ m}\Omega$ darstellen, wie Abb. 6.13 zeigt. Für drei Doppelsubmodule je Zweig führt dies auf $U_{Tz} = 4,3 \text{ V}$ und $R_{Tz} = 251 \text{ m}\Omega$ und die in Abb. 6.16 dargestellten Durchlassverluste, wobei — mit dem Gleichstrom aus (6.45) und ---- mit dem Gleichstrom aus (6.48) berechnet wurde und (6.39) mit $R_d = 0$ und $R = R_{Tz}$ ausgewertet wird, um nur die Leistungshalbleiter zu erfassen. Die ebenfalls dargestellten simulierten Durchlassverluste liegen unter den analytischen Ergebnissen, wobei der Unterschied bei Gleichrichterbetrieb am größten ist. Das liegt an der konservativen Wahl der Ersatzkennlinien in Abb. 6.13, wodurch die Ergebnisse von (6.39) und (6.43) eine obere Schranke für die Durchlassverluste darstellen, denn die Ersatzkennlinie unterschlägt die etwas geringeren Durchlassverluste der Diode im Vergleich zum IGBT. Da die bei der analytischen Näherung verwendete Ersatzkennlinie den IGBT besser beschreibt, erwartet man bei Wechselrichterbetrieb bessere Übereinstimmung, denn dann entstehen die Durchlassverluste hauptsächlich

an T2. Diese Erwartung wird in Abb. 6.16 bei beiden Methoden zur Bestimmung des Gleichstroms bestätigt.

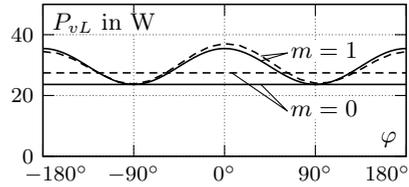
Das Datenblatt [43] weist bei einem geschalteten Strom von 15 A und einer Spannung von 400 V für die Summe der Schaltverlustenergien den Wert $E_s = 1,25 \text{ mJ}$ aus, was bei einer Schaltfrequenz von $f_s = 1,5 \text{ kHz}$ mit (6.44) auf die Schaltverluste $P_{vs} = 68 \text{ W}$ führt. Die simulierten Schaltverluste liegen deutlich unter dieser Abschätzung, wie man Abb. 6.16 entnehmen kann, denn die Näherung (6.44) rechnet mit einer höheren Schaltfrequenz und nimmt für jeden Schaltvorgang die ungünstigste Verlustenergie an. Außerdem gelten die im Datenblatt angegebenen Schaltverluste für eine Streuinduktivität des Kommutierungskreises von 136 nH, während die Streuinduktivität der Submodule unter 70 nH liegt.

Die analytische Berechnung der Durchlassverluste mit (6.39) und (6.43) zeigt insbesondere um $\varphi = 0^\circ$ gute Übereinstimmung mit der Simulation, während die mit (6.44) berechneten Schaltverluste höher sind als die simulierten. Der größte Teil der Durchlassverluste entsteht durch den stromunabhängigen Anteil der Durchlasskennlinien, sodass Parallelschaltung von IGBTs und Dioden nur begrenzte Verbesserung bietet. Im Gegensatz dazu lassen sich die Durchlassverluste im Niederspannungsbereich durch Einsatz von MOSFETs erheblich reduzieren, wie man auch am Beispiel von [46] sieht.

Die Simulationsergebnisse in Abb. 6.16 weisen bei $\varphi = 0^\circ$ und bei $\varphi = 180^\circ$ ungünstige Verlustverteilungen auf: Bei Wechselrichterbetrieb, also $\varphi = 0^\circ$ entstehen in T2 die meisten Verluste, während bei Gleichrichterbetrieb, also $\varphi = 180^\circ$ die meisten Verluste in D2 entstehen. Denn beim M2C werden die Schalter, welche zwischen den Anschlüssen des Submoduls liegen, hier T2 und D2, mit einem Gleichstromanteil belastet, der bei den Schaltern, die in Reihe mit dem Submodulkondensator liegen, nicht auftritt. Diesem Nachteil kann man durch Parallelschaltung von IGBT- und Dioden auf Chip- oder Modulebene begegnen [111, 63], was die Verluste auf eine größere Fläche verteilt sowie die Durchlassverluste des ohmschen Anteils reduziert. Allerdings müssen dann statische und dynamische Stromaufteilung der Parallelschaltung gewährleistet werden.

Zweigdrosseln Der Wicklungswiderstand der Zweigdrosseln ist $75 \text{ m}\Omega$ und kann mit dem Zweigwiderstand R berücksichtigt werden. In Abb. 6.17 sind die ohmschen Verluste dargestellt, die im kreisstromfreien Betrieb durch die Zweigdrosseln verursacht werden. Dabei wurde mit (6.39),

Abb. 6.17: Ohmsche Verluste der Zweigdrosseln im kreisstromfreien Betrieb mit $\hat{I} = 20,5 \text{ A}$:
 — (6.39) mit $R = 75 \text{ m}\Omega$ und $R_d = 0$, ---- Simulation.



$R_d = 0$ und $R = 75 \text{ m}\Omega$ für $\hat{I} = 20,5 \text{ A}$ gerechnet. Bei Modulationsgrad $m = 1$ ist die Übereinstimmung mit dem Simulationsergebnis besser als bei Modulationsgrad $m = 0$. Im Vergleich zu den Durchlassverlusten in Abb. 6.16 ist der Anteil der ohmschen Verluste der Zweigdrosseln gering, weil bei Verwendung von IGBTs die Verluste durch den stromunabhängigen Anteil der Durchlasskennlinie dominieren. Die Verluste im Kern der Zweigdrosseln können aus den vom Hersteller angegebenen Gesamtverlusten und den berechneten ohmschen Verlusten grob auf 13 W je Zweigdrossel abgeschätzt werden.

In diesem Abschnitt wurden analytisch berechnete Durchlass- und Schaltverluste mit Simulationsergebnissen verglichen, wobei sich eine gute Übereinstimmung für die Durchlassverluste ergab. Durch die Näherung des Betragsmittelwerts des Zweigstroms in Abb. 6.14 konnten die Durchlassverluste bei Berechnung des Gleichstroms berücksichtigt werden, was die Berechnung der Durchlassverluste nochmals verbessert. Die einfache Berechnung der Schaltverluste anhand der mittleren Schaltfrequenz und einer konstanten Schaltverlustenergie aus dem Datenblatt liegt deutlich über den Simulationsergebnissen, da sie konservativ den ungünstigsten Fall unterstellt. Im Abschnitt 6.3.6 wird, ausgehend von den ermittelten Verlusten, die Temperatur der Leistungshalbleiterbauelemente ermittelt.

6.3.5 Verluste der Submodulkondensatoren

Der Verlustfaktor der eingesetzten Folienkondensatoren DC-LINK MKP 4 von Wima ist im Datenblatt [109] bei 1 kHz mit $\tan \delta \leq 10^{-4}$ angegeben, was auf einen verlustäquivalenten Serienwiderstand von $R_{\text{ESR}} = 0,43 \text{ m}\Omega$ für die Parallelschaltung von fünf Kondensatoren umgerechnet werden kann. Sind alle $n = 6$ Module eines Zweiges an der Spannungsbildung beteiligt, erhöht sich dadurch der Zweigwiderstand um $nR_{\text{ESR}} = 2,6 \text{ m}\Omega$, wenn man unterstellt, dass R_{ESR} für den gesamten Frequenzbereich des Zweigstroms gilt. Die zugehörigen Verluste sind klein gegenüber den

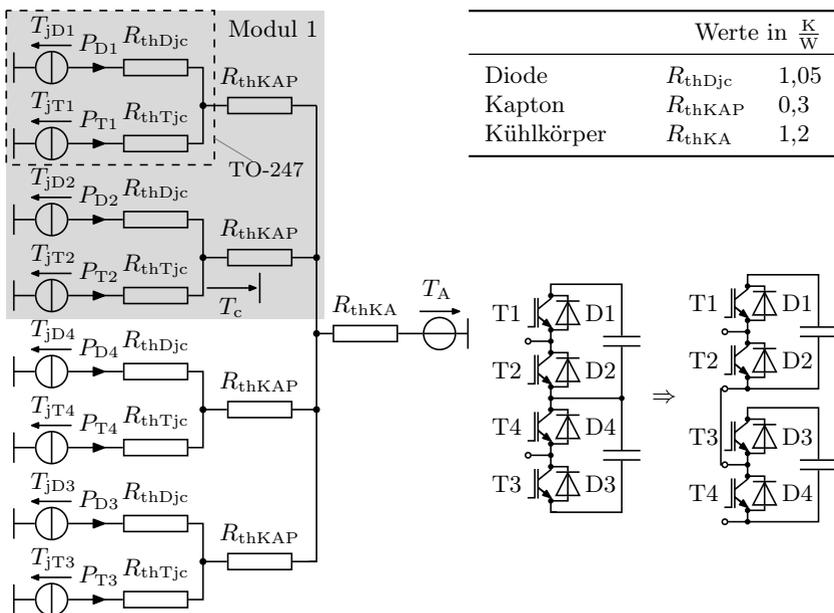


Abb. 6.18: Die zwei Halbbrücken eines Doppelsubmodules werden durch einen gemeinsamen Kühlkörper entwärmt, was auf das links dargestellte Wärmenetz führt. Zur Simulation der Verluste kann ein Doppelsubmodul durch zwei Submodule nachgebildet werden, wie rechts dargestellt. Die Isolation zum Kühlkörper besteht aus beschichteter Kaptonfolie, was durch die thermischen Widerstände R_{thKAP} berücksichtigt wird.

Durchlassverlusten oder den Verlusten der Zweigdrosseln.

6.3.6 Entwärmung der Leistungshalbleiter

Bei den Doppelsubmodulen der Modellanlage werden die vier IGBTs und Dioden mit einem gemeinsamen Kühlkörper entwärmt, was durch das Wärmenetz in Abb. 6.18 dargestellt werden kann. Zur elektrischen Isolation wird eine beschichtete Kaptonfolie verwendet, deren thermischer Widerstand von TO-247-Gehäuse zum Kühlkörper mit R_{thKAP} berücksichtigt wird. Der thermische Widerstand des eingesetzten Kühlkörpers SK132 von Fischer Elektronik wird mit R_{thKA} modelliert. Zur Simulation der Verluste kann ein Doppelsubmodul durch zwei Submodule

nachgebildet werden, wie in Abb. 6.18 dargestellt. Daher können die in Abschnitt 6.3.4 für T1, D1, T2, und D2 ermittelten Verluste auch für die Verluste von T3, D3, T4 und D4 angesetzt werden, wenn man ideale Verteilung der Verluste auf alle Module annimmt:

$$P_{T1} = P_{T3} \qquad P_{D1} = P_{D3} \qquad (6.49)$$

$$P_{T2} = P_{T4} \qquad P_{D2} = P_{D4}. \qquad (6.50)$$

Der thermische Widerstand der Dioden von Sperrschicht zu Gehäuse ist mit 1,05 K/W um mehr als 20 % größer als der thermische Widerstand der IGBTs mit 0,8 K/W, während sich die maximal auftretenden Verlustleistungen kaum unterscheiden, weshalb die thermische Grenze bei Gleichrichterbetrieb erreicht wird. Nimmt man vereinfachend an, dass sich die gesamten Durchlass- und Schaltverluste lediglich auf die Dioden D2 und D4 verteilen, lässt sich die Sperrschichttemperatur der Dioden mit

$$T_{jD2} = T_{jD4} = P_{DT} (R_{thDjc} + R_{thKAP} + 2R_{thKA}) + T_A \qquad (6.51)$$

$$= 40 \text{ K} + T_A \qquad (6.52)$$

berechnen, wobei für den Zahlenwert von $P_{DT} = 10,6 \text{ W}$ die analytisch berechneten Gesamtverluste von 383 W durch die zweifache Anzahl der Doppelsubmodule geteilt wurde. Bei einer Umgebungstemperatur von 50°C ergibt sich die mittlere Sperrschichttemperatur zu 90°C, was angesichts einer maximal zulässigen Temperatur von $T_{j,max} = 175^\circ\text{C}$ genug Reserve bietet für die bisher vernachlässigte zeitliche Temperaturschwankung.

Um die zeitliche Schwankung der Sperrschichttemperaturen zu ermitteln, muss die thermische Trägheit der Entwärmung und die zeitliche Schwankung der Verlustleistung berücksichtigt werden. Die zeitliche Schwankung der Verlustleistung erhält man durch eine Simulation und die thermische Trägheit kann man modellieren, indem man das Wärmenetz aus Abb. 6.18 um thermische Kapazitäten erweitert. Da für den Kühlkörper und die Kaptonfolie keine Datenblattangaben über thermische Kapazitäten verfügbar sind und die thermische Kapazität des Kühlkörpers deutlich größer ist als die thermischen Kapazitäten eines TO-247-Gehäuses, wird das dynamische thermische Modell aus dem Datenblatt [43] mit einer konstant angenommenen Gehäusetemperatur T_c

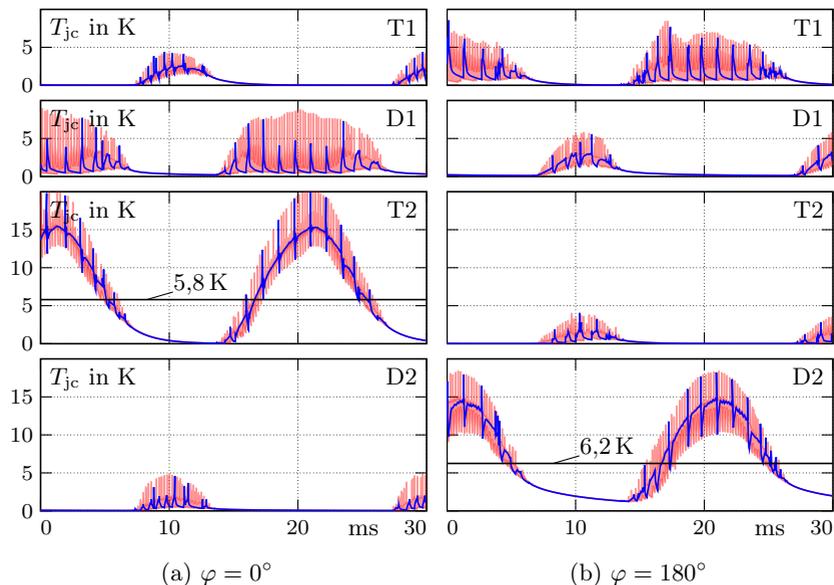


Abb. 6.19: Simulationsergebnisse der Sperrschichttemperaturen von Zweig 1 bei kreisstromfreiem Betrieb (6.9) mit $\hat{I} = 20,5 \text{ A}$, $m = 1$, $A = 1$ und dem Modulationsalgorithmus A 1: (a) Wechselrichterbetrieb, (b) Gleichrichterbetrieb. Modul 1 ——— und Bereich aller Module ■■■■.

aus der überschlägigen Berechnung

$$T_c = P_{\text{DT}} (R_{\text{thKAP}} + 2R_{\text{thKA}}) + T_A \quad (6.53)$$

$$= 29 \text{ K} + T_A \quad (6.54)$$

kombiniert. Das entspricht der mittleren Gehäusetemperatur bei dem oben angenommenen Fall, wo eine gleichmäßige Verteilung der Gesamtverluste auf die Dioden unterstellt wurde. Bei einer Umgebungstemperatur von 50°C liegt die Gehäusetemperatur demnach bei $T_c = 79^\circ\text{C}$.

Abb. 6.19 zeigt die Simulationsergebnisse des thermischen Modells aus dem Datenblatt, wenn man die Durchlass- und Schaltverluste bei kreisstromfreiem Betrieb (6.9) einspeist und nur die Temperaturerhöhung gegenüber der Gehäusetemperatur darstellt. Die mittlere Sperrschichttemperatur liegt hier $6,2 \text{ K}$ über der des Gehäuses, was bei 79°C Gehäusetemperatur zu 85°C führt und damit unter dem überschlägig berechneten

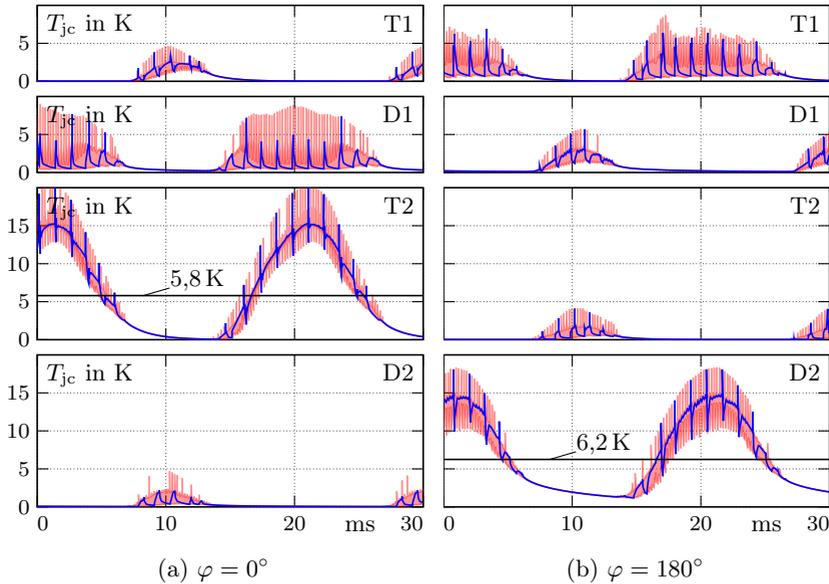


Abb. 6.20: Simulationsergebnisse der Sperrschichttemperaturen von Zweig 1 bei kreisstromfreiem Betrieb (6.9) mit $\hat{I} = 20,5 \text{ A}$, $m = 1$, $A = 1$ und dem Modulationsalgorithmus A 4: (a) Wechselrichterbetrieb, (b) Gleichrichterbetrieb. Modul 1 — und Bereich aller Module ■.

Wert von 90°C liegt.

Die dargestellten Sperrschichttemperaturen wurden mit dem Modulationsalgorithmus A 1 ermittelt, der zu einer mittleren Schaltfrequenz von etwa $1,5 \text{ kHz}$ führt. Modulationsalgorithmus A 4 hat eine deutlich niedrigere Schaltfrequenz von etwa $0,8 \text{ kHz}$, führt aber in diesem Fall zu keiner signifikanten Änderung der Sperrschichttemperaturen, wie Abb. 6.20 zeigt. Für den IGBT T2 im Wechselrichterbetrieb und die Diode D2 bei Gleichrichterbetrieb ergeben sich sogar die gleichen mittleren Sperrschichttemperaturen. Diese geringen Unterschiede bestätigt auch Abb. 6.21, in der die mittleren Sperrschichttemperaturen von T2 und D2 bei Modulationsalgorithmus A 1 und A 4 über der Phasenverschiebung φ dargestellt sind. Die ebenfalls dargestellte Schwankungsbreite der Sperrschichttemperaturen weist lediglich beim Modulationsalgorithmus A 1 höhere Maximalwerte der Temperatur von T2 auf. Da die Schaltverluste

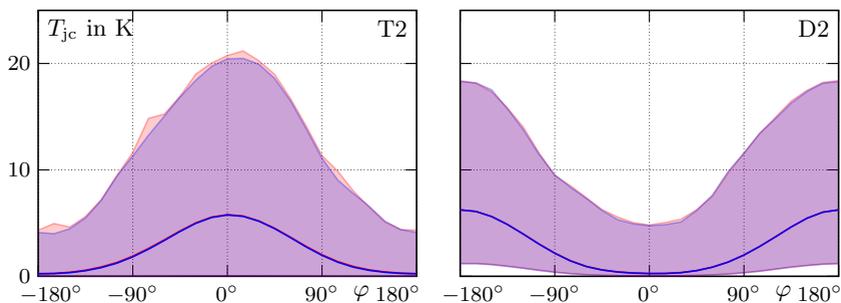


Abb. 6.21: Sperrschichttemperaturen des am stärksten beanspruchten IGBTs T2 links und der am stärksten beanspruchten Diode D2 rechts bei Modulationsalgorithmus A 1 (rot) und A 4 (blau). Die durchgezogenen Linien geben die mittlere Sperrschichttemperatur an, während die gefüllten Flächen die Schwankungsbreite darstellen.

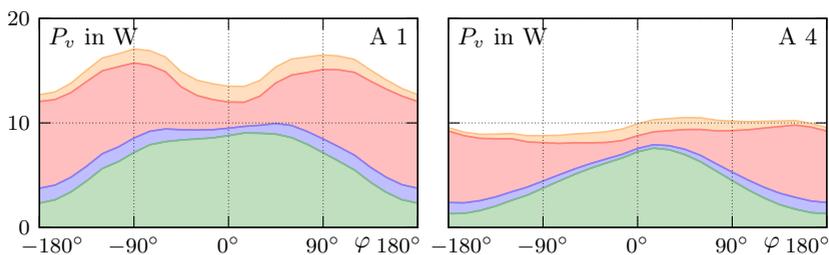


Abb. 6.22: Vergleich der Schaltverluste von A 1 (links) und A 4 (rechts) im kreisstromfreien Betrieb mit Modulationsgrad $m = 1$, $\hat{I} = 20,5 \text{ A}$ und $U_{\text{DC}} = 650 \text{ V}$: orange D1, rot T1, blau D2, grün T2.

lediglich etwa 6% der Halbleiterverluste ausmachen, ergibt sich kaum ein Unterschied durch die reduzierte Schaltfrequenz von Modulationsalgorithmus A 4. Der in Abb. 6.22 dargestellte Vergleich zeigt, dass sich die Schaltverluste von A 1 und A 4 insbesondere bei $\varphi = \pm 90^\circ$ unterscheiden.

In diesem Abschnitt wurden die Sperrschichttemperaturen eines Doppelsubmodules am Beispiel des kreisstromfreien Betriebs und bei $\varphi = 0^\circ$ und $\varphi = 180^\circ$ ermittelt. Die berechnete Gehäusetemperatur wurde zum transienten thermischen Modell des Datenblatts addiert, um die Schwankungsbreite der Sperrschichttemperaturen zu simulieren. Die zuvor über-

schlagig ermittelten Temperaturen lagen etwas über den Mittelwerten der simulierten Verläufe und innerhalb des zulässigen Bereichs.

6.3.7 Berechnung der mindestens notwendigen Gleichspannung

Bei Wahl der Gleichspannung spielen insbesondere

- die Klemmenspannung auf der AC-Seite,
- die Gleichtaktspannung u_{NM} ,
- die Spannungsabfälle über
 - den Halbleiterbauelementen,
 - den Zweigdrosseln und
 - den ohmschen Anteilen R und R_d

eine Rolle. Im Abschnitt 6.3.2 wurde deshalb die Gleichspannung mit einer Reserve angesetzt, um die vernachlässigten Spannungsabfälle über der Zweigdrossel, über den ohmschen Anteilen der Zweige und der Gleichspannungsseite und über den Leistungshalbleiterbauelementen zu beruckichtigen. Mit dem Netzwerk in Abb. 6.23 können die Spannungsabfälle näherungsweise beschrieben werden. Die Durchlassspannung von Dioden und IGBTs wird durch eine gemeinsame Ersatzkennlinie modelliert, wie in Abb. 6.12 dargestellt, sodass der ohmsche Anteil R_T , mit der Modulzahl n multipliziert, dem Zweigwiderstand R zugeschlagen werden kann, während $U_{Tz} = nU_{T0}$ den stromunabhängigen Teil bezeichnet. Die Parameter U_{T0} und R_T wählt man so, dass die Ersatzkennlinie den Spannungsabfall im relevanten Strombereich nicht unterschätzt. Bei Verwendung von MOSFETs ist $U_{Tz} = 0$ und R_T entspricht dem Durchlasswiderstand $R_{DS,on}$.

Zwei Vorgehensweisen zur Beruckichtigung der Spannungsabfälle bieten sich an:

Betragssumme Zur Abschätzung des Spannungsfalls können die Beträge der einzelnen Anteile addiert werden, die sich beim Maschenumlauf über die DC-Seite und die Zweige einer Phase in Abb. 6.23 ergeben:

$$U_{abf} = \max |i_{DC}| R_d + 2U_{Tz} + 2R \max |i_{z1}| + 2L \max \left| \frac{d}{dt} i_{z1} \right|. \quad (6.55)$$

Dabei wurden die Maximalwerte von $|i_{z1}|$ und $\left| \frac{d}{dt} i_{z1} \right|$ auch für i_{z2} angenommen.

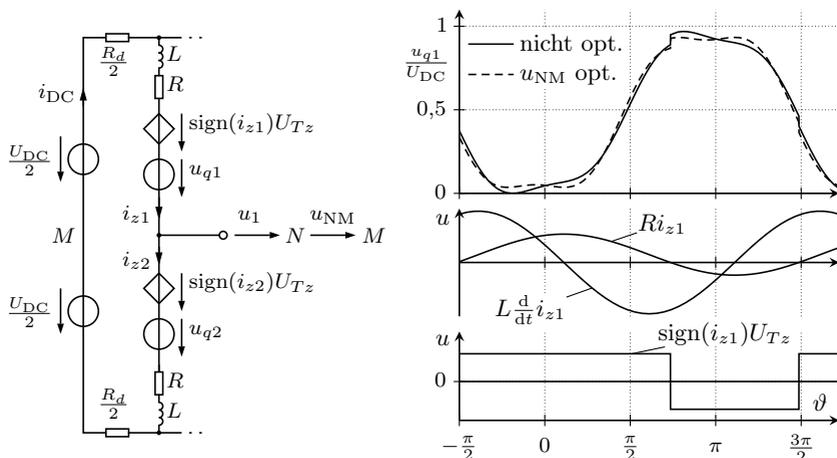


Abb. 6.23: Netzwerk einer M2C-Phase zur Modellierung der Spannungsabfälle (links). Darstellung der übertriebenen Spannungsabfälle von Zweigdrossel L , Zweigwiderstand R und den Leistungshalbleitern bei kreisstromfreiem Betrieb (rechts).

Unterstellt man ausreichend Spannungsreserve für die Submodule, ist die Aussteuerungsgrenze erreicht, wenn es mindestens ein Minimum mit $u_{q1} = 0$ gibt, während für alle anderen Minima $u_{q1} \geq 0$ gilt. Dieser Grenzfall ist mit — gezeichnet und man erkennt, dass die verwendete Gleichtaktspannung u_{NM} nach (6.9b) keine optimale Phasenlage mehr hat, weil sie ohmsche und induktive Spannungsabfälle vernachlässigt. Die Spannungsabfälle an R und L führen dazu, dass die Phasenverschiebung von u_{NM} nicht mehr optimal ist im Vergleich zu der mit ---- gezeichneten Spannung u_{q1} mit verbesserter Gleichtaktspannung.

Aussteuerungsgrenze Unterstellt man ausreichend Spannungsreserve für die Submodule, erreicht ein M2C mit unipolaren Modulen die Aussteuerungsgrenze, wenn die eingepreßte Spannung

$$u_{q1} = \frac{U_{DC}}{2} - \frac{R_d}{2} i_{DC} - Ri_{z1} - L \frac{d}{dt} i_{z1} - u_1 - u_{NM} - \text{sign}(i_{z1})U_{Tz} \quad (6.56)$$

eine oder mehrere Berührstellen mit 0V hat und überall sonst positiv ist, wie in Abb. 6.23 beispielhaft dargestellt, denn durch die Reihenschaltung der unipolaren Module können keine nega-

tiven Spannungen u_{q1} eingeprägt werden.⁷ Daher kann aus der Berührstelle von (6.56) die mindestens notwendige Gleichspannung ermittelt werden.

Die Betragssumme der einzelnen Spannungsabfälle in (6.55) ist besonders einfach, vernachlässigt aber die Phasenverschiebung zwischen dem ohmschen und dem induktiven Spannungsabfall. Daher wird die Gleichspannung zunächst mittels (6.56) unter Vernachlässigung von U_{Tz} bestimmt und danach der Spannungsabfall $2U_{Tz}$ aufgeschlagen.

Um die weiteren Berechnungen übersichtlich zu halten, wird der Gleichstrom I_{DC} als gegebene Konstante betrachtet. Setzt man $U_{Tz} = 0$ und den kreisstromfreien Betrieb (6.9) in (6.56) ein, erhält man die eingeprägte Zweigspannung

$$u_{q1}(\vartheta, A) = \frac{U_{DC}}{2} - I_{DC}R_e - \operatorname{Re} \left\{ \underline{u}_X e^{j\vartheta} - \hat{U} \frac{A}{6} e^{j3\vartheta} \right\}, \quad (6.57)$$

wobei die Abkürzungen

$$R_e = \left[\frac{R_d}{2} + \frac{R}{3} \right] \quad (6.58)$$

$$\underline{u}_X = \left[\frac{1}{2}(R + j\omega L)\hat{I}e^{j\varphi} + \hat{U} \right] \quad (6.59)$$

verwendet wurden. Um eine magnetische Kopplung k mit $k \in [0, 1]$ zwischen oberer und unterer Zweigdrossel zu berücksichtigen, kann man L in (6.59) durch $L(1 - k)$ ersetzen, wobei im Falle zunehmender Kopplung $k \rightarrow 1$ der Einfluss der Zweigdrosseln verschwindet.

Um die Grenze der Spannungsaussteuerung zu finden, betrachtet man das Minimum von u_{q1} über ϑ : Ergibt sich ein positiver Wert, ist die Grenze noch nicht erreicht, ergibt sich ein negativer Wert ist die Grenze überschritten. Auf der Grenze ergibt sich null. Mit der Abkürzung

$$\underline{X} = \frac{\hat{I}}{\hat{U}}(R + j\omega L)e^{j\varphi} \quad (6.60)$$

lässt sich die Ableitung von (6.57) nach ϑ als

$$\frac{du_{q1}}{d\vartheta} = \frac{\hat{U}}{2} \operatorname{Im} \left\{ (\underline{X} + 2) e^{j\vartheta} - A e^{j3\vartheta} \right\} \quad (6.61)$$

⁷Wird der M2C aus Modulen in Vollbrückenschaltung aufgebaut, kann die eingeprägte Spannung negativ sein und der Spitzenwert der Wechselspannung kann deutlich höher als die Gleichspannung sein.

darstellen. Um Kandidaten für die Minima von u_{q1} über ϑ zu erhalten, müssen die Nullstellen von (6.61) bestimmt werden, also die Lösungen von

$$0 = \text{Im} \{ (\underline{X} + 2) e^{j\vartheta} - A e^{j3\vartheta} \} \quad (6.62)$$

für $\vartheta = \omega t$ gefunden werden. Zunächst wird der Fall $A = 0$ betrachtet und dann der kompliziertere Fall $A = 1$ diskutiert.

Fall 1: keine Gleichtaktspannung Für $A = 0$ lässt sich (6.62) als

$$0 = \text{Im} \{ e^{j\vartheta} \underline{z} \} \quad (6.63)$$

$$= c \sin(\vartheta + \gamma) \quad \text{mit} \quad c = |\underline{z}| \quad \text{und} \quad \gamma = \arg(\underline{z}) \quad (6.64)$$

darstellen, wobei zur Abkürzung

$$\underline{z} = \underline{X} + 2 \quad (6.65)$$

eingeführt wurde. Damit lassen sich die Nullstellen von (6.62) für $A = 0$ angeben:

$$\vartheta = k_1 \pi - \gamma, \quad k_1 \in \{ \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots \}. \quad (6.66)$$

An den Stellen der Minima ist die zweite Ableitung von (6.61) positiv, was sich für $A = 0$ durch die Ungleichung

$$0 < \text{Re} \{ \omega e^{j\vartheta} \underline{z} \} = \omega \cos(\vartheta + \gamma) \quad (6.67)$$

ausdrücken lässt. Unter Beachtung von (6.66) ergibt sich also ein Minimum für alle k_1 , welche die Ungleichung $\cos(k_1 \pi) > 0$ erfüllen, also für gerades k_1 . Da die Funktion u_{q1} periodisch ist, genügt es, eines der Minima zu betrachten, z. B. das für $k_1 = 0$, welches im Falle $A = 0$ bei

$$\vartheta_0 = -\gamma \quad (6.68)$$

liegt. Eingesetzt in (6.57) ergibt sich im Falle $A = 0$ der minimale Wert

$$u_{q1, \min(A=0)} = u_{q1}(\vartheta_0, 0) \quad (6.69)$$

von u_{q1} in Abhängigkeit der Vorgaben (6.9), also von \hat{U} , \hat{I} und φ . Die Grenze der Spannungsaussteuerung ist erreicht, wenn $u_{q1, \min} = 0$ gilt. Sind \hat{U} , \hat{I} und φ gegeben, dann muss die Gleichspannung mindestens

den Wert $U_{\text{DC},\min(A=0)}$ haben, der sich durch Lösen von $u_{q1,\min(A=0)} = 0$ aus (6.69) ergibt, nachdem man I_{DC} mit (6.48) ersetzt hat. Mit den Abkürzungen

$$u_{\vartheta}(\vartheta) = \text{Re} \{ \underline{u}_X(\vartheta) e^{j\vartheta} \} \quad (6.70)$$

$$P_{vqr} = P_{vq} R_e \quad (6.71)$$

$$V_R = 2G_R R_e \quad (6.72)$$

kann man $u_{q1,\min} = 0$ auf die Form

$$0 = U_{\text{DC}}(1 - V_R) + \sqrt{U_{\text{DC}}^2 V_R^2 - 2P_{vqr} V_R - 2u_{\vartheta}(\vartheta_0)} \quad (6.73)$$

bringen und erhält die Lösungen

$$U_{\text{DC},\min(A=0)} = a(\vartheta_0) - \text{sign}(a(\vartheta_0)) \sqrt{a^2(\vartheta_0) + b(\vartheta_0)}, \quad (6.74)$$

mit

$$a(\vartheta) = \frac{2u_{\vartheta}(\vartheta)(V_R - 1)}{2V_R - 1} \quad \text{und} \quad b(\vartheta) = \frac{4u_{\vartheta}^2(\vartheta) + 2P_{vqr} V_R}{2V_R - 1}. \quad (6.75)$$

Ersetzt man I_{DC} in $u_{q1,\min} = 0$ näherungsweise durch (6.45), ergibt sich

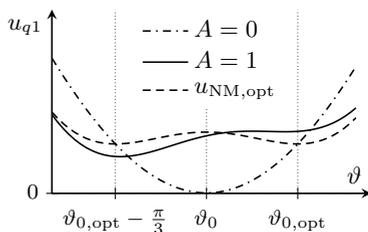
$$U_{\text{DC},\min(A=0)} = u_{\vartheta}(\vartheta_0) + \sqrt{u_{\vartheta}^2(\vartheta_0) + 3R_e \hat{U} \hat{I} \cos(\varphi)} \quad (6.76)$$

für die Gleichspannung. Bei geringen Verlusten liegt der relative Fehler der Näherung (6.76) deutlich unter 1%, sodass auf die exakte Rechnung (6.74) verzichtet werden kann.

Fall 2: mit Gleichtaktspannung Mit der durch $A = 1$ hinzugenommenen Gleichtaktspannung $u_{\text{NM}} = -\frac{A}{6} \hat{U} \cos(3\vartheta)$ lässt sich die maximal mögliche Ausgangsspannung erhöhen. Allerdings erkennt man in der Abb. 6.24, dass die Minima der eingepprägten Zweigspannung u_{q1} mit $A = 1$ unterschiedliche Werte haben, der dargestellte Fall also Verbesserungsmöglichkeiten bietet, denn eines der Minima berührt bei Erhöhung der Aussteuerung früher die Abszissenachse. Ursächlich dafür sind die Spannungsabfälle über der Zweiginduktivität L und dem Widerstand R , deretwegen die Nulldurchgänge der Grundschiwingung von u_{q1} nicht mit

Abb. 6.24: Verläufe von u_{q1} bei drei verschiedenen Gleichtaktspannungen u_{NM} im kreisstromfreiem Betrieb (6.9):

- · - · - (A = 0) $u_{NM} = 0$,
- (A = 1) $u_{NM} = -\frac{1}{6}\hat{U} \cos(3\vartheta)$,
- - - - optimierte Gleichtaktspannung.



Nulldurchgängen der Gleichtaktspannung $u_{NM} = -\frac{A}{6}\hat{U} \cos(3\vartheta)$ zusammenfallen. Diese Tatsache erschwert auch das Lösen der Gleichung (6.62) für $A = 1$, denn das führt auf

$$0 = c \sin(\vartheta + \gamma) - \sin(3\vartheta). \quad (6.77)$$

Im Folgenden soll also eine Vorgabe für u_{NM} gefunden werden, sodass die Minima von u_{q1} gleiche Werte besitzen, mit dem Ziel einer gesteigerten Gleichspannungsausnutzung. In Abb. 6.24 ist der gewünschte Verlauf von u_{q1} mit - · - · - eingetragen.

Eine gesteigerte Gleichspannungsausnutzung ist gegeben, wenn (6.77) auf die Form

$$0 = \sin(x) - \frac{1}{2} \sin(3x) \quad (6.78)$$

gebracht werden kann, was man mit der Gleichtaktspannung

$$u_{NM,opt} = \hat{U} \frac{d}{6} \cos(3(\vartheta + \varphi_3)) \quad (6.79)$$

erreichen kann. Gesucht sind also die reellen Parameter φ_3 und d des Ansatzes (6.79), sodass $\frac{d}{d\vartheta} u_{q1} = 0$ auf die Form (6.78) gebracht werden kann. Bei Einsatz von (6.79) lässt sich $\frac{d}{d\vartheta} u_{q1} = 0$ mit (6.65) als

$$0 = \text{Im} \left\{ e^{j\vartheta} \underline{z} - d e^{j3(\vartheta + \varphi_3)} \right\} \quad (6.80)$$

schreiben, was man mit $c = |\underline{z}|$ und $\gamma = \arg(\underline{z})$ auf

$$0 = \sin(\vartheta + \gamma) - \frac{d}{c} \sin(3(\vartheta + \varphi_3)), \quad c = |\underline{z}|, \quad \gamma = \arg(\underline{z}) \quad (6.81)$$

bringen kann. Aus dem Vergleich der Koeffizienten mit (6.78) folgt

$$d = \frac{c}{2} \quad (6.82)$$

für die Konstante d und aus dem Vergleich der Argumente folgt

$$\varphi_3 = \gamma \quad (6.83)$$

für die Konstante φ_3 des Ansatzes (6.79). Anders als für den Ansatz (6.9b) lassen sich für den Ansatz (6.79) die Nullstellen von $\frac{d}{d\vartheta}u_{q1}$ mittels der Beziehung $\sin(3x) = 3\sin(x) - 4\sin^3(x)$ aus (6.81) ermitteln:

$$\vartheta = k_1\pi \pm m_1\frac{\pi}{6} - \gamma, \quad k_1 \in \{\dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots\}, \quad m_1 \in \{0, 1\}. \quad (6.84)$$

Minima von $u_{q1,\text{opt}}$ liegen an den Stellen (6.84), für die $\frac{d^2}{d\vartheta^2}u_{q1,\text{opt}} > 0$ gilt, also z. B. für

$$\vartheta_{0,\text{opt}} = \frac{\pi}{6} - \gamma. \quad (6.85)$$

Damit lässt sich, analog zu (6.74) und mit (6.71) die Gleichspannung

$$U_{\text{DC},\min(\text{opt})} = u_{\vartheta}(\vartheta_{\text{opt}}) + \sqrt{u_{\vartheta}^2(\vartheta_{\text{opt}}) + 3R_e\hat{U}\hat{I}\cos(\varphi)} \quad (6.86)$$

angeben, die bei einer Vorgabe für die Gleichtaktspannung gemäß (6.79) mindestens benötigt wird, um bei einem Ausgangsstrom I und einem Lastwinkel φ eine Ausgangsspannung $U_N = \sqrt{3}U$ bereitzustellen. Bemerkenswert ist, dass sich in (6.86) der Kosinusterm aus dem Ansatz (6.79) auflöst, da sich dessen Argument zu $3(\vartheta_{0,\text{opt}} + \varphi_3) = \frac{\pi}{2}$ ergibt.

In Abb. 6.24 erkennt man, dass sich die Stellen der Minima zwischen dem Fall $A = 1$ und dem optimierten Fall kaum unterscheiden, sodass man die Minima im Falle $A = 1$ näherungsweise mit dem Ergebnis (6.84) bestimmen kann. Dabei muss entweder die Stelle $\vartheta = \vartheta_{0,\text{opt}}$ oder die Stelle $\vartheta = \vartheta_{0,\text{opt}} - \frac{\pi}{3}$ herangezogen werden, abhängig davon, welche dem Minimum der eingepprägten Zweigspannung entspricht. Das führt zu der mindestens notwendigen Gleichspannung

$$U_{\text{DC},\min(A=1)} = \max \left\{ u_{\vartheta A}(\vartheta) + \sqrt{u_{\vartheta A}^2(\vartheta) + 3R_e\hat{U}\hat{I}\cos(\varphi)} \mid \vartheta = \pm \frac{\pi}{6} - \gamma \right\}, \quad (6.87)$$

die man durch Fallunterscheidung ermitteln kann. Dabei wird mit der Abkürzung

$$u_{\vartheta A}(\vartheta) = u_{\vartheta}(\vartheta) - \frac{1}{6}\hat{U}\cos(3\vartheta) \quad (6.88)$$

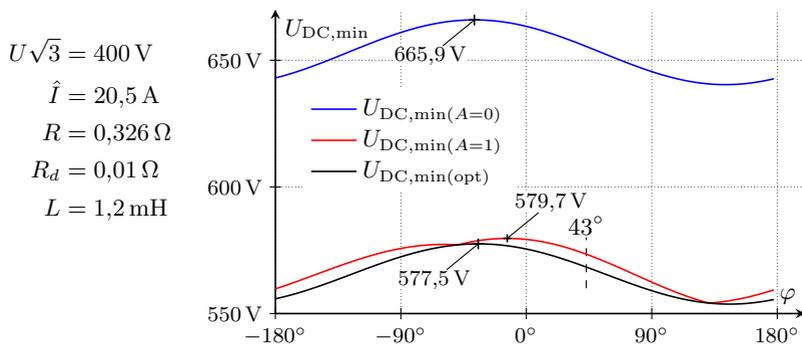


Abb. 6.25: Mindestens benötigte Gleichspannung für den links angegebenen kreisstromfreien Betrieb in Abhängigkeit der Phasenverschiebung φ und verschiedenen Ansätzen der Gleichtaktspannung u_{NM} : — $U_{\text{DC},\text{min}}(A=0)$ ohne Gleichtaktspannung, — $U_{\text{DC},\text{min}}(A=1)$ mit dem Ansatz (6.9b) und $A = 1$ und — $U_{\text{DC},\text{min}}(\text{opt})$ mit der optimierten Gleichtaktspannung (6.79).

Tab. 6.4: Mindestwerte der Gleichspannung für $\varphi = 43^\circ$ aus Abb. 6.25.

Ansatz	Legende	Wert	bezogen auf $U_N\sqrt{2}$
(6.9b) mit $A = 0$	— $U_{\text{DC},\text{min}}(A=0)$	655 V	115,9 %
(6.9b) mit $A = 1$	— $U_{\text{DC},\text{min}}(A=1)$	573 V	101,4 %
(6.79) optimiert	— $U_{\text{DC},\text{min}}(\text{opt})$	568 V	100,5 %

berücksichtigt, dass sich der Kosinusterm mit dreifacher Grundfrequenz nicht aufhebt, weil nicht die optimierte Gleichtaktspannung eingesetzt wird.

In Abb. 6.25 sind die bei den drei vorgestellten Ansätzen mindestens benötigten Gleichspannungen für $U_N = 400 \text{ V} = \sqrt{3}U$, $\hat{I} = 20,5 \text{ A}$ in Abhängigkeit der Phasenverschiebung φ dargestellt. In Tab. 6.4 werden die Zahlenwerte für $\varphi = 43^\circ$ miteinander verglichen und dafür in der rechten Spalte auf den Spitzenwert der verketteten Ausgangsspannung $\hat{U}_N = U_N\sqrt{2}$ bezogen. Aus der Differenz zwischen zweiter und dritter Zeile kann man auf eine um 0,9% gesteigerte Ausnutzung der Gleichspannung schließen, wenn man die verbesserte Gleichtaktspannung (6.79) einsetzt. Zur Berücksichtigung des stromunabhängigen Anteils der Durchlassspannungen können die berechneten Minimalwerte von U_{DC} noch um $2U_{Tz}$ erhöht werden.

In Abschnitt 6.3.2 wurden die Spannungsabfälle vernachlässigt und die Gleichspannung mit 15 % Reserve zu 650 V angesetzt. Bei Verwendung der nicht optimierten Gleichtaktspannung und ungünstigster Phasenverschiebung beträgt dann das Minimum der eingepprägten Zweigspannung 35,3 V, was einer Reserve von 12 % entspricht.

In diesem Abschnitt wurden die Minimalwerte der eingepprägten Zweigspannung unter Berücksichtigung der Spannungsabfälle betrachtet und daraus die mindestens notwendige Gleichspannung bei verschiedenen Ansätzen der Gleichtaktspannungen ermittelt. Außerdem konnte eine optimierte Gleichtaktspannung gefunden werden, die eine weitere Reduktion der Gleichspannung gestattet.

6.3.8 Berechnung der maximal bereitzustellenden Zweigspannung

In einem stationären Arbeitsregime ist es in der Regel sinnvoll, wenn der Aussteuerungsbereich des Stromrichters möglichst gut ausgenutzt wird, denn das reduziert Schaltverluste und weitere spannungsabhängige Belastungen des Stromrichters und der angeschlossenen Last. Beim M2C kann sich außerdem die zur Modulation verwendete Anzahl an Spannungsstufen verringern, wenn der Stellbereich nicht voll ausgenutzt wird. Der vollständigen Ausnutzung des Stellbereichs steht die Notwendigkeit einer Stellreserve zum Ausregeln von Störungen und zum Einleiten von Überführungen in andere Arbeitsregimes sowie gegebenenfalls der Betrieb mit redundanten Submodulen entgegen.

Die obere Grenze der Spannungsaussteuerung ist erreicht, wenn mindestens zu einem Zeitpunkt die verfügbare Zweigspannung gerade ausreicht, um die Spannung u_{q1} einzuprägen. Zu diesen Zeitpunkten ist die auf die Summenspannung bezogene eingepprägte Zweigspannung gerade eins, einen Beispielverlauf zeigt Variante (c) in Abb. 6.4. Für $A = 0$ stellt sich die maximale Zweigspannung an den Stellen (6.66) ein, bei denen die zweite Ableitung der Zweigspannung u_{q1} negativ ist. Das ist z. B. für

$$\vartheta_1 = \pi - \gamma \quad (6.89)$$

der Fall, wie man bei Betrachtung von (6.67) für umgekehrtes Relationszeichen findet. Wird die Sternpunktspannung gemäß Ansatz (6.79) vorgegeben, dann erhält man durch analoge Überlegungen die Stelle

$$\vartheta_{1,\text{opt}} = \pi + \frac{\pi}{6} - \gamma \quad (6.90)$$

bei der die Zweigspannung maximal ist. Diese Stelle kann, wie bei Untersuchung der Minima im vorigen Abschnitt, als Näherung für die Stelle des Maximums bei Ansatz (6.9) mit $A = 1$ verwendet werden. Durch Einsetzen von (6.89) bzw. (6.90) in (6.57) folgt die maximale Zweigspannung

$$u_{q1,\max(A=0)} = \frac{U_{\text{DC}}}{2} - I_{\text{DC}}R_e - u_{\vartheta}(\vartheta_1) \quad (6.91)$$

für $A = 0$ bzw.

$$u_{q1,\max,\text{opt}} = \frac{U_{\text{DC}}}{2} - I_{\text{DC}}R_e - u_{\vartheta}(\vartheta_{1,\text{opt}}) \quad (6.92)$$

für den optimierten Ansatz (6.79). Verwendet man $\vartheta_{1,\text{opt}}$ als Näherung für die Stelle des Maximums von u_{q1} bei $A = 1$, erhält man

$$u_{q1,\max(A=1)} = \max \left\{ u_{q1}(\vartheta, 1) \left| \vartheta = \vartheta_1 \pm \frac{\pi}{6} \right. \right\}, \quad (6.93)$$

wobei $u_{q1}(\vartheta, 1)$ durch (6.57) und $A = 1$ gegeben ist. In Abb. 6.26 sind die Maximalwerte der Zweigspannung für die drei untersuchten Ansätze in Abhängigkeit der Phasenverschiebung dargestellt. Bei den durchgezogenen Verläufen wurde die in Abschnitt 6.3.2 gewählte Gleichspannung $U_{\text{DC}} = 650 \text{ V}$ eingestellt, weshalb der Betrieb ohne Gleichtaktspannung nicht für den gesamten Lastwinkelbereich möglich ist. Beim Einsatz der Gleichtaktspannung u_{NM} oder $u_{\text{NM,opt}}$ liegen die Maximalwerte der eingepprägten Zweigspannung unterhalb $U_{\text{DC}} = 650 \text{ V}$, wie man an den Verläufen — $u_{q1,\max(A=1)}$ und — $u_{q1,\max,\text{opt}}$ sieht. Die gestrichelt dargestellten Verläufe ergeben sich, wenn man die reduzierten Gleichspannungen aus Abb. 6.25 einsetzt, also die Gleichspannung in Abhängigkeit der Phasenverschiebung φ variiert.

Bei Anpassung der Gleichspannung an den jeweils gerade erforderlichen Mindestwert im kreisstromfreien Betrieb und für den Sonderfall $R = 0$, $R_d = 0$, entsprechen die Maximalwerte der eingepprägten Zweigspannung für alle Phasenverschiebungen der jeweiligen Gleichspannung, wie man durch Einsetzen von (6.76) in (6.91) sieht. Denn die Maxima von u_{q1} liegen an den Stellen der Minima von u_{q2} und der induktive Spannungsabfall hebt sich wegen $\frac{d}{dt}i_{z1} = -\frac{d}{dt}i_{z2}$ auf, weshalb die Wahl der Gleichspannung ebenso anhand von u_{q2} getroffen werden kann.

Das Maximum der Zweigspannung entspricht der maximalen Spannung, welche die n Module eines Zweiges mindestens bereitstellen müssen. Diesen mit (6.91), (6.92) bzw. (6.93) für die unterschiedlichen Fälle

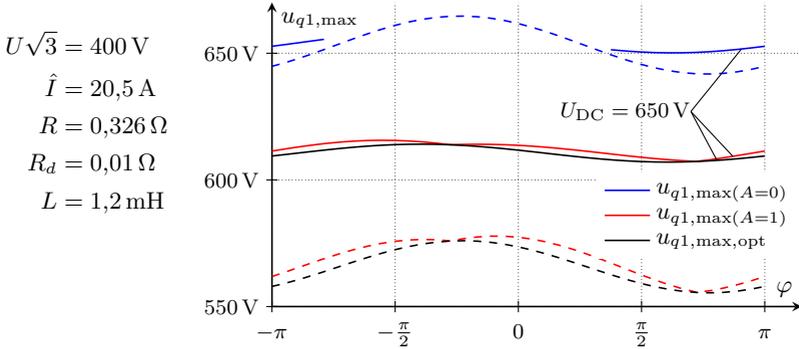


Abb. 6.26: Maximalwerte der eingprägten Zweigspannung bei kreisstromfreiem Betrieb (6.9) in Abhängigkeit der Phasenverschiebung φ : — $u_{q1,max}(A=0)$ ohne Gleichtaktspannung, — $u_{q1,max}(A=1)$ mit dem Ansatz (6.9) und $A = 1$ und — $u_{q1,max,opt}$ mit der optimierten Gleichtaktspannung (6.79). Die durchgezogenen Verläufe gelten für $U_{DC} = 650 \text{ V}$, während sich die gestrichelten Werte ergeben, wenn man die Gleichspannung in Abhängigkeit der Phasenverschiebung jeweils auf den Mindestwert aus Abb. 6.25 absenkt. Dann entsprechen die Maximalwerte der Zweigspannungen näherungsweise der jeweiligen Gleichspannung.

gegebenen Maximalwerte können zur Festlegung der minimalen Kondensatorspannung $U_{C \min}$ verwendet werden und müssen gegebenenfalls um die Spannung U_{Tz} erhöht werden. Der in Abschnitt 6.3.2 verwendete Mindestwert $U_{C \min} = 117 \text{ V}$ ermöglicht eine maximale Zweigspannung von 702 V und liegt deutlich über den in Abb. 6.26 bei $U_{DC} = 650 \text{ V}$ geforderten Werten, was eine ausreichende Reserve zum Einprägern von Kreisströmen garantiert.

In diesem Abschnitt wurde die maximal mögliche Spannungsaussteuerung des M2C untersucht, wenn die kreisstromfreie Vorgabe von Strömen und Spannungen gemäß (6.9) angewendet wird. Es zeigt sich, dass der in Abschnitt 6.3.2 gewählte Mindestwert $U_{C,min} = 117 \text{ V}$ ausreichend hoch gewählt wurde, um die bei der Festlegung vernachlässigten Spannungsabfälle aufzubringen.

6.4 Vergleich von Modellanlagen mit Mittelspannungs-M2Cs

Zunächst wird die in Abschnitt 6.3.3 berechnete Resonanzfrequenz der Modellanlage nachgemessen und dann mit anderen Modellanlagen und mit Mittelspannungs-M2Cs verglichen. Zwei wichtige Vergleichskriterien sind dabei das Verhältnis von Abtastrate der Regelung zur Resonanzfrequenz und die in den Submodulen gespeicherte Energie, bezogen auf die Nennscheinleistung des Stromrichters.

Die Resonanzfrequenz wurde mit Hilfe der Schaltung aus Abb. 6.27a gemessen. Beide Zweige einer Phase werden von der Gleichspannungsseite aus geladen, wobei die eine Hälfte der Module eingeschaltet ist und die andere Hälfte in Bypass geschaltet wird. Schaltet man nun eines der eingeschalteten Module für eine kurze Zeit in Bypass, wird die Resonanz angeregt. Die anderen Phasen und die Last sind bei dieser Messung abgeklemmt und die Schwingung pendelt nach dem Anregungsimpuls aus, wobei die Hälfte der Module eingeschaltet ist und die andere Hälfte in Bypass ist.

Die Resonanzfrequenz dieser Anordnung wird in Abschnitt 6.3.3 anhand der nominellen Werte von 4 mH für die wirksame Induktivität und von 375 μF für die Submodulkapazität zu 318 Hz bestimmt. Der in der Messung verwendete Zwischenkreiskondensator erhöht diesen Wert um vernachlässigbare 1,6 %, weil dessen Kapazität etwa 32-mal höher ist als die wirksame Kapazität der Submodule. Aus der Messung in Abb. 6.27 lässt sich der etwas niedrigere Wert von $f_{\text{res}} = 313 \text{ Hz}$ ablesen. Dieser Wert lässt sich z. B. mit einer 3,5% höheren wirksamen Induktivität von 4,14 mH erklären, mit der auch die simulierten Verläufe zu den gemessenen Verläufen in sehr gute Übereinstimmung gebracht werden können, wie in Abb. 6.27b dargestellt.

Tab. 6.5 vergleicht die Resonanzfrequenzen f_{res} und die bezogene gespeicherte Energie τ_E der Konfigurationen eines Mittelspannungs-Prototyps [92, 89] mit denen von Niederspannungs-Modellanlagen. Und Abb. 6.28 visualisiert das Verhältnis von Resonanzfrequenz und Abtastrate. Die Abtastrate der Regelung wird meistens nicht explizit angegeben, weshalb die in der Zweigspannung u_q wirksame Schaltfrequenz f_{PWM} herangezogen wird. Außerdem ist die bezogene Induktivität L' angegeben, berechnet aus der in Abschnitt 6.3.2 eingeführten Definition (6.24). Die bezogene Induktivität gibt Aufschluss über die relative Welligkeit des Zweigstroms: Je höher L' ist, umso höher ist die für den Kreisstrom

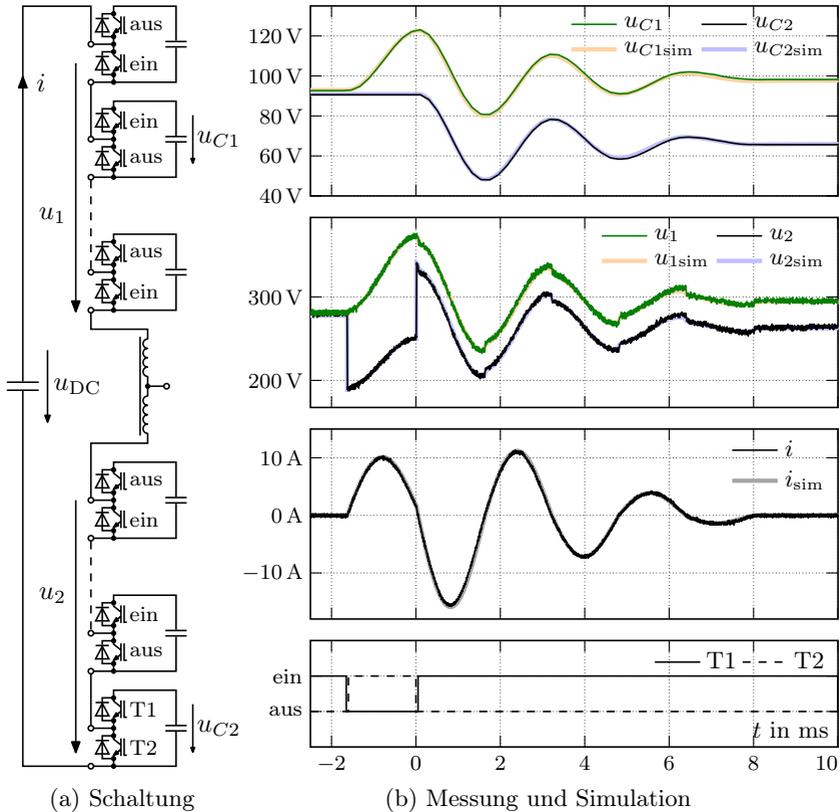


Abb. 6.27: Schaltung (a) zur Messung der Resonanzfrequenz einer Phase: die Hälfte der Module ist ein- und die andere in Bypass geschaltet, während die anderen Phasen abgeklemmt sind. Von der Gleichspannungsseite wird Spannung angelegt und zur Anregung der Schwingung eines der eingeschalteten Module kurz in Bypass geschaltet. Messergebnisse und Simulation (b) oben: Spannung eines nicht geschalteten Moduls — u_{C1} und des geschalteten Moduls — u_{C2} , mitte: eingeprägte Zweigspannungen — u_1 und — u_2 , unten Strom — i .

Tab. 6.5: Zum Vergleich verschiedener Dimensionierungen von M2Cs kann man die Resonanzfrequenz (6.36) des Schwingkreises heranziehen, der durch die Induktivität der Zweigdrosseln und die Kapazität der Module gebildet wird, wie in Abb. 6.10 dargestellt.

vgl.	$\frac{U_{DC}}{V}$	n	$\frac{I}{A}$	$\frac{C}{mF}$	$\frac{L_z+M_z}{mH}$	$\frac{f_{res}(n)}{Hz}$	$\frac{f_{PWM}}{kHz}$	100 L'	$\frac{\tau_E}{ms}$
[89]	2806 ^a	6	371 ^a	2,5	0,185	405	10	4,3	8
[92] ^b	6077 ^a	12	143 ^a	1,75	0,185	685	10	0,77	20
[45]	600	5	14,4	4,4	1	120	8	4,3	90
[113]	500	4	5,4	1,36	4	97	5	7,7	80
[16]	200	4	4 ^a	2,2	5,4	65	2,5	19	70
[1]	500	5	18,9	0,73	4,67	136	5	31	9
[77] ^c	560	8	21,7	6,6	2	88	12	21	50
[84] ^d	300	5	4 ^a	3,6	3,6	70	4	8,5	100
hier	650	6	16	0,375	2	318	4,88	8,7	6

^a aus den Messergebnissen entnommen

^b auch in [89]

^c Bemessungsfrequenz 75 Hz

^d einphasiger Aufbau

wirksame Induktivität und umso höher ist die über der Drossel sichtbare Schaltfrequenz.

Die bezogene gespeicherte Energie τ_E ist definiert als der Quotient

$$\tau_E = \frac{6W_{zC}}{S_n} \quad (6.94)$$

aus der kapazitiv gespeicherten Energie W_{zC} aller sechs Zweige und der Scheinleistung S_n auf der Wechselspannungsseite. Für den Vergleich in Tab. 6.5 wird τ_E aus der Gleichspannung U_{DC} , dem Nennstrom I der Anzahl n und der Kapazität C der Submodule unter Annahme eines einheitlichen Modulationsgrades von $m = 2/\sqrt{3}$ berechnet

$$\tau_e = \frac{6W_{zC}}{S_n} = \frac{6\frac{C}{2}n\left[\frac{U_{DC}}{n}\right]^2}{3UI} = \frac{\sqrt{6}CU_{DC}}{nI} \quad (6.95)$$

und in der Einheit ms angegeben, was die gleichen Zahlenwerte bewirkt, wie die auch übliche Angabe in $\frac{Ws}{kVA}$. Die Mittelspannungs-M2Cs haben eine bezogene gespeicherte Energie von 8 ms und 20 ms und nur die

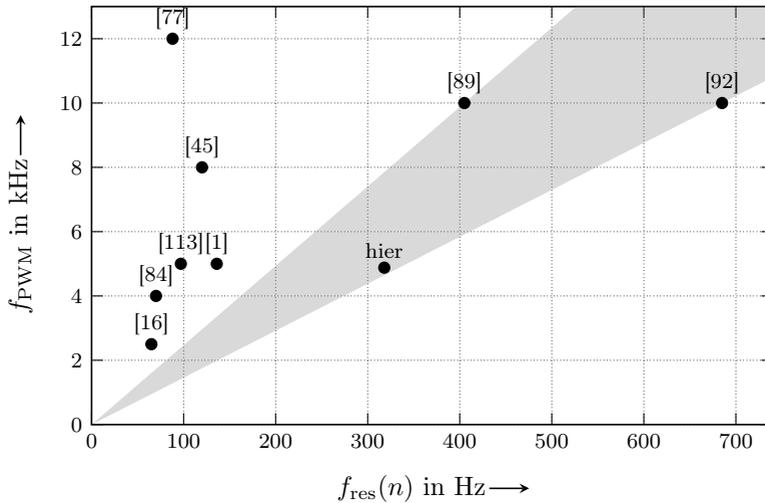


Abb. 6.28: Vergleich der Modellanlagen aus Tab. 6.5 mit zwei Mittelspannungs-Prototypen anhand der Schaltfrequenz f_{PWM} und der Resonanzfrequenz $f_{\text{res}}(n)$. Im grau markierten Bereich stehen die Schaltfrequenz und die Resonanzfrequenz in dem für Mittelspannung typischen Verhältnis.

hier aufgebaute Modellanlage und die aus [1] liegen in diesem Bereich, während die anderen Modellanlagen deutlich über diesen Werten liegen. Die gleichmäßige Verteilung der gespeicherten Energie auf die Zweige, also die Symmetrierung, ist schwieriger bei kleineren Werten der bezogenen Energie, da Abweichungen deutlicher ins Gewicht fallen.

Um das Verhältnis von Resonanzfrequenz zur Abtastrate der Konfigurationen sichtbar zu machen, dient Abb. 6.28. Die Resonanzfrequenzen bei Mittelspannung sind höher als die bei Niederspannung, wo die meisten im Bereich 80 Hz bis 120 Hz liegen. Eine Ausnahme stellt die in dieser Arbeit aufgebaute Modellanlage dar. Die hohen Resonanzfrequenzen bei Mittelspannung erfordern eine hohe Modulationsfrequenz bzw. eine hohe Abtastrate der Regelung. Unter den Modellanlagen decken die Modulationsfrequenzen von [45] und [77] diesen Bereich ab, während die anderen niedrigere Frequenzen nutzen. Nur bei der hier aufgebauten Modellanlage stehen die Abtastrate der Regelung und die Resonanzfrequenz von Zweiginduktivität und Submodulkapazität in dem bei Mittelspannung typischen Verhältnis.

7 Zusammenfassung des zweiten Teils

Im zweiten Teil stand die Beschreibung der Modellanlage im Vordergrund, insbesondere die Anforderungen an den Schutz bei der Erprobung von Regelungsverfahren und die Dimensionierung der Komponenten des Leistungsteils.

Bei der Berechnung des Energiehubs konnte die übliche Annahme kreisstromfreien Betriebs auf den Fall mit *triplen harmonic injection* erweitert werden. Zur Abschätzung des Einflusses der Zweigdrossel auf die Auslegung der Kondensatoren und auf die Zweigspannung erwies sich die Einführung der bezogenen Induktivität der Zweigdrossel als nützlicher Vergleichswert.

Ein abschließender Vergleich der Resonanzfrequenzen und deren Verhältnis zur Aktualisierungsrate der Regelung mit den Werten eines Mittelspannungs M2Cs und denen von anderen Modellanlagen zeigt die besonders gute Nachbildung der bei Mittelspannung anzutreffenden Verhältnisse durch die hier aufgebaute Modellanlage.

Literaturverzeichnis

- [1] ANTONOPOULOS, ANTONIOS, LENNART ÄNGQUIST, LENNART HARNEFORS, KALLE ILVES und HANS-PETER NEE: *Global Asymptotic Stability of Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 61(2):603–612, Februar 2014.
- [2] ANTONOPOULOS, ANTONIOS, LENNART ÄNGQUIST, LENNART HARNEFORS und HANS-PETER NEE: *Optimal Selection of the Average Capacitor Voltage for Variable-Speed Drives With Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):227–234, Januar 2015.
- [3] ANTONOPOULOS, ANTONIOS, LENNART ÄNGQUIST, STAFFAN NORRGA, KALLE ILVES, LENNART HARNEFORS und HANS-PETER NEE: *Modular Multilevel Converter AC Motor Drives With Constant Torque From Zero to Nominal Speed*. IEEE Transactions on Industry Applications, 50(3):1982–1993, Mai 2014.
- [4] ANTONOPOULOS, ANTONIOS, LENNART ÄNGQUIST, STAFFAN NORRGA, KALLE ILVES und HANS-PETER NEE: *Modular Multilevel Converter AC Motor Drives with Constant Torque from Zero to Nominal Speed*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 739–746, September 2012.
- [5] ANTONOPOULOS, ANTONIOS, KALLE ILVES, LENNART ÄNGQUIST und HANS-PETER NEE: *On Interaction between Internal Converter Dynamics and Current Control of High-Performance High-Power AC Motor Drives with Modular Multilevel Converters*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 4293–4298, September 2010.
- [6] BÄRNKLAU, H., A. GENSIOR und S. BERNET: *Submodule capacitor dimensioning for Modular Multilevel Converters*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 4172–4179, September 2012.

- [7] BÄRNKLAU, HANS: *Modulare Mehrpunktstromrichtersysteme (M2C) am Gleichspannungszwischenkreis*. Doktorarbeit, Technische Universität Dresden, 2015.
- [8] BÄRNKLAU, HANS, ALBRECHT GENSIOR und STEFFEN BERNET: *Derivation of an Equivalent Submodule per Arm for Modular Multilevel Converters*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Seiten LS2a.2–1–LS2a.2–5, 2012.
- [9] BLASKO, VLAIMIR, VIKRAM KAURA und WALTER NIEWIADOMSKI: *Sampling of Discontinuous Voltage and Current Signals in Electrical Drives: A System Approach*. IEEE Transactions on Industry Applications, 34(5):1123–1130, 1998.
- [10] BÖCKER, JAN, BENJAMIN FREUDENBERG, ANDREW THE und SYBILLE DIECKERHOFF: *Experimental Comparison of Model Predictive Control and Cascaded Control of the Modular Multilevel Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):422–430, Januar 2015.
- [11] BOUSCAYROL, A., B. DAVAT, B. DE FORNEL, B. FRANÇOIS, J. P. HAUTIER, F. MEIBODY-TABAR und M. PIETRZAK-DAVID: *Multi-converter multi-machine systems: application for electromechanical drives*. The European Physical Journal - Applied Physics, 10(2):131–147, Mai 2000.
- [12] BRIZ, FERNANDO, DAVID DÍAZ-REIGOSA, MICHAEL W. DEGNER, PABLO GARCÍA und JUAN MANUEL GUERRERO: *Current Sampling and Measurement in PWM Operated AC Drives and Power Converters*. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Seiten 2753–2760, 2010.
- [13] CHERIX, NICOLAS, MICHAEL VASILADIOTIS und ALFRED RUFER: *Functional Modeling and Energetic Macroscopic Representation of Modular Multilevel Converters*. In: *15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Seiten LS1a–1.3–1–LS1a–1.3–8, September 2012.
- [14] CHRISTE, ALEXANDRE und DRAŽEN DUJIĆ: *Virtual Submodule Concept for Fast Semi-Numerical Modular Multilevel Converter Loss Estimation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 64(7):5286–5294, Juli 2017.

- [15] DEBNATH, SUMAN, JIANGCHAO QIN, BEHROOZ BAHRANI, MARYAM SAEEDIFARD und PETER BARBOSA: *Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):37–53, Januar 2015.
- [16] DENG, FUJIN und ZHE CHEN: *Voltage-Balancing Method for Modular Multilevel Converters Under Phase-Shifted Carrier-Based Pulsewidth Modulation*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(7):4158–4169, Juli 2015.
- [17] DOMMASCHK, MIKE, JÖRG DORN, INGO EULER, JÖRG LANG, QUOC-BUU TU und KLAUS WÜRFLINGER, Januar 2007. Patent WO2008086760A1.
- [18] ENGEL, STEFAN P. und RIK W. DE DONCKER: *Control of the Modular Multi-Level Converter for Minimized Cell Capacitance*. In: *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, August 2011.
- [19] FAUSTNER, DAVID, WOLFGANG KEMMETMÜLLER und ANDREAS KUGI: *Flatness-Based Torque Control of Saturated Surface-Mounted Permanent Magnet Synchronous Machines*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 24(4):1201–1213, Juli 2016.
- [20] FEHR, HENDRIK und ALBRECHT GENSIOR: *On Trajectory Planning, Backstepping Controller Design and Sliding Modes in Active Front-Ends*. IEEE Transactions on Power Electronics, 31(8):6044–6056, August 2016.
- [21] FEHR, HENDRIK und ALBRECHT GENSIOR: *Improved Energy Balancing for Modular Multilevel Converters by Optimized Feed-Forward Circulating Currents and Common Mode Voltage*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, September 2017.
- [22] FEHR, HENDRIK und ALBRECHT GENSIOR: *Improved Energy Balancing of Grid-Side Modular Multilevel Converters by Optimized Feedforward Circulating Currents and Common-Mode Voltage*. IEEE Trans. Power Electron., 33(12):10903–10913, Dezember 2018.
- [23] FEHR, HENDRIK und ALBRECHT GENSIOR: *Eigenvalue Optimization of the Energy Balancing Feedback for Modular Multilevel*

- Converters*. IEEE Trans. Power Electron. (Early Access), Februar 2019.
- [24] FEHR, HENDRIK und ALBRECHT GENSIOR: *Model Based Circulating Current References for MMC Cell Voltage Ripple Reduction and Loss-Equivalent Arm Current Assessment*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'19 ECCE Europe)*, 2019. im Erscheinen.
- [25] FEHR, HENDRIK, ALBRECHT GENSIOR und STEFFEN BERNET: *Experimental Evaluation of PWM-Methods for Modular Multilevel Converters*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, September 2016.
- [26] FEHR, HENDRIK, ALBRECHT GENSIOR und MARCUS MÜLLER: *Analysis and Trajectory Tracking Control of a Modular Multilevel Converter*. IEEE Trans. Power Electron., 30(1):398–407, Januar 2015.
- [27] GENSIOR, ALBRECHT: *Beiträge zur flachheitsbasierten Folgeregelung leistungselektronischer Systeme*. Doktorarbeit, Technische Universität Dresden, 2008.
- [28] GENSIOR, ALBRECHT, THI MAI PHUONG NGUYEN, JOACHIM RUDOLPH und HENRY GÜLDNER: *Flatness-Based Loss Optimization and Control of a Doubly Fed Induction Generator System*. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 19(6):1457–1466, November 2011.
- [29] GLINKA, MARTIN und RAINER MARQUARDT: *A new AC/AC Multilevel Converter Family*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 52(3):662–669, Juni 2005.
- [30] GU, CHENJIE: *Vergleich von Modulationsverfahren für einen M2C*. Studienarbeit, Technische Universität Dresden, 2014.
- [31] HAGIWARA, MAKOTO und HIROFUMI AKAGI: *Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 24(7):1737–1746, 2009.
- [32] HAGIWARA, MAKOTO, ISAMU HASEGAWA und HIROFUMI AKAGI: *Startup and Low-Speed Operation of an Adjustable-Speed Motor*

- Driven by a Modular Multilevel Cascade Inverter (MMCI)*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 718–725, September 2012.
- [33] HAGIWARA, MAKOTO, RYO MAEDA und HIROFUMI AKAGI: *Theoretical Analysis and Control of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC)*. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Seiten 2029–2036, 2010.
- [34] HARNEFORS, LENNART, ANTONIOS ANTONOPOULOS, STAFFAN NORRGA, LENNART ÄNGQUIST und HANS-PETER NEE: *Dynamic Analysis of Modular Multilevel Converters*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(7):2526–2537, Juli 2013.
- [35] HASSANPOOR, ARMAN, LENNART ÄNGQUIST, STAFFAN NORRGA, KALLE ILVES und HANS-PETER NEE: *Tolerance Band Modulation Methods for Modular Multilevel Converters*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):311–326, Januar 2015.
- [36] HASSANPOOR, ARMAN, STAFFAN NORRGA, HANS-PETER NEE und LENNART ÄNGQUIST: *Evaluation of different carrier-based PWM methods for modular multilevel converters for HVDC application*. In: *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Seiten 388–393, Oktober 2012.
- [37] HILLER, MARC, DIETMAR KRUG, RAINER SOMMER und STEFFEN 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*, September 2009.
- [38] HIMMELMANN, PATRICK, MARC HILLER, DIETMAR KRUG und MAX BEUERMANN: *A new Modular Multilevel Converter for Medium Voltage High Power Oil & Gas Motor Drive Applications*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, September 2016.
- [39] HOUARI, AZEDDINE, HUGUES RENAUDINEAU, JEAN-PHILIPPE MARTIN, SERGE PIERFEDERICI und FARID MEIBODY-TABAR: *Flatness-Based Control of Three-Phase Inverter With Output LC*

- Filter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(7):2890–2897, Juli 2012.
- [40] HUBER, J.E. und A.J. KORN: *Optimized Pulse Pattern modulation for Modular Multilevel Converter high-speed drive*. In: *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2012 15th International*, Seiten LS1a–1.4–1–LS1a–1.4–7, September 2012.
- [41] ILVES, KALLE, ANTONIOS ANTONOPOULOS, LENNART HARNEFORS, STAFFAN NORRGA, LENNART ÄNGQUIST und HANS-PETER NEE: *Capacitor Voltage Ripple Shaping in Modular Multilevel Converters Allowing for Operating Region Extension*. In: *37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Seiten 4403–4408, November 2011.
- [42] ILVES, KALLE, LENNART HARNEFORS, STAFFAN NORRGA und HANS-PETER NEE: *Analysis and Operation of Modular Multilevel Converters With Phase-Shifted Carrier PWM*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):268–283, Januar 2015.
- [43] INFINEON TECHNOLOGIES AG: *IKW30N60T: IGBT in TrenchStop and Fieldstop technology with soft, fast recovery anti-parallel EmCon HE diode*, November 2006. Rev. 2.3.
- [44] JONES, PHIL S. und COLIN C. DAVIDSON: *Calculation of Power Losses for MMC-based VSC HVDC Stations*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, September 2013.
- [45] KOLB, JOHANNES: *Optimale Betriebsführung des Modularen Multilevel-Umrichters als Antriebsumrichter für Drehstrommaschinen*. Doktorarbeit, Karlsruher Institut für Technologie, 2013.
- [46] KOLB, JOHANNES, FELIX KAMMERER, PHILIP GRABHERR, MARIO GOMMERINGER und MICHAEL BRAUN: *Boosting the Efficiency of Low Voltage Modular Multilevel Converters beyond 99%*. In: *PCIM Europe*, Mai 2013.
- [47] KONSTANTINOU, GEORGIOS S. und VASSILIOS G. AGELIDIS: *Performance Evaluation of Half-Bridge Cascaded Multilevel Converters*

- Operated with Multicarrier Sinusoidal PWM Techniques.* In: *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on*, Seiten 3399–3404, Mai 2009.
- [48] KORN, ARTHUR J., MANFRED WINKELNKEMPER und PETER STEIMER: *Low Output Frequency Operation of the Modular Multi-Level Converter.* In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 3993–3997, September 2010.
- [49] KOURO, SAMIR, RAFAEL BERNAL, HERNÁN MIRANDA, CÉSAR A. SILVA und JOSÉ RODRÍGUEZ: *High-Performance Torque and Flux Control for Multilevel Inverter Fed Induction Motors.* *IEEE Transactions on Power Electronics*, 22(6):2116–2123, November 2007.
- [50] KREIN, PHILIP T., JOSEPH BENTSMAN, RICHARD M. BASS und BERNARD C. LESIEUTRE: *On the Use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems.* *IEEE Transactions on Power Electronics*, 5(2):182–190, April 1990.
- [51] KREYE, HORST D., RÜDIGER REINISCH, ULRICH SCHERER und JOACHIM VANZETTA: *TransmissionCode 2007.* Verband der Netzbetreiber – VDN – e. V. beim VDEW, Berlin, August 2007. Version 1.1.
- [52] KUCKA, JAKUB, DENNIS KARWATZKI, LENNART BARUSCHKA und AXEL MERTENS: *Improved Modular Multilevel Converter Topology with Magnetically Coupled Branch Inductors.* In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 3593–3600, September 2015.
- [53] LESNICAR, ANTON: *Neuartiger, Modularer Mehrpunktumrichter M2C für Netzkupplungsanwendungen.* Doktorarbeit, Universität der Bundeswehr München, 2008.
- [54] LESNICAR, ANTON und RAINER MARQUARDT: *An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range.* In: *Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna*, Band 3, 2003.
- [55] LI, SHAOHUA, XIULI WANG, ZHIQING YAO, TAI LI und ZHONG PENG: *Circulating Current Suppressing Strategy for MMC-HVDC*

- Based on Nonideal Proportional Resonant Controllers Under Unbalanced Grid Conditions*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):387–397, Januar 2015.
- [56] LIZANA, RICARDO F., MARCELO A. PERÉZ und JOSÉ RODRÍGUEZ: *DC Voltage Balance Control in a Modular Multilevel Cascaded Converter*. In: *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, Seiten 1973–1978, Mai 2012.
- [57] LOPEZ, ANDRES M., DANIEL E. QUEVEDO, RICARDO AGUILERA, TOBIAS GEYER und NIKOLAOS OIKONOMOU: *Validation of a Reduced Order Model for Modular Multilevel Converters and Analysis of Circulating Current*. In: *2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe)*, September 2015.
- [58] LUDOIS, DANIEL C., JUSTIN K. REED und GIRI VENKATARAMANAN: *Hierarchical Control of Bridge-of-Bridge Multilevel Power Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(8):2679–2690, August 2010.
- [59] LUDOIS, DANIEL C. und GIRI VENKATARAMANAN: *Simplified Dynamics and Control of Modular Multilevel Converter Based on a Terminal Behavioral Model*. In: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 3520–3527, September 2012.
- [60] LUTZ, JOSEF: *Halbleiter-Leistungsbaulemente*. Springer Vieweg, 2. Auflage, 2012.
- [61] MARQUARDT: *Stromrichterschaltung mit verteilten Energiepeichern*, Januar 2001. Patent DE10103031A1.
- [62] MARQUARDT, R.: *Modular Multilevel Converter Topologies with DC-Short Circuit Current Limitation*. In: *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, Seiten 1425–1431, 2011.
- [63] MARQUARDT, RAINER: *Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications*. In: *International Power Electronics Conference (IPEC)*, Seiten 502–507, Juni 2010.

- [64] MARQUARDT, RAINER, ANTON LESNICAR und JÜRGEN HILDINGER: *Modulares Stromrichterkonzept für Netzkupplungsanwendungen bei hohen Spannungen*. In: *ETG-Fachtagung 2002*, Bad Nauheim, 2002.
- [65] MARTIN, PHILIPPE und PIERRE ROUCHON: *Two Remarks on Induction Motors*. In: *CESA '96 IMACS Multiconference, Symposium on Control, Optimization and Supervision*, Lilles, 1996.
- [66] MCGRATH, BRENDAN PETER und DONALD GRAHAME HOLMES: *Enhanced Voltage Balancing of a Flying Capacitor Multilevel Converter Using Phase Disposition (PD) Modulation*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(7):1933–1942, Juli 2011.
- [67] MERTENS, AXEL und DIETER ECKARDT: *Voltage and Current Sensing in Power Electronic Converters Using Sigma-Delta A/D Conversion*. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 34(5):1139–1146, 1998.
- [68] MERWE, WIM VAN DER, PETER HOKAYEM und LIDIA STEPANOVA: *Analysis of the N-Cell Single Phase MMC Natural Balancing Mechanism*. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(4):1149–1158, Dezember 2014.
- [69] MEYNARD, THIERRY A., MAURICE FADEL und NOUREDDINE AOUDA: *Modeling of multilevel converters*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44(3):356–364, Juni 1997.
- [70] MIDDEKE, MARVIN: *Modulationsverfahren mit gerigem Spannungsfehler für Modulare Mehrpunktstromrichter*. Diplomarbeit, Technische Universität Dresden, Februar 2017.
- [71] MIDDEKE, MARVIN, HENDRIK FEHR und ALBRECHT GENSIOR: *Reducing the Modulation Voltage Error in MMCs by Considering the Capacitor Voltage Change within One PWM Cycle for Improved Current Control*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'17 ECCE Europe)*, September 2017.
- [72] MIDDLEBROOK, R. D. und SLOBODAN CUK: *A general unified approach to modelling switching-converter power stages*. In: *Power Electronics Specialists Conference*, Seiten 18–34, Juni 1976.

- [73] MONTESINOS-MIRACLE, DANIEL, MIQUEL MASSOT-CAMPOS, JOAN BERGAS-JANÉ, SAMUEL GALCERAN-ARELLANO und ALFRED RUFER: *Design and Control of a Modular Multilevel DC/DC Converter for Regenerative Applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, 28(8):3970–3979, August 2013.
- [74] MÜLLER, MARCUS: *Modellbildung und Regelung eines M2C*. Diplomarbeit, Technische Universität Dresden, April 2013.
- [75] MÜNCH, PHILIPP, STEVEN LIU und MIKE DOMMASCHK: *Modeling and Current Control of Modular Multilevel Converters Considering Actuator and Sensor Delays*. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Seiten 1633–1638, 2009.
- [76] OATES, COLIN: *A Methodology for Developing Chainlink Converters*. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications*, September 2009.
- [77] OKAZAKI, Y., H. MATSUI, M. M. MUHORO, M. HAGIWARA und H. AKAGI: *Capacitor-Voltage Balancing for a Modular Multilevel DSCC Inverter Driving a Medium-Voltage Synchronous Motor*. IEEE Transactions on Industry Applications, 52(5):4074–4083, September 2016.
- [78] PÉREZ, MARCELO A., STEFFEN BERNET, JOSÉ RODRÍGUEZ, SAMIR KOURO und RICARDO LIZANA: *Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):4–17, Januar 2015.
- [79] PÉREZ, MARCELO A., RICARDO LIZANA F. und JOSÉ RODRÍGUEZ: *Decoupled Current Control of Modular Multilevel Converter for HVDC Applications*. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Seiten 1979–1984, Mai 2012.
- [80] PÉREZ, MARCELO A. und JOSÉ RODRÍGUEZ: *Generalized Modeling and Simulation of a Modular Multilevel Converter*. In: *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Seiten 1863–1868, Juni 2011.

- [81] PÉREZ, MARCELO A., JOSÉ RODRÍGUEZ, ESTEBAN J. FUENTES und FELIX KAMMERER: *Predictive Control of AC–AC Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 59(7):2832–2839, Juli 2012.
- [82] PERSSON, ERIC: *A New Approach to Motor Drive Current Measurement*. In: *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, Band 1, Seiten 231–234, 2001.
- [83] PICAS, R., J. POU, S. CEBALLOS, J. ZARAGOZA, G. KONSTANTINOU und V. G. AGELIDIS: *Optimal Injection of Harmonics in Circulating Currents of Modular Multilevel Converters for Capacitor Voltage Ripple Minimization*. In: *IEEE ECCE Asia Downunder*, Seiten 318–324, Juni 2013.
- [84] POU, JOSEP, SALVADOR CEBALLOS, GEORGIOS KONSTANTINOU, VASSILIOS G. AGELIDIS, RICARD PICAS und JORDI ZARAGOZA: *Circulating Current Injection Methods Based on Instantaneous Information for the Modular Multilevel Converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(2):777–788, Februar 2015.
- [85] RATH, ANDREAS, CHRISTOPH KLARENBACH, OLIVIER D. DJOUOSSEU und JENS ONNO KRAH: *Fast Current Measurement based on $\Delta\Sigma$ Technology*. In: *PCIM Europe*, Mai 2012.
- [86] REINSCHKE, KURT: *Lineare Regelungs- und Steuerungstheorie*. Springer Vieweg, 2. Auflage, 2014.
- [87] RIAR, BALJIT S., TOBIAS GEYER und UDAYA K. MADAWALA: *Model Predictive Direct Current Control of Modular Multilevel Converters: Modeling, Analysis, and Experimental Evaluation*. IEEE Transactions on Power Electronics, 30(1):431–439, Januar 2015.
- [88] RODRÍGUEZ, JOSÉ, LEOPOLDO G. FRANQUELO, SAMIR KOURO, JOSÉ I. LEÓN, RAMÓN C. PORTILLO, MA ÁNGELES MARTÍN PRATS und MARCELO A. PERÉZ: *Multilevel Converters: An Enabling Technology for High-Power Applications*. Proceedings of the IEEE, 97(11):1786–1817, November 2009.
- [89] ROHNER, STEFFEN: *Untersuchung des Modularen Mehrpunktstromrichters M2C für Mittelspannungsanwendungen*. Doktorarbeit, Technische Universität Dresden, 2011.

- [90] ROHNER, STEFFEN, STEFFEN BERNET, MARC HILLER und RAINER SOMMER: *Analysis and Simulation of a 6kV, 6MVA Modular Multilevel Converter*. In: *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, Seiten 225–230, November 2009.
- [91] ROHNER, STEFFEN, STEFFEN BERNET, MARC HILLER und RAINER SOMMER: *Pulse Width Modulation Scheme for the Modular Multilevel Converter*. In: *13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, September 2009.
- [92] ROHNER, STEFFEN, JENS WEBER und STEFFEN BERNET: *Continuous model of Modular Multilevel Converter with experimental verification*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 4021–4028, September 2011.
- [93] SASONGKO, FIRMAN, KEI SEKIGUCHI, KOTA OGUMA, MAKOTO HAGIWARA und HIROFUMI AKAGI: *Theory and Experiment on an Optimal Carrier Frequency of a Modular Multilevel Cascade Converter With Phase-Shifted PWM*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(5):3456–3471, Mai 2016.
- [94] SCHRÖDER, DIERK: *Elektrische Antriebe – Regelung von Antriebssystemen*. Springer, 3. Auflage, 2009.
- [95] SCHROEDER, MARKUS, STEFAN HENNINGER, JOHANN JAEGER, ANDREJA RAŠIĆ, HUBERT RUBENBAUER und TOBIAS LANG: *An Enhanced Modulator Concept for the Modular Multilevel Converter*. In: *European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14 ECCE Europe)*, August 2014.
- [96] SIEMASZKO, DANIEL: *Fast Sorting Method for Balancing Capacitor Voltages in Modular Multilevel Converters*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):463–470, Januar 2015.
- [97] SIEMASZKO, DANIEL, ANTONIOS ANTONOPOULOS, KALLE ILVES, MICHAIL VASILADIOTIS, LENNART ÄNGQUIST und HANS-PETER NEE: *Evaluation of Control and Modulation Methods for Modular Multilevel Converters*. In: *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, Seiten 746–753, Juni 2010.
- [98] SIRA-RAMÍREZ, HEBERTT: *A Geometric Approach to Pulse-Width Modulated Control in Nonlinear Dynamical Systems*. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 34(2):184–187, Februar 1989.

- [99] SON, GUM TAE, HEE-JIN LEE, TAE SIK NAM, YONG-HO CHUNG, UK-HWA LEE, SEUNG-TAEK BAEK, KYEON HUR und JUNG-WOOK PARK: *Design and Control of a Modular Multilevel HVDC Converter With Redundant Power Modules for Noninterruptible Energy Transfer*. IEEE Transactions on Power Delivery, 27(3):1611–1619, Juli 2012.
- [100] STEINER, FELIX: *Entwicklung und Implementierung einer Plattform für die Regelung, den Schutz und die Modulation eines M2C*. Diplomarbeit, Technische Universität Dresden, August 2014.
- [101] TU, QINGRUI und ZHENG XU: *Impact of Sampling Frequency on Harmonic Distortion for Modular Multilevel Converter*. IEEE Transactions on Power Delivery, 26(1):298–306, Januar 2011.
- [102] TU, QINGRUI, ZHENG XU, HONGYANG HUANG und JING ZHANG: *Parameter Design Principle of the Arm Inductor in Modular Multilevel Converter based HVDC*. In: *International Conference on Power System Technology (POWERCON)*, Oktober 2010.
- [103] TU, QINGRUI, ZHENG XU und LIE XU: *Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters*. IEEE Transactions on Power Delivery, 26(3):2009–2017, Juli 2011.
- [104] WALTRICH, UWE, DIRK MALIPAARD und ANDREAS SCHLETZ: *Novel Design Concept for Modular Multilevel Converter Power Modules*. In: *PCIM Europe*, Seiten 1063–1068, Mai 2014.
- [105] WANG, JUN, ROLANDO BURGOS und DUSHAN BOROEYEVICH: *A Survey on the Modular Multilevel Converters – Modeling, Modulation and Controls*. In: *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Seiten 3984–3991, September 2013.
- [106] WANG, JUN, EWAN FARR, ROLANDO BURGOS, DUSHAN BOROEYEVICH, RALPH FELDMAN, ALAN WATSON, JON CLARE und PAT WHEELER: *State-Space Switching Model of Modular Multilevel Converters*. In: *2013 IEEE 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, Juni 2013.

- [107] WANG, KUI, YONGDONG LI, ZEDONG ZHENG und LIE XU: *Voltage Balancing and Fluctuation-Suppression Methods of Floating Capacitors in a New Modular Multilevel Converter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 60(5):1943–1954, Mai 2013.
- [108] WILKINSON, RICHARDT H., THIERRY A. MEYNARD und HENDRIK DU TOIT MOUTON: *Natural Balance of Multicell Converters: The General Case*. IEEE Transactions on Power Electronics, 21(6):1658–1666, November 2006.
- [109] WIMA GMBH & Co. KG: *Metallisierte Polypropylen-(PP)-Kondensatoren für Zwischenkreisanwendungen*, November 2010.
- [110] WU, MIN-YEN: *Some New Results in Linear Time-Varying Systems*. IEEE Transactions on Automatic Control, 20(1):159–161, Februar 1975.
- [111] WU CONG, M., Y. AVENAS, M. MISCEVIC, M.-X. WANG, R. MITOVA, J.-P. LAVIEVILLE und P. LASSERRE: *Thermal Analysis of a Submodule for Modular Multilevel Converters*. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Seiten 2675–2681, März 2014.
- [112] YUANG, XIAOMING, HERBERT STEMMLER und IVO BARBI: *Self-Balancing of the Clamping-Capacitor-Voltages in the Multilevel Capacitor-Clamping-Inverter under Sub-Harmonic PWM Modulation*. IEEE Transactions on Power Electronics, 16(2):256–263, März 2001.
- [113] ZHANG, MING, LONG HUANG, WENXI YAO und ZHENGYU LU: *Circulating Harmonic Current Elimination of a CPS-PWM-Based Modular Multilevel Converter With a Plug-In Repetitive Controller*. IEEE Transactions on Power Electronics, 29(4):2083–2097, April 2014.